Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение

высшего профессионального образования

### «НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

### БАРАНОВ ПАВЕЛ ФЕДОРОВИЧ

# СИНХРОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ СИГНАЛОВ С БОЛЬШОЙ СИНФАЗНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ

Специальность 05.11.01 – Приборы и методы измерения (измерение электрических и магнитных величин)

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель – доктор технических наук, доцент Бориков Валерий Николаевич

# Содержание

С	стр.
введение	4
ГЛАВА 1. Синхронные усилители с дифференциальным входом	. 12
1.1 Принцип работы синхронных усилителей с дифференциальным входом	í 13
1.2 Классификация синхронных усилителей с дифференциальным	
входом	. 16
1.2.1 Информативный параметр сравниваемых сигналов	. 17
1.2.2 Реализация алгоритма измерения во времени	. 19
1.2.3 Предварительное преобразование входных физических	
величин	. 19
1.2.4 Способ реализации основных функциональных блоков	. 20
1.2.5 Тип синхронного детектора	. 21
1.3 Принципы построения СУДВ	. 23
1.4 Сравнительные характеристики СУДВ	. 30
1.5 Выводы к главе 1	. 37
ГЛАВА 2. Повышение разрешающей способности СУДВ	. 39
2.1 Схемы выделения дифференциального сигнала	. 39
2.2 Выбор инструментального усилителя	. 46
2.3 Минимизация синфазной погрешности инструментального	
усилителя	. 51
2.4 Ошибки синхронного детектирования	. 69
2.5 Коррекция результата измерений	. 74
2.6 Вычисления фазового сдвига	. 76
2.7 Выводы к главе 2	. 79
ГЛАВА 3. Разработка СУДВ для сличения метрологических	
характеристик измерительных преобразователей	. 81
3.1 Структура разработанного СУДВ	. 81
3.2 Определение метрологических характеристик СУДВ	. 88

3.2.1 Определение входного сопротивления
3.2.2 Определение разрешающей способности
3.2.3 Определение диапазона частот сравниваемых напряжений 92
3.2.4 Определение динамического диапазона сравниваемых
напряжений
3.3 Характеристики разработанного СУДВ95
3.4 Программное обеспечение СУДВ96
3.5 Выводы к главе 3
ГЛАВА 4. СУДВ в составе автоматизированной измерительной
системы
4.1 Определение сопротивления токовых шунтов 100
4.2 Поверка индуктивных делителей напряжения 106
4.3 Концепция АИИС для проведения дистанционной
калибровки108
4.4 Выводы к главе 4111
Заключение
Литература115
Приложение А. Сравнительный анализ СУДВ 132
Приложение Б. СУДВ. Руководство оператора 134
Приложение В. Делители напряжения индуктивные.
Методика поверки
Приложение Г. Акты внедрения результатов диссертационной работы 151

#### введение

#### Актуальность темы

Непрерывно возрастающие требования к точности и достоверности измерений физических величин стимулируют непрерывное совершенствование измерительной техники, в частности измерительных преобразователей (ИП) физической величины в напряжение переменного тока, что в свою очередь требует опережающей разработки новых средств их метрологического обеспечения.

При подтверждении метрологических характеристик ИП максимальную точность обеспечивает метод сравнения с мерой. Практическое применение метода невозможно без наличия высокочувствительных приборов сравнения, разрешающая способность которых во многом определяет минимальную погрешность измерений.

В качестве приборов, обеспечивающих разрешающую способность порядка единиц нановольт при сравнении двух переменных сигналов в широком динамическом диапазоне частот и напряжений, распространение получили синхронные усилители с дифференциальным входом (СУДВ) для измерения разности двух сигналов, в англоязычной литературе Lock-In Amplifier. В отечественной литературе синхронные усилители с дифференциальным входом также именуют как дифференциальный указатель и дифференциальный нановольтметр.

Для метрологического обеспечения ИП, таких как индуктивные делители напряжения (ИДН), токовые шунты и т.д., при определении амплитудночастотных характеристик цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей с учетом достигнутых разрядностей последних, необходимо обеспечить сравнение синфазных напряжений до 10 В среднеквадратического значения с разрешающей способностью до 10 нВ.

Современные СУДВ позволяют сравнивать напряжения с амплитудами не более 3 В и при заявленной максимальной разрешающей способности до 2 нВ имеют коэффициент ослабления синфазного сигнала около 100 – 120 дБ, что

4

при сравнении двух напряжений с амплитудами около 1 В даст реальную разрешающую способность не более 10 – 1 мкВ.

Целью диссертационной работы является разработка, исследование, аппаратно-программная реализация и экспериментальная апробация синхронного усилителя с дифференциальным входом для измерения разности сигналов с повышенной разрешающей способностью на уровне большой синфазной составляющей.

В соответствии с поставленной целью были сформулированы следующие задачи исследования:

- Анализ функциональных блоков структуры СУДВ с целью выявления источников погрешностей, и синтез новых схемотехнических и алгоритмических решений для их минимизации или компенсации.
- 2. Исследование факторов ограничивающих разрешающую способность СУДВ и разработка способов ее увеличения.
- Разработка и апробация синхронного усилителя с дифференциальным входом для проведения работ по поверки индуктивных делителей напряжения и токовых шунтов с возможностью дистанционного управления для использования в составе автоматизированных измерительных систем.
- Оценка метрологических характеристик разработанного синхронного усилителя с дифференциальным входом и их сравнение с характеристиками серийно выпускаемых аналогов.

Методы исследования. Теоретическая часть работы выполнена на основе методов теории электрических цепей, теории графов, теории погрешностей, дифференциального и интегрального исчисления, математического моделирования. При расчетах и моделировании использовались программные пакеты Mathcad, Multisim, Statistica, LabVIEW. Экспериментальные исследования проводились в метрологических лабораториях. Достоверность полученных результатов обеспечивалась экспериментальной апробацией синхронного усилителя с дифференциальным входом с применением средств измерений утвержденного типа, прошедших поверку. Совпадением с достаточной точностью расчетных данных и результатов моделирования и эксперимента.

Разработанный в ходе диссертационной работы синхронный усилитель с дифференциальным входом используется для метрологического обеспечения индуктивных делителей напряжения во Всероссийском Научно-Исследовательском Институте Физико-Технических и Радиотехнических Измерений (ВНИИФТРИ).

### Научная новизна работы

- Разработана и исследована схема выделения дифференциального сигнала на основе двух инструментальных усилителей и повторителя напряжения, позволяющая увеличить коэффициент ослабления синфазного сигнала.
- Разработан и экспериментально апробирован синхронный усилитель с дифференциальным входом, с повышенной разрешающей способностью на уровне большой синфазной составляющей.
- Предложена и экспериментально проверена процедура измерения на переменном токе модуля сопротивления и фазового сдвига коэффициента преобразования токовых шунтов с высоким разрешением на основе разработанного синхронного усилителя.

Практическая ценность работы. Разработанный в ходе диссертационных исследований синхронный усилитель с дифференциальным входом может найти широкое применение для определения: относительных отклонений физических величин в мостовых и дифференциальных схемах; метрологических характеристик компонентов измерительной техники, таких как погрешность преобразования аналого-цифровых и цифро-аналоговых устройств, коэффициент ослабления аттенюаторов, коэффициент усиления операционных усилителей. Синхронный усилитель с дифференциальным входом может использоваться в составе автоматизированных измерительно-информационных систем для поверки и калибровки делителей напряжения, трансформаторов тока, токовых шунтов.

**Реализация и внедрение результатов работы**. Результаты исследований по теме диссертации использованы для выполнения при непосредственном участии автора следующих хоздоговорных и госбюджетных НИР:

- Изготовление и поставка автоматизированного измерительного комплекса по заказу ВНИИ физико-технических и радиотехнических измерений, 2010 г., х/д 1-76/10у.
- Грант ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на проведение исследований по теме «Прецизионные резистивные и индуктивные преобразователи с улучшенными динамическими характеристиками», 2010-2012 гг., госконтракт № 1.387С.2010.
- Грант ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на проведение исследований по теме «Система контроля магнитного окружения квантового процессора на основе феррозондового датчика сверхвысокого разрешения», 2010-2012 гг., госконтракт № 14.740.11.0950.
- Грант ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России» на проведение исследований по теме «Программно-аппаратный комплекс для автоматизированных испытаний сильноточных преобразователей», 2011-2013 гг., госконтракт № 11.519.11.6026.
- Грант ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на проведение исследований по теме «Разработка высокопроизводительного модульного приборного комплекса для автоматизированных систем экспериментальных исследований и управления электрофизическими установками ядерной энергетики», 2012-2013 гг., соглашение № 14.В37.21.0457.

Результаты работы используются для метрологического обеспечения индуктивных делителей напряжения во ВНИИФТРИ. Акты внедрения приложены к диссертационной работе.

### Положения, выносимые на защиту

- Использование инструментального усилителя и повторителя напряжения для организации следящего питания схемы выделения дифференциального сигнала позволяет увеличить коэффициент ослабления синфазного сигнала до 160 180 дБ в диапазоне частот до 100 кГц.
- 2 Использование разработанного синхронного усилителя с дифференциальным входом, позволяет производить сравнение двух напряжений амплитудой до 10√2 В с разрешающей способностью до 10 нВ в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц.
- 3 Процедура измерения коэффициента преобразования токовых шунтов на основе разработанного синхронного усилителя с дифференциальным входом позволяет повысить разрешающую способность до 10 нОм по модулю сопротивления и 1° по фазовому сдвигу.

Апробация результатов работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях:

- Седьмая Международная научно-практическая конференция «Образовательные, научные и инженерные приложения в среде LabVIEW и технологии National Instruments», г. Москва, 2008 г.;
- XV Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии СТТ 2009 (МТТ-2009)», г. Томск, 2009 г.;
- VIII Международная IEEE Сибирская конференция по управлению и связи (SIBCON-2009), г. Томск, 2009 г.;
- XVII Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии СТТ 2011», г. Томск, 2011 г.;

- IX Всероссийская научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых с международным участием «Молодежь и современные информационные технологии МСИТ-2011», г. Томск, 2011 г.;
- VIII Международная научно-практическая конференция «Метрологическое обеспечение учета электрической энергии», г. Киев, Украина, 2011 г.;
- XVIII Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии СТТ 2012», г. Томск, 2012 г.;
- XX Международный конгресс IMEKO, г. Пусан, Республика Корея, 2012 г.;
- XIX Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии СТТ 2013», г. Томск, 2013 г.;

Публикации Основные результаты исследований отражены в 28 публикациях: двенадцать статей в ведущих научных журналах и изданиях, рекомендуемых ВАК; одна статья в рецензируемом научном журнале; пятнадцать статей в сборниках трудов международных и российских конференций.

Диссертационная работа состоит из четырех глав.

В первой главе представлен аналитический обзор синхронных усилителей с дифференциальным входом. Предложена классификация СУДВ по пяти параметрам, приведены структурные схемы для реализации СУДВ среднеквадратических и мгновенных значений и связанные с ними погрешности. Приведен сравнительный анализ коммерчески доступных зарубежных СУДВ и отечественных разработок. Проведенный обзор СУДВ показывает, что современные СУДВ реализуют метод одновременного сличения сравниваемых напряжений по амплитудам синфазных составляющих, с усилением разностного сигнала, его синхронным детектированием, фильтрацией и представлением в цифровом и аналоговом видах. Реальная чувствительность современных СУДВ ограничена коэффициентом ослабления синфазного сигнала порядка 100 – 120 дБ, а максимальное входное напряжение не превышает 3 В, что недостаточно для метрологического обеспечения современных ИП, таких как индуктивные делители напряжения, токовые шунты и т.д. Следовательно, необходимость разработки нового синхронного усилителя с дифференциальным входом для измерения разности сигналов на уровне большой синфазной составляющей является актуальной задачей.

Во второй главе рассматриваются факторы, ограничивающие разрешающую способность и диапазон сравниваемых напряжений СУДВ и разрабатываются схемы построения входного каскада СУДВ для выделения дифференциального сигнала. Для минимизации синфазной погрешности, увеличения входного импеданса и динамического диапазона сравниваемых напряжений предлагается использовать схему на основе двух инструментальных усилителей и повторителя напряжения. Выбор оптимальных по характеристикам микросхем осуществляется на основе процедуры агрегирования предпочтений и нахождения отношения консенсуса. В этой же главе приводятся оценка погрешности от некогерентности опорного и детектируемого сигналов на входах синхронного детектора и два методы: минимизации погрешности из-за фазового сдвига между сравниваемыми сигналами и вычисления фазового сдвига между сравниваемыми сигналами.

В третьей главе приводится описание аппаратной реализации СУДВ на основе предложенных во второй главе решений. Приводятся разработанные принципиальные схемы функциональных блоков СУДВ и описание программного обеспечения для дистанционного управления СУДВ разработанного в среде графического программирования LabVIEW на основе технологии виртуальных приборов. В этой же главе описана процедура оценивания метрологических характеристик разработанного СУДВ.

В четвертой главе обсуждается использование разработанного СУДВ в составе автоматизированных измерительных информационных систем для по-

верки и калибровки измерительных преобразователей – токовых шунтов и индуктивных делителей напряжения (ИДН). Описана процедура измерения на переменном токе модуля сопротивления и фазового сдвига коэффициента преобразования токовых шунтов и результаты практического ее применения с использованием разработанного СУДВ. Рассмотрена концепция автоматизированной измерительной системы основанной на архитектуре клиент-сервер для проведения дистанционной калибровки измерительных преобразователей, с использованием разработанного СУДВ.

### ГЛАВА 1

### СИНХРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВХОДОМ

Современные тенденции в метрологии направлены на совершенствования следующих характеристик средств измерений [1]:

- повышение точности результатов измерений
- уменьшения уровня шумов;
- расширения динамического диапазона измерений;
- увеличение быстродействия;
- уменьшения габаритных размеров;
- автоматизации процесса измерений и возможности встраивания в автоматизированные системы измерений, контроля и управления;
- минимизации энергопотребления;
- увеличения срока службы;
- уменьшения стоимости.

Проблема повышения точности результатов измерений является важнейшим аспектом метрологии.

Для измерений метрологических характеристик компонентов измерительной техники, таких как погрешность преобразования аналого-цифровых и цифро-аналоговых устройств [2-4], импедансы в мостовых измерительных схемах [5-6], коэффициент ослабления аттенюаторов [7-10], коэффициент усиления операционных усилителей, а так же при калибровке делителей напряжения [11-13], трансформаторов тока [14-15], токовых шунтов [16], вольтметров [17-20] и т. д., максимальную точность обеспечивает метод сравнения с мерой.

Метод сравнения с мерой в общем случае предусматривает сопоставление измеряемой величины с величиной, воспроизводимой мерой [21]. Практическое применение метода невозможно без наличия высокочувствительных приборов сравнения, разрешающая способность которых во многом определяет минимальную погрешность измерений.

В качестве приборов, обеспечивающих разрешающую способность порядка единиц нановольт при сравнении двух переменных сигналов в широком динамическом диапазоне частот и напряжений, распространение получили синхронные усилители с дифференциальным входом (СУДВ), в англоязычной литературе Lock-In Amplifier [22]. В отечественной литературе синхронные усилители с дифференциальным входом также именуют как дифференциальный указатель [23] и дифференциальный нановольтметр [24].

Под синхронным усилителем с дифференциальным входом в общем случае будем понимать устройство для измерения разности входных сигналов, на уровне большой синфазной составляющей, чувствительное только к заданной частоте, выходной сигнал которого пропорционален сигналу выбранной частоты и реализующие фазочувствительного обнаружения разностного полезного сигнала из шума.

Типовой задачей подобных устройств является выделение малой дифференциальной составляющей сравниваемых напряжений в нановольтовом и микровольтовом диапазонах на фоне большой синфазной составляющей, при отношении сигнал/шум до -60...-100 дБ, с обеспечением высокого импеданса по измерительным входам.

Первый коммерческий синхронный усилитель был разработан компанией Princeton Applied Research в 1962 году на базе лаборатории физики плазмы Принстонского университета [25].

## 1.1 Принцип работы синхронных усилителей с дифференциальным входом

Принцип работы СУДВ основан на операции умножения дифференциального сигнала на когерентный опорный сигнал – синхронном детектировании

13

сигналов (phase-sensitive detection) [26]. Идея синхронного детектирования сигналов впервые предложена Е. Г. Момотом в 1934-1935 гг [27]. Использование синхронного детектирования позволяет повысить разрешающую способность приборов сравнения до единиц нановольт [28], поэтому данный метод широко используется в технике прецизионных измерений во многих отраслях [22, 29-30].

СУДВ используется в качестве прибора сравнения (селективного нульиндикатора) в дифференциальных и мостовых схемах измерений.

На рис. 1.1 представлена дифференциальная схема измерений для калибровки аттенюаторов на основе СУДВ, описанная в [31].



Рис. 1.1. Схема калибровки аттенюаторов на основе СУДВ

Синусоидальный сигнал с выхода генератора напряжения (однозначной меры) подается одновременно на входы образцовой многозначной меры ослабления – индуктивного делителя напряжения (ИДН), калибруемого аттенюатора и опорный вход  $U_{ref}$  СУДВ. На измерительные входы  $U_0$  и  $U_x$  последнего поступают соответствующие напряжения с выходов ИДН и калибруемого аттенюатора. Разностное напряжение  $\Delta U = (U_x - U_0) \cdot U_{ref}$  преобразуется в СУДВ в напряжение постоянного тока. Это напряжение отображается на индикаторе.

На рис. 1.2 представлена мостовая схема измерения электропроводности [32]. В схеме, с генератора синусоидальных сигналов подается зондирующее напряжение на кондуктометрическую ячейку, характеризующеюся электропроводностью  $Z_1$  и включенную в резистивный измерительный мост, образованный сопротивления  $Z_2$ ,  $Z_3$  и  $Z_4$ .



Рис. 1.2. Схема измерения электропроводности растворов

Из условия равновесия моста электропроводность Z<sub>1</sub> определяется по формуле:

$$Z_1 = \frac{Z_4}{Z_2 \cdot Z_3},$$
 (2.1)

СУДВ в схеме на рисунке 1.2 выступает в качестве селективного нульиндикатора. Балансировка моста осуществляется изменением коэффициента передачи делителя напряжения.

По своей сути СУДВ является специализированным коррелометром [33], предназначенным для определения зависимости между зашумленным разностным сигналом  $\Delta U$  и опорным  $U_{ref}$ .

СУДВ используются для передачи размера единицы ослабления в Государственном эталоне единицы ослабления Японии [34-36].

Перспективным направлением развития СУДВ является его проектирование в виде интегральной микросхемы для решения специализированных медицинских задач [37], измерения колебаний микромеханических инерциальных датчиков (гироскопов, акселерометров) [38-39], датчиков газа [40] и др.

# 1.2 Классификация синхронных усилителей с дифференциальным входом

Проведем классификацию синхронных усилителей с дифференциальным входом по следующим параметрам [41]:

1) информативному параметру сравниваемых сигналов;

2) реализации алгоритма измерения во времени;

 наличию или отсутствию предварительного преобразования входных физических величин;

4) способу реализации основных функциональных блоков;

5) типу синхронного детектора.

На рис. 1.3 представленна классификация СУДВ по перечисленным параметрам.



Рис. 1.3. Классификация синхронных усилителей с дифференциальным входом

## 1.2.1 Информативный параметр сравниваемых сигналов

Выходная величина СУДВ может быть представлена как абсолютная  $\Delta U$  разность параметров сравниваемых входных сигналов  $U_0$  и  $U_x$ :

$$\Delta U = U_0 - U_x \tag{1.1}$$

Обобщим выражение (1.1) для всех СУДВ, представленных на рис. 1.1:

$$\Delta U = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} \left( u_{x}(t) - u_{0}(t) \right)^{2}} dt; \\ \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \left| u_{x}(t) - u_{0}(t) \right| dt; \\ U_{0m} - U_{xm}; \\ U_{0(1)} - U_{x(1)}; \\ u_{0c}(t) - u_{xc}(t), u_{0\kappa}(t) - u_{x\kappa}(t); \end{cases}$$
(1.2)

где  $u_0(t)$ ,  $u_x(t)$  – значения сравниваемых входных сигналов;

 $U_{0m}, U_{xm}$  – амплитудные значения;

 $U_{0(1)}, U_{x(1)}$  – амплитуды первой гармоники;

 $u_{0c}(t), u_{xc}(t), u_{0k}(t), u_{xk}(t)$  – значения синфазной и квадратурной составляющих сигналов.

Из выражений (1.2) видно, что информативными параметрами при сравнении напряжений в СУДВ могут являться их действующие и средневыпрямленные значения, амплитуды, амплитуды первых гармоник, а также синфазные и квадратурные составляющие сигналов. Синхронные усилители с дифференциальным входом могут быть разделены на СУДВ средневыпрямленных, среднеквадратических (действующих) и амплитудных значений сравниваемых сигналов, а также на СУДВ, обеспечивающие сличение напряжений по амплитудам синфазных и квадратурных составляющих сигналов. Среднеквадратическое значение напряжения наименее чувствительно к изменению высших гармоник в спектрах эталонного  $u_0(t)$  и сравниваемого  $u_x(t)$  сигналов и инвариантно к их фазовым сдвигам.

Если сигналы сличаются по их первым гармоникам, то по сравнению с разницей их действующих значений напряжений возникает абсолютная методическая погрешность.

Действительно, при сравнении двух квазисинусоидальных сигналов  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$  по их действующим значениям напряжений:

$$\Delta U = \sqrt{U_{x(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} U_{x(n)}^2} - \sqrt{U_{0(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} U_{0(n)}^2}, \qquad (1.3)$$

где  $U_{0(n)}, U_{x(n)}$  – амплитуды *n*-ой гармоники,  $n = 1, 2, ... \infty$ .

Тогда относительная методическая погрешность  $\gamma_{\rm M}$  при сравнении сигналов  $u_0(t)$  и  $u_{\rm x}(t)$  по их первым гармоникам:

$$\gamma_{\rm M} \approx \frac{\left(1 - \frac{U_{x(1)} - U_{0(1)}}{U_{0(1)}}\right) \cdot \left(k_{\Gamma x}^2 + k_{\Gamma 0}^2\right)}{2}, \tag{1.4}$$

где  $k_{\Gamma x}$ ,  $k_{\Gamma 0}$  – коэффициент гармоник сигналов.

При использовании в СУДВ преобразователей средневыпрямленного значения, градуированного по действующему значению, возникает относительная погрешность при преобразовании сигналов с формой, отличной от градуировочной (синусоидальной), которая может составить половину значения коэффициента гармоник:

$$\gamma_{\rm M} \approx \frac{1}{2} (k_{\Gamma x} + k_{\Gamma 0}) \tag{1.5}$$

Как следует из формул (1.4) и (1.5), методическая погрешность  $\gamma_{\rm M}$  в общем случае не минимизируется из-за различия спектрального состава сравниваемых напряжений, тем более что одно из них – эталонное  $u_0(t)$ , как правило, является практически гармоническим.

Сличение напряжений  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$  по амплитудам синфазных и квадратурных составляющих сигналов позволяет разделить активную и реактивную составляющую сравниваемых сигналов.

### 1.2.2 Реализация алгоритма измерения во времени

По алгоритму воздействия сигналов во времени на измерительный преобразователь СУДВ подразделяются на усилители одновременного и разновременного сравнения. В первом случае СУДВ строится по двухканальной схеме, и сравниваемые сигналы одновременно воздействуют на измерительный преобразователь.

Во втором случае СУДВ имеет одноканальную структуру, на вход которой через коммутатор поочередно подаются напряжения. Достоинством одноканальной структуры является то, что нестабильность передачи канала СУДВ проявляется только за период частоты коммутации, однако возникает коммутационная погрешность и большее влияние может оказать нестабильность источников сигналов  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$ .

В двухканальной структуре СУДВ при идентичных каналах имеется возможность компенсации синфазных аддитивных и мультипликативных составляющих погрешностей передач каналов. Однако учет дифференциальных составляющих этих погрешностей также требует периодической подачи на оба канала эталонного входного напряжения  $u_0(t)$ .

### 1.2.3 Предварительное преобразование входных физических величин

По наличию или отсутствию дополнительных преобразований входных величин СУДВ можно классифицировать на усилители без преобразования и с преобразованием параметров входных сигналов. В первом случае до измерительного преобразователя СУДВ входные сигналы лишь нормируются по уровню. Работа такого усилителя в широком частотном диапазоне требует широкополосного канала СУДВ, что может ограничить его реальную чувствительность из-за влияния шумов.

Среди усилителей с преобразованием известны СУДВ, в которых осуществляется преобразование одной физической величины в другую (например, напряжения в фазу). Такое преобразование позволяет сформировать из сравниваемых постоянных напряжений специальный по форме огибающей пакет, для которого фазовый сдвиг спектральной составляющей на частоте коммутирующего сигнала пропорционален отношению значений входных напряжений. Благодаря обработке информации фазовыми методами такие усилители обладают высокой разрешающей способностью. Аналогичный эффект может быть получен и при использовании узкополосного измерительного канала СУДВ при переносе частоты входного сигнала на фиксированную промежуточную частоту. Метрологические аспекты преобразования частоты, связанные с погрешностями такого преобразования информативных параметров входных сигналов, рассмотрены в работе [42].

СУДВ с преобразованием частоты могут быть использованы и для сравнения значений двух напряжений разных частот [43] при условии малости частотной погрешности усилительного и преобразовательного канала СУДВ.

### 1.2.4 Способ реализации основных функциональных блоков

По способу реализации основных функциональных блоков СУДВ подразделяются на аналоговые и аналого-цифровые усилители. В основе большинства современных СУДВ используются аналогово-цифровые преобразователи (АЦП) с высоким разрешением и цифровой сигнальный DSP-процессор для синхронного детектирования, фильтрации и представления измерительной информации [44]. Однако использование цифровой схемотехники в измерительном канале приводит к появлению высокочастотных помех. Поэтому, не смотря на высокий уровень современных цифровых интегральных схем для решения специализированных задач, например для измерений при температурах ниже 90 К, используются полностью аналоговые СУДВ [45]. Следует отметить, что практически во всех современных аналоговых СУДВ, также как и в цифроаналоговых реализовано микропроцессорное управление, это позволяет использовать СУДВ в составе измерительно-информационных систем.

#### 1.2.5 Тип синхронного детектора

По типу синхронного детектора (СД) используемого в составе СУДВ, последние можно разделить на усилители с гармоническим СД (аналоговые перемножители) и ключевым (релейные).

Для анализа работы СД разностный сигнал  $\Delta u(t)$  целесообразно представить в виде аддитивной математической модели:

$$\Delta u(t) = (u_x(t) - u_0(t)) + n(t)$$
(1.6)

где n(t) – составляющая различных мешающих сигналов в виде шумов и помех различной природы.

При использовании гармонического СД задача разделения разностного сигнала и шума решается путем умножения сигнала  $\Delta u(t)$  на гармонический опорный сигнал  $u_{ref}(t)$  той же частоты и вычисления значения этого произведения:

$$u_{x}(t) = U_{x} \cos(\omega t)$$

$$u_{0}(t) = U_{0} \cos(\omega t) \qquad (1.7)$$

$$u_{ref}(t) = U_{ref} \cos(\omega t - \varphi_{ref})$$

где  $\omega$  – частота сигналов, рад/с;

*φ<sub>ref</sub>* – фазовый сдвиг между разностным и опорным сигналами, рад. Тогда

$$\lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \Delta u(t) u_{ref}(t) dt = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \left( \left( u_{x}(t) - u_{0}(t) \right) + n(t) \right) u_{ref}(t) dt = \\
= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \left( u_{x}(t) - u_{0}(t) \right) u_{ref}(t) dt + \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} n(t) u_{ref}(t) dt = \\
= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \left( U_{x} \cos(\omega t) - U_{0} \cos(\omega t) \right) U_{ref} \cos(\omega t - \varphi_{ref}) dt + \\
+ \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} n(t) U_{ref} \cos(\omega t - \varphi_{ref}) dt = \\
= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{0}^{T} \left( U_{x} \cos(\varphi_{ref}) - U_{0} \cos(\varphi_{ref}) \right) U_{ref} dt + \\
+ \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{0}^{T} \left( U_{x} \cos(2\omega t) - U_{0} \cos(2\omega t) \right) U_{ref} dt + \\
+ \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} n(t) U_{ref} \cos(\varphi_{ref}) dt + \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} n(t) U_{ref} \cos(2\omega t) dt.$$
(1.8)

В результате при  $T \rightarrow \infty$  первый интеграл равен:

$$\frac{U_{ref}}{2} (U_x - U_0) \cos(\varphi_{ref}), \qquad (1.9)$$

а остальные три интеграла стремятся к нулю при  $T \to \infty$  [46].

Таким образом, после перемножения разностного сигнала на опорный, на выходе СД появляется переменный сигнал содержащей постоянную составляющую, пропорциональную разностному входному сигналу, и переменную составляющую на удвоенной частоте относительно частоты входных сигналов.

Из 1.8 и 1.9 можно выделить два свойства СД:

- способность линейно детектировать при любой амплитуде детектируемого сигнала;
- работа в режиме фазового детектора, что в свою очередь позволяет разделить активную и реактивную составляющую разностного сигнала [47-48].

Недостатками СД гармонического типа являются зависимость выходного сигнала от уровня входного опорного сигнала и структурная сложность схем аналогового перемножения сигналов. Данных недостатков лишен ключевой СД.

В ключевом СД разделение разностного сигнала и шума решается путем умножения сигнала  $\Delta u(t)$  на функцию, которая принимает только два значения +1 и -1. В этом случае операция умножения заменяется на операцию сложения или вычитания:

$$u_{x}(t) = U_{x} \cos(\omega t)$$

$$u_{0}(t) = U_{0} \cos(\omega t)$$

$$u_{ref}(t) = U_{ref} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4}{\pi} \left[ \frac{(-1)^{n}}{2n+1} \cos(\omega t (2n+1) - \varphi_{ref}) \right]$$
(1.10)

где  $n = 0, 1, 2, 3, ... \infty$ .

Тогда проделав операции аналогично (1.8) при  $T \to \infty$  получим, что сигнал с выхода СД после интегрирования равен:

$$\frac{2U_{ref}}{\pi} \left( U_x - U_0 \right) \cos(\varphi_{ref}) \tag{1.11}$$

Тип СД может быть как ключевым, так и гармоническим, в зависимости от предъявляемых требований. Необходимо учитывать, что в случае ключевого СД при простоте реализации проявляется чувствительность к нечетным гармоникам с коэффициентом 1/n, где n - номер гармоники.

### 1.3 Принципы построения СУДВ

Специализированные СУДВ среднеквадратических значений (СУДВскз) проектируются, когда для относительной разницы сравниваемых напряжений  $\delta$  выполняется  $\delta = (U_0 - U_x)/U_0 \ll 1$  [49].

Тогда при определении  $\Delta U$  (наряду с выражениями (1.2)) можно оперировать относительной разницей квадратов  $U_0$  и  $U_x$ .

$$\Delta U \approx \frac{\left(\frac{1}{T}\int_{0}^{T}u_{x}^{2}(t)dt - \frac{1}{T}\int_{0}^{T}u_{0}^{2}(t)dt\right)}{U_{0}} = \frac{\frac{1}{T}\int_{0}^{T}\left[u_{x}^{2}(t) - u_{0}^{2}(t)\right]dt}{U_{0}} = \frac{\frac{1}{T}\int_{0}^{T}\left[u_{x}(t) - u_{0}(t)\right]\left[u_{x}(t) + u_{0}(t)\right]dt}{U_{0}}.$$
(1.12)

Устранение корнеизвлекающего устройства упрощает схему СУДВ<sub>скз</sub>, а возникающая при этом погрешность не существенна [50].

Выражение (1.12) показывает, что такие СУДВ можно строить, используя методы одновременного и разновременного сравнения, по следующим вариантам:

- 1) одновременное или разновременное получение квадратов мгновенных значений  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$ , затем интегрирование (фильтрация) и вычитание или наоборот;
- 2) получение разности квадратов мгновенных значений сравниваемых сигналов, интегрирование за период (фильтрация);
- обработка вектора разности (суммы) мгновенных значений входных напряжений, используя множительное устройство с управляющим сигналом в виде суммы (разности) мгновенных значений.

Во всех случаях, если необходимо получение относительной разности значений сравниваемых сигналов, требуется разделить разность на  $U_0$  (см. выражение (1.12)) [51].

Обработка измерительной информации в коммутационно-модуляционных СУДВ<sub>скз</sub> предполагает реализацию мер, направленных на ослабление коммута-

ционных помех, обусловленных работой входного коммутатора. Обычным решением является исключение переходных процессов и обработка сигналов вблизи их установившихся значений на каждом полутакте частоты коммутации.

Для СУДВ<sub>скз</sub> разновременного сравнения ухудшение разрешающей способности возможно из-за влияния нестабильности источника напряжения переменного тока. Чтобы избежать этого, целесообразно строить комбинированный СУДВ<sub>скз</sub> на базе дифференциального измерительного канала, в котором на каждом полутакте работы входного коммутатора производится поочередное сравнение  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$  с опорным напряжением  $u_{ref}(t)$  – рис. 1.4. Такое устройство работает в соответствии с уравнением измерения:

$$\Delta U \approx \frac{1}{U_0} \left( \frac{1}{T} \int_0^T \left[ u_x^2(t) - u_{ref}^2(t) \right] dt - \frac{1}{T} \int_T^{2T} \left[ u_0^2(t) - u_{ref}^2(t) \right] dt \right), \quad (1.13)$$

и имеет место дополнительное ослабление синфазных составляющих, обусловленных нестабильностью источника напряжения [50].



Рис.1.4. Схема устранения влияния нестабильности источника сигнала

Лучшую разрешающую способность по сравнению СУДВ<sub>скз</sub> имеют СУДВ мгновенных значений (СУДВ<sub>M</sub>). Такие усилители позволяют выделить и произвести обработку разностного (суммарного) вектора входных сигналов  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$ , который формируется непосредственно на входе СУДВ.

Благодаря установке вычитающего устройства схемы сравнения на входе СУДВ<sub>м</sub> погрешность усилительно-преобразовательного канала, обрабатывающего разностный сигнал, существенно меньше влияет на результирующую погрешность, чем тот же тракт, используемый в СУДВ<sub>скз</sub>. Возможность одновременного измерения фазовых соотношений для входных сигналов и способность оценивать различие форм их кривых являются несомненными достоинствами таких усилителей.

При построении СУДВ<sub>м</sub> возникают следующие задачи:

- достижение большого коэффициента подавления синфазной составляющей входных сигналов;
- разработка структурных методов, обеспечивающих уменьшение взаимовлияния амплитудных и фазовых соотношений входных сигналов при обработке разностного вектора;
- 3) уменьшение влияния фазовых сдвигов в измерительном и опорном каналах СУДВ<sub>м</sub>.

Структурная схема и векторная диаграмма измерений простейшего СУДВ<sub>м</sub> представлена на рис. 1.5.



Рис.1.5. Структурная схема и векторная диаграмма СУДВ<sub>М</sub>

Выходная величина простейшего СУДВ<sub>м</sub> будет определяться как:

$$\Delta U \approx \frac{1}{E} \left( \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{T} \left[ u_x(t) - u_0(t) + \frac{u_x(t) + u_0(t)}{2 \cdot K_{\text{OCC}}} \right] u_{ref}(t) dt \right),$$
(1.14)

где Е – значение деноминатора синхронного детектора, В.

Из (1.14) и векторной диаграммы следует, что измерение разности  $\Delta U$  интегральных значений  $U_x$ - $U_0$  сопровождается погрешностью  $\gamma$ , обусловленной наличием фазового сдвига  $\varphi$  между входными сигналами, конечным подавлением синфазного сигнала  $K_{OCC}$ , схемой сравнения (вычитателем) и не когерентностью опорного  $u_{ref}(t)$  и детектируемого сигналов на входах синхронного детектора характеризуемой фазовым сдвигом  $\varphi_{ref}$ . Тогда измеренная разность  $\Delta U_{изм}$  длин двух векторов  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$ :

$$\Delta U_{\mu_{3M}} = \Delta U \gamma, \qquad (1.15)$$

$$\gamma \approx \gamma_{\mu} + \gamma_{cd},$$

где 
$$\gamma_{\varphi} = K_{cg} \left[ \cos(\varphi_{ref} - \varphi) + \frac{U_0 \cos(\varphi_{ref} - \varphi) - U_0 \cos(\varphi_{ref})}{\Delta U} \right] - \varphi$$
азовая погрешность;

К<sub>сд</sub> – коэффициент передачи синхронного детектора;

γ<sub>сф</sub> – аддитивная погрешность, обусловленная неидеальностью схемы сравнения (конечным значением подавления синфазного сигнала).

СУДВ<sub>м</sub>, выполненные по схемам рис. 1.6. и рис. 1.7 [52] позволяют исключить аддитивную составляющую фазовой погрешности.



Рис. 1.6. Разновременная схема уменьшения фазовой погрешности



Рис.1.7. Одновременная схема уменьшения фазовой погрешности

Это достигается путем сложения результатов синхронного детектирования разностного напряжение sign-функциями, образованными от каждого из входных сигналов поочередно (рис. 1.6) или одновременно (рис. 1.7) и составляющая фазовой погрешности будет равна:

$$\gamma_{\varphi} = K_{c_{\mathcal{A}}} \Big( \cos(\varphi_{ref}) + \cos(\varphi_{ref} - \varphi) \Big)$$
(1.16)

На рис. 1.8 представлена более простая схема уменьшения фазовой погрешности, результат аналогичный двум предыдущим достигается за счет формирования управляющего сигнала синхронного детектора из суммы входных напряжений [53].



Рис.1.8. Схема уменьшения фазовой погрешности

Составляющую  $\gamma_{c\phi}$  погрешности измерения, обусловленную неидеальностью схемы сравнения (конечным значением  $K_{OCC}$ ) можно уменьшить путем схемотехнического увеличения  $K_{OCC}$  (рис. 1.9).



Рис.1.9. Схема увеличения Косс

Для этого организуется следящее за одним из входных сигналов питание схемы сравнения с помощью повторителя и вводится гальваническая развязка [54]. В этом случае:

$$\gamma_{c\phi} = \frac{1 - K_{\pi}}{K_{OCC}},\tag{1.16}$$

где *К*<sub>п</sub> – коэффициент передачи повторителя.

При использовании следящего питания за одним из входных сигналов, возникает разница во входных импедансах схемы вычитателя, что приводит к возникновению дополнительной амплитудной погрешности.

Введение перекрестной коммутации входных сигналов и дополнительного синхронного преобразования на частоте коммутации (рис. 1.10) делает СУДВ<sub>м</sub> инвариантным к значению *K*<sub>OCC</sub>.



Рис. 1.10. Минимизация погрешности усф за счет перекрестной коммутации

Частота коммутации может быть как ниже, так и выше частоты сравниваемых сигналов, что позволяет обрабатывать низкочастотные сигналы без ухудшения быстродействия [55]. Однако при непрерывной перекрестной коммутации возникает дополнительная погрешность из-за переходных процессов.

Рассмотренные структурные схемы нашли широкое применение в отечественных разработках аналоговых СУДВ [23, 56].

### 1.4 Сравнительные характеристики СУДВ

В таблице 1.1 приведены сравнительные характеристики отечественных СУДВ.

Модель,	Диапазон	Максимальное	Разрешающая	Входные
производитель,	частот, кГц	входное напря-	способность, нВ	сопротивление,
год выпуска		жение, В		емкость
ДУ-5, СССР, 1976 г.	0,02 - 1000	15	$50.10^{3}$	10 МОм, 4 пФ
ДУ-10, СССР 1977 г.	0,5 – 50	10	$40.10^{3}$	1 МОм, 10 пФ
ДУ-11, СССР 1976 г.	0,02 - 10000	30	$50.10^{3}$	1 МОм, 5 пФ

Таблица 1.1 Характеристики отечественных СУДВ

Модель,	Диапазон	Максимальное	Разрешающая	Входные
производитель,	частот, кГц	входное напря-	способность, нВ	сопротивление,
год выпуска		жение, В		емкость
ДУ-12А, СССР 1978 г.	0,02 - 200	15	200	1 ГОм, 10 пФ
ДУ-12М, СССР 1980 г.	0,02 - 200	15	100	1 ГОм, 10 пФ
ДУ-13, СССР 1982 г.	0,02 - 200	15	$200 \cdot 10^3$	3 МОм, 10 пФ
ДУ-16, СССР 1986 г.	0,02 – 100	15	100	1 ГОм, 10 пФ
ДНВ-1, Россия, 2009 г.	0,2-2	10	30	10 МОм, 10 пФ

ДУ-12А и ДУ-12М серийно выпускались на Невинномысском заводе измерительных приборов и Харьковском заводе электроаппаратуры, соответственно. Внешний вид ДУ-12М приведен на рис. 1.11.



Рис.1.11. Синхронный усилитель с дифференциальным входом ДУ-12М

СУДВ ДУ-13 входит в состав установки К2-41. Установка предназначена для поверки параметров измерительных усилителей и других активных и пассивных четырехполюсников при исследовании, настройке и испытании систем и приборов, используемых в радиоэлектронике, связи, автоматике, вычислительной и измерительной технике, приборостроении [57].

Установка К2-41 внесена в Госреестр средств измерений России (№ 8404-81) и выпускалась серийно с 1982 г. (КБ «Импульс», г. Санкт-Петербург). На сегодняшний момент отечественные СУДВ серийно не выпускаются. В [58] приведено описание ДНВ-1 – опытной российской разработки СУДВ для калибровки измерительных каналов программно-аппаратных комплексов ДНВ-1.

ДНВ-1 представляет собой аналого-цифровой СУДВ мгновенных значений, одновременно сравнивающий сигналы по амплитудам синфазных составляющих с гармоническим синхронным детектором.

ДНВ-1 (рис. 1.12) построен в виде двухканальной структуры: генераторной части и собственно измерительного канала.



Рис. 1.12. Структурная схема синхронного усилителя ДНВ-1

В состав ИК входят входной трансформатор гальванической развязки (ТГР), дифференциальный усилитель (ДУ), усилитель с программируемым коэффициентом усиления (ПУ), синхронный детектор (СД), фазовращатель (ФВ), фильтр нижних частот (ФНЧ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), стрелочный вольтметр, микроконтроллер (МК) и персональная ЭВМ (ЭВМ). Генераторная часть, формирующая синусоидальное напряжение частотой от 0,2 до 2 кГц, состоит из задающего генератора (ЗГ), усилителя мощности (УМ) и выходного трансформатора (ВТ). К вторичной обмотке последнего подключается объект исследования.

Сравниваемые напряжения  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$  поступают на первичную обмотку ТГР, осуществляющего гальваническую развязку объекта исследования от измерительного канала (ИК). Разностное напряжение  $\Delta U(t)$  усиливается ПУ в 10<sup>5</sup> или  $10^6$  раз и поступает на СД. На опорный вход последнего подается напряжение с ФВ, обеспечивающего синфазность детектируемого  $\Delta U(t)$  и опорного  $u_{ref}(t)$  сигналов. Напряжение с выхода СД фильтруется посредством ФНЧ Бесселя третьего порядка с частотой среза 5 Гц. Выходное напряжение фильтра поступает одновременно как на вход АЦП, так и на стрелочный вольтметр. Управление работой АЦП и других узлов ИК осуществляет МК, связанный с ЭВМ верхнего уровня по последовательному интерфейсу *RS*232.

В таблице 1.2 приведены сравнительные характеристики зарубежных СУДВ выпускаемых серийно и коммерчески доступных [59-71].

Модель, производитель	Диапазон частот, кГц	Максимальное входное напря- жение, В	Разрешающая способность, нВ	Входные сопротивление, емкость
SR850, Stanford Research Sys- tems, CIIIA	$1 \cdot 10^{-6} - 102,4$	1	2	10 МОм, 25 пФ
SR830, Stanford Research Systems CIIIA	$1 \cdot 10^{-6} - 102,4$	1	2	10 МОм, 25 пФ
SR810, Stanford Research Systems CIIIA	$1 \cdot 10^{-6} - 102,4$	1	2	10 МОм, 25 пФ
SR124, Stanford Research Systems CШA	$2 \cdot 10^{-4} - 200$	0.5	100	10 МОм, 35 пФ
SR530, Stanford Research Systems CIIIA	$5 \cdot 10^{-4} - 100$	0.5	100	100 МОм, 35 пФ
SR510, Stanford Research Systems CIIIA	$5 \cdot 10^{-4} - 100$	0.5	100	100 МОм, 35 пФ
7124, Signal Recovery, CIIIA	$5 \cdot 10^{-4} - 150$	1	2	10 МОм, 25 пФ
7270, Signal Recovery CIIIA	$1 \cdot 10^{-6} - 250$	1	2	10 МОм, 25 пФ
7230, Signal Recovery США	$1 \cdot 10^{-6} - 120$	1	10	10 МОм, 25 пФ

Таблица 1.2. Характеристики зарубежных СУДВ

Модель, производитель	Диапазон частот, кГц	Максимальное входное напря- жение, В	Разрешающая способность, нВ	Входные сопротивление, емкость
7280, Signal	$5 \cdot 10^{-4} - 2000$	1	100	100 МОм, 25 пФ
Recovery				
США				
7265, Signal	$1.10^{-6} - 250$	1	2	10 МОм, 30 пФ
Recovery				
США				
7225, Signal	$1 \cdot 10^{-6} - 120$	1	2	10 МОм, 30 пФ
Recovery				
CIIIA				
5210, Signal	$1 \cdot 10^{-6} - 120$	3	100	100 МОм, 25 пФ
Recovery,				
CIIIA				

Внешний вид СУДВ 7265 и SR124 приведен на рис. 1.13, типовая функциональная схема серийно выпускаемых СУДВ приведена на рис. 1.14.



Рис.1.13. Синхронные усилители с дифференциальным входом 7265 Signal Recovery – a, SR124 Stanford Research Systems – б.



Рис.1.14. Типовая функциональная схема серийно выпускаемого СУДВ

В состав такого СУДВ входят дифференциальный усилитель (ДУ), режекторный фильтр (РФ), усилитель с программируемым коэффициентом усиления (ПУ), усилитель ограничитель (УО), двухканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и DSP - процессор.

Сравниваемые напряжения  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$  поступают на вход ДУ. Разностное напряжение  $\Delta U(t)$  фильтрует РФ с целью устранения сетевых помех на частотах 50/60 Гц и 100/120 Гц, затем усиливается ПУ и преобразуется в код первым каналом АЦП. Опорное напряжение  $u_{ref}(t)$  преобразуется в код вторым каналом АЦП. Данные с выходов АЦП обрабатываются DSP - процессором, который программно реализует внутренний генератор опорной частоты (ВГ), фазовращатель (ФВ), два синхронных детектора (СД), и фильтры нижних частот (ФНЧ). В результате обработки оцифрованных данных синфазная  $\Delta U_C$  и квадратурная  $\Delta U_K$  вычисляются составляющие разностного сигнала. Также программно вычисляются модуль  $\Delta U$  и фаза  $\theta$  разностного сигнала относительно опорного в соответствии с [59]:

$$\Delta U = \sqrt{\Delta U_{\rm C}^2 + \Delta U_{\rm K}^2}$$
  

$$\theta = \operatorname{arctg}\left(\frac{\Delta U_{\rm K}}{\Delta U_{\rm C}}\right)$$
(1.17)

Сравнительный анализ, приведенный в приложении А коммерчески доступных зарубежных СУДВ и отечественных разработок, показал:

- Большинство зарубежных СУДВ имеют максимальное входное напряжение не более 1 В, диапазон рабочих частот от 1 мГц до 100 250 кГц, разрешающую способность 2 или 100 нВ, входное сопротивление 10 или 100 МОм и входную емкость 25 35 пФ.
- Большинство отечественных СУДВ разрабатывались для сравнения напряжений до 15 В в диапазоне частот от 20 Гц до 200 кГц, с разрешающей способностью до 100 нВ, входным сопротивлением до 1 ГОм и входной емкостью не более 10 пФ.

Значительный разброс в характеристиках отечественных СУДВ, приведенных в таблице 1.1, объясняется различными схемотехническими решениями вследствие узкоспециализированности задач, для которых СУДВ разрабатывались, например, определение коэффициента передачи масштабных преобразователей, поверка генераторов калибраторов, измерение малых перемещений емкостных датчиков и др.

Современные СУДВ выпускаемые зарубежными производителями практически все строятся на основе АЦП с последующей программной обработкой с помощью DSP - процессора, реализующего функции генератора опорной частоты, СД, ФНЧ и других математических операций. Имеют микропроцессорное управление для дистанционного управления и использования в составе измерительно-информационных систем.

Анализ технической документации на современные СУДВ показал, что при заявленной разрешающей способности до 2 нВ, коэффициент ослабления синфазного сигнала в таких СУДВ составляет около 100 – 120 дБ, что при максимальном входном напряжение в 1 В даст реальную разрешающую способность не более 10 – 1 мкВ [59].

Для проведения работ по поверке (калибровке) измерительных преобразователей, таких как индуктивные делители напряжения, токовые шунты и т.д., при определении амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) ЦАП и АЦП методом сравнения с мерой, с учетом достигнутых разрядностей последних, необходимо обеспечить сравнение напряжений до 10 В среднеквадратического значения без ухудшения входного импеданса по измерительным входам СУДВ, повысить реальную разрешающую способность до единиц нановольт, реализовать возможность дистанционного управления для системного использования СУДВ в составе автоматизированных измерительных систем.

В этом контексте разработка новых синхронных усилителей с дифференциальным входом является актуальной задачей.
#### 1.5 Выводы к главе 1

- Проведенный обзор синхронных усилителей с дифференциальным входом показывает, что современные СУДВ реализуют метод одновременного сличения сравниваемых напряжений по амплитудам синфазных составляющих, с усилением разностного сигнала, его синхронным детектированием, фильтрацией и представлением в цифровом виде и аналоговом виде.
- Реальная чувствительность современных СУДВ ограничена коэффициентом ослабления синфазного сигнала порядка 100 – 120 дБ, а максимальное входное напряжение не превышает 3 В, что недостаточно для метрологического обеспечения современных измерительных преобразователей.
- 3. В ходе диссертационной работы должны быть проведены разработка, исследование, аппаратно-программная реализация и экспериментальная апробация синхронного усилителя с дифференциальным входом для измерения разности сигналов с повышенной разрешающей способностью на уровне большой синфазной составляющей. Для достижения этой цели будут решены следующие задачи:
  - Анализ функциональных блоков структуры СУДВ с целью выявления источников погрешностей, и синтез новых схемотехнических и алгоритмических решений для их минимизации или компенсации;
  - Исследование факторов ограничивающих разрешающую способность СУДВ и разработка способов ее увеличения;
  - Разработка и апробация синхронного усилителя с дифференциальным входом для проведения работ по поверки индуктивных делителей напряжения и токовых шунтов с возможностью дистанционного управления для использования в составе автоматизированных измерительных систем;

 Оценка метрологических характеристик разработанного синхронного усилителя с дифференциальным входом и их сравнение с характеристиками серийно выпускаемых аналогов.

## ГЛАВА 2

## ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ СУДВ

Разработка новых синхронных усилителей с дифференциальным входом для обеспечения сравнения напряжений до 10 В среднеквадратического значения без ухудшения входного импеданса по измерительным входам и повышения реальной разрешающей способности до единиц нановольт в полосе частот до 100 кГц требует синтеза новых схемотехнических и алгоритмических решений для минимизации или компенсации источников погрешности.

Как отмечалось выше, современные СУДВ реализуют метод одновременного сличения сравниваемых напряжений по амплитудам синфазных составляющих, с усилением разностного сигнала, его синхронным детектированием и фильтрацией.

Таким образом, входной каскад СУДВ, обеспечивающий одновременное сравнение двух напряжений и выделения дифференциального сигнала, является ключевым с точки зрения обеспечения требуемых динамического диапазона сравниваемых напряжений и максимальной разрешающей способности.

### 2.1 Схемы выделения дифференциального сигнала

В современных СУДВ для сравнения двух сигналов и выделения дифференциального сигнала используются схемы на основе операционных усилителей (ОУ) [11, 72-74].

На рис. 2.1 приведена макромодель ОУ. В макромодели ОУ напряжение U, формирующее значение ЭДС выходного генератора, содержит несколько составляющих, если не учитывать прохождение на выход составляющих от входных токов  $I_+$  и  $I_-$  усилителя и напряжения смещения  $E_{\rm CM}$ , то напряжение на выходе ОУ является функцией дифференциального  $U_{\rm d}$  и синфазного  $U_{\rm C}$  сигналов на его выходах (2.1).



Рис. 2.1. Макромодель ОУ

$$U_{\rm BMX} = f(U_{\rm d}, U_{\rm c}) = K_{\rm d}U_{\rm d} + K_{\rm c}U_{\rm c}, \qquad (2.1)$$

где  $K_{\rm d}$  – коэффициент усиления дифференциального сигнала;

*К*<sub>с</sub> – коэффициент усиления синфазного сигнала.

Решая уравнение (2.1) относительно дифференциального сигнала U<sub>д</sub> получим:

$$U_{\rm g} = \frac{U_{\rm BMX}}{K_{\rm g}} - \frac{U_{\rm c}}{K_{\rm OCC}} = \begin{cases} U_{\rm BMX} / K_{\rm g} \operatorname{при} U_{\rm c} = 0\\ -U_{\rm c} / K_{\rm OCC} \operatorname{при} U_{\rm BMX} = 0 \end{cases}$$
(2.2)

где  $K_{\text{OCC}} = K_{\underline{A}}/K_{\text{C}} -$ коэффициент ослабления синфазного сигнала.

*K*<sub>OCC</sub> в схемах сравнения на основе ОУ зависит от двух составляющих: точности соотношения сопротивлений в сигнальных цепях и собственно от внутренней структуры конкретного ОУ [75].

Проведем оценку  $K_{OCC}$  для различных схем выделения дифференциального сигнала на основе ОУ. Анализ работы схем будем проводить на постоянном токе при внутреннем  $K_{OCC} \rightarrow \infty$ .

## Схема вычитания с помощью суммирующего ОУ

Вычитание сигналов можно свести к сложению с инвертированными входными сигналами. Схема, осуществляющая эту операцию, представлена на рис. 2.2.



Рис. 2.2. Схема вычитания с помощью суммирующего ОУ

ОУ  $DA_1$  инвертирует входное напряжение  $U_x$ , при условии равенства сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  на выходе схемы будет:

$$U_{\rm Bbix} = K_+ U_x - K_- U_0. \tag{2.3}$$

Для оценки  $K_{OCC}$  представим входные сигналы как сумму синфазного и дифференциального напряжений действующих на входах ОУ  $DA_2$  (2.4) и подставим в (2.3).

$$U_x = U_c + \frac{U_{\pi}}{2} \times U_0 = U_c - \frac{U_{\pi}}{2}.$$
 (2.4)

$$U_{\rm Bbix} = \left(K_{+} - K_{-}\right)U_{\rm c} + \frac{\left(K_{+} + K_{-}\right)}{2}U_{\rm d};$$

$$K_{\rm c} = K_{+} - K_{-};$$

$$K_{\rm d} = \frac{K_{+} + K_{-}}{2}.$$
(2.5)

Из уравнения (2.5) коэффициент ослабления синфазного сигнала:

$$K_{\rm OCC} = \frac{1}{2} \cdot \frac{K_+ + K_-}{K_+ - K_-}.$$
 (2.6)

$$K_{+} = K_{\pi} + \frac{\Delta K_{\pi}}{2};$$

$$K_{-} = K_{\pi} - \frac{\Delta K_{\pi}}{2}.$$
(2.7)

Тогда, подставляя (2.7) в (2.6):

$$K_{\rm OCC} = \frac{K_{\rm A}}{\Delta K_{\rm A}}.$$
 (2.8)

Следовательно, ослабление синфазного сигнала обратно пропорционально отношению разности сопротивлений  $R_3/K_+$  и  $R_3/K_-$ .

## Схема вычитания на одном ОУ

На рис. 2.3. приведена схема вычитания на одном ОУ



Рис. 2.3. Схема вычитания на одном ОУ

Так как входы ОУ эквипотенциальны, применив принцип суперпозиции, на выходе схемы напряжение определяется как:

$$U_{\rm Bbix} = \frac{(1+K_{\rm L})}{(1+K_{\rm L})} \cdot K_{\rm L} U_{x} - K_{\rm L} U_{0}.$$
(2.9)

Для оценки *К*<sub>ОСС</sub> подставим (2.4) в (2.9):

$$U_{\text{BMX}} = \frac{\left(K_{+} - K_{-}\right)}{\left(1 + K_{+}\right)} U_{c} + \frac{\left(K_{+} + K_{-} + 2K_{+}K_{-}\right)}{2\left(1 + K_{+}\right)} U_{\pi};$$

$$K_{c} = \frac{\left(K_{+} - K_{-}\right)}{\left(1 + K_{+}\right)};$$

$$K_{\pi} = \frac{\left(K_{+} + K_{-} + 2K_{+}K_{-}\right)}{2\left(1 + K_{+}\right)}.$$
(2.10)

Из уравнения (2.10) коэффициент ослабления синфазного сигнала:

$$K_{\text{OCC}} = \frac{K_{\pi}}{K_{\text{c}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(1+K_{-})K_{+} + (1+K_{+})K_{-}}{(1+K_{-})K_{+} - (1+K_{+})K_{-}}.$$
 (2.11)

Если сопротивления  $R_2/K_+$  и  $R_1/K_-$  отличаются на величину  $\Delta K_{\rm d}$ , то подставляя (2.7) в (2.11):

$$K_{\text{OCC}} \approx (1 + K_{\pi}) \frac{K_{\pi}}{\Delta K_{\pi}}.$$
 (2.12)

Следовательно, при постоянном значении  $K_{\rm d}$  ослабление синфазного сигнала обратно пропорционально разности сопротивлений  $R_2/K_+$  и  $R_1/K_-$ и прямо пропорционально установленному коэффициенту усиления дифференциального сигнала.

Таким образом, в рассмотренных выше схемах  $K_{OCC}$  будет зависеть от точности соотношения сопротивлений в сигнальных цепях, в том числе и от выходных сопротивлений источников сравниваемых сигналов.

## Схема вычитания на инструментальном ОУ

Инструментальный усилитель (ИУ) – это прецизионный усилительный блок с дифференциальным входом и замкнутой обратной связью. ИУ обеспечивает усиление разности между напряжениями двух входных сигналов, ослабляя любые сигналы, которые являются общими для обоих входов [76-77].

Наибольше распространение получила схема ИУ состоящая из трех ОУ (рис. 2.4) [78].



Рис. 2.4. Схема ИУ на трех ОУ

ИУ построен по двухкаскадной схеме, первый каскад, состоящий из ОУ  $DA_1$ ,  $DA_2$  и сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_6$ , имеет симметричный вход и высокое входное сопротивление. Второй каскад, состоящий из ОУ  $DA_3$  и сопротивлений  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ , образует схему вычитания на одном ОУ, которая приведена на рис. 2.3.

Используя теорию графов, построим сигнальный граф для ИУ на трех ОУ (рис. 2.5).



Рис. 2.5. Сигнальный граф ИУ на трех ОУ

Если усилители  $DA_1$  и  $DA_2$  будем считать идеальными, тогда на основе эквипотенциальности их входов напряжение  $U_0$  действует одновременно в первом и во втором узлах графа, а напряжение  $U_x$  действует одновременно в третьем и четвертом узлах [79].

Используя принцип наложения, получим, что напряжение  $U'_0$  в пятом узле графа образуется за счет неинвертирующей передачи напряжения  $U_0$  из первого узла и инвертирующей передачи напряжения  $U_x$  из третьего узла схемы:

$$U_0' = \left(1 + \frac{R_1}{R_G}\right) U_0 - \frac{R_1}{R_G} U_x.$$
 (2.13)

Аналогично получим выражение для напряжения U'<sub>x</sub>:

$$U'_{x} = \left(1 + \frac{R_{2}}{R_{G}}\right)U_{x} - \frac{R_{2}}{R_{G}}U_{0}.$$
 (2.14)

Напряжение на выходе второго каскада и соответственно на выходе ИУ:

$$U_{\rm Bbix} = \frac{(1+K_{\rm L})}{(1+K_{\rm L})} K_{\rm L} U'_{\rm X} - K_{\rm L} U'_{\rm 0}.$$
(2.15)

При условии равенства *К*<sub>+</sub> и *К*<sub>-</sub> напряжение на выходе ИУ:

$$U_{\rm BMX} = \left(U_x - U_0\right) K_{\rm d1} = \left(U_x - U_0\right) \left[1 + \frac{\left(R_1 + R_2\right)}{R_G}\right], \qquad (2.16)$$

где  $K_{g1}$  – коэффициент усиления дифференциального сигнала первым каскадом.

Для оценки *К*<sub>ОСС</sub> подставим (2.4) в (2.15) с учетом выражений (2.13-2.14):

$$U_{\rm Bbix} = \frac{\left(K_{+} - K_{-}\right)}{\left(1 + K_{+}\right)}U_{\rm c} + \frac{\left(K_{+} + K_{-} + 2K_{+}K_{-}\right)R_{G} + 2\left[K_{+}R_{2} + K_{-}R_{1} + K_{+}K_{-}\left(R_{1} + R_{2}\right)\right]}{2R_{G}\left(1 + K_{+}\right)}U_{\rm d}.$$

$$(2.17)$$

Из уравнения (2.17) коэффициент ослабления синфазного сигнала:

$$K_{\text{OCC}} = \frac{\left(K_{+} + K_{-} + 2K_{+}K_{-}\right)R_{G} + 2\left[K_{+}R_{2} + K_{-}R_{1} + K_{+}K_{-}\left(R_{1} + R_{2}\right)\right]}{2R_{G}\left(K_{+} - K_{-}\right)}.$$
 (2.18)

Если сопротивления  $R_4/K_+$  и  $R_3/K_-$  отличаются на величину  $\Delta K_{\rm d}$ , а сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  на величину  $\Delta R$ , то подставляя (2.7) и (2.19) в (2.18) получим:

$$R_{1} = R + \frac{\Delta R}{2};$$

$$R_{2} = R - \frac{\Delta R}{2}.$$

$$K_{OCC} = \frac{\left(K_{\pi} + K_{\pi}^{2} - \Delta K_{\pi}^{2}\right)\left(R_{G} + 2R\right)}{2\Delta K_{\pi}R_{G}} + \frac{2\Delta R}{R_{G}}.$$
(2.19)
(2.19)
(2.20)

Из выражения (2.17) видно, что коэффициент усиления синфазного сигнала в первом каскаде равен 1. Следовательно, *К*<sub>ОСС</sub> будет увеличиваться пропорционально усилению дифференциального сигнала первого каскада.

 $K_{\rm OCC}$  в ИУ не зависит от выходных сопротивлений источников сравниваемых сигналов. Несмотря на то, что  $K_{\rm OCC}$  зависит от внутренних сопротивлений первого и второго каскадов, для ИУ в интегральном исполнении при лазерной подгонке данные сопротивления практически идентичны. Данное обстоятельство является решающим преимуществом при выборе ИУ для сравнения двух сигналов и выделения дифференциального сигнала по сравнению с выше рассмотренными схемами.

## 2.2 Выбор инструментального усилителя

При выборе конкретной микросхемы ИУ следует провести ранжирование интегральных микросхемах (ИМС) по их параметрам [80], влияющим на результат сравнения двух сигналов.

Среди параметров ИМС ИУ будем выделять следующие:

- допустимое напряжение питания ИМС;
- диапазон входных синфазных напряжений;
- коэффициент усиления и диапазон рабочих частот;
- точность усиления;

- нелинейность усиления;
- входное напряжение смещения;
- выходное напряжение смещения;
- входной ток;
- входной ток смещения;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала;
- коэффициент ослабления влияния источников питания;
- входной импеданс;
- шумовое напряжение, приведенное к входу ИМС.

Допустимое напряжение питания и связанный с ним диапазон входных синфазных напряжений указывают максимально возможные амплитуды сравниваемых сигналов.

Усиление в ИУ устанавливается посредством изменения сопротивления резистора  $R_{\rm G}$  (рис. 2.4). Если резистор внешний, то его точность и температурный коэффициент непосредственно влияют на точность и величину дрейфа дифференциального коэффициента усиления, а также уменьшают  $K_{\rm OCC}$  (2.20). Целесообразно выбирать ИУ с программируемым коэффициентом усиления, так как в таких ИМС резистор  $R_{\rm G}$  согласован с остальными элементами по номинальному сопротивлению и температурным коэффициентам, что обеспечивает максимальную точность и линейность усиления в диапазоне рабочих частот.

Полное напряжение смещения (входное и выходное) вносит дополнительную погрешность в результат измерения при синхронном детектирование, поэтому при выборе ИУ оно должно быть минимально.

Если сопротивления источников сравниваемых сигналов не одинаковы, то входные токи смещения внесут дополнительную погрешность и увеличат входное напряжение смещения ИУ. Погрешности, связанные с напряжением смещения являются систематическими и компенсируются единовременной калибровкой измерительного тракта или с помощью корректирующих цепей.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала, коэффициент ослабления влияния источников питания и входной импеданс напрямую влияют на максимально возможную разрешающую способность при сравнении сигналов и должны выбираться максимально большими.

Для выбора ИМС ИУ можно составить профиль предпочтения Λ и найти отношением консенсуса β [81].

Пусть имеется *n* ИУ, каждый из которых обладает набором параметров *m*, влияющих на результат сравнения двух сигналов. Тогда получим профиль предпочтения  $\Lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_m\}$ , где каждый из *m* параметров ИУ  $\lambda = \{DA_1 \succ DA_2 \succ ... \sim DA_n\}$  может включать  $\succ$ , строгое отношение предпочтения *x*, и  $\sim$ , отношение эквивалентности *y*, такие что  $\lambda = x \cup y$ .

Ранжирование  $\lambda$  представим ( $n \times n$ ) матрицей отношения  $R = [r_{ij}]$ , строки и столбцы, которой соответствуют ИУ  $DA_n$ :

$$r_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{if } DA_i \succ DA_j \\ 0 & \text{if } DA_i \sim DA_j \\ -1 & \text{if } DA_i \prec DA_j \end{cases}$$
(2.21)

Функция расстояния между двумя ранжированиями  $\lambda_k$  и  $\lambda_l$  определяется формулой:

$$d(\lambda_k, \lambda_l) = \sum_{i < j} \left| r_{ij}^k - r_{ij}^l \right|, \qquad (2.22)$$

и может рассматриваться как число различий между двумя ранжированиями [82].

Отношения консенсуса β определим как:

$$\beta = \arg\min\sum_{k=1}^{m} d(\lambda, \lambda_k).$$
(2.23)

Отношение консенсуса β, определяемое в соответствии с (2.23), называется медианой Кемени.

Для нахождения отношения консенсуса  $\beta$  в соответствии с (2.23) можно составить матрицу профиля  $P = [p_{ij}]$ :

$$p_{ij} = \sum_{k=1}^{m} d_{ij}^{k}, \qquad (2.24)$$

где  $d_{ij}^k = \begin{cases} 0, & \text{if } DA_i^k \succ DA_j^k \\ 1, & \text{if } DA_i^k \sim DA_j^k. \\ 2, & \text{if } DA_i^k \prec DA_j^k \end{cases}$ 

Минимальное значение суммы элементов верхней треугольной подматрицы матрицы профиля *P* соответствует отношению консенсуса β.

В таблице 2.1 приведены 12 параметров для 4 [83-86]. ИУ на частоте 1 кГц при коэффициенте усиления равным 10 и допустимом напряжении питания ± 15 В.

	Параметры	PGA207	AD8228	AD8253	PGA202
	m	$DA_1$	$DA_2$	$DA_3$	$DA_4$
$\lambda_1$	Диапазон входных синфазных	±12,5	±10	±10	±13
	напряжений, В				
$\lambda_2$	Точность усиления, %	$\pm 0,01$	$\pm 0,07$	±0,04	$\pm 0,05$
$\lambda_3$	Нелинейность усиления, %	$3 \cdot 10^{-3}$	$10.10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$
$\lambda_4$	Напряжение смещения, В	$500 \cdot 10^{-6}$	90·10 <sup>-6</sup>	$150.10^{-6}$	$500.10^{-6}$
$\lambda_5$	Входной ток, А	$2 \cdot 10^{-12}$	$500 \cdot 10^{-12}$	$50.10^{-9}$	$10.10^{-12}$
$\lambda_6$	Входной ток смещения, А	$1 \cdot 10^{-12}$	$100 \cdot 10^{-12}$	$40.10^{-9}$	$5 \cdot 10^{-12}$
$\lambda_7$	Коэффициент ослабления син-	100	98	90	110
	фазного сигнала, дБ				
$\lambda_8$	Коэффициент ослабления влия-	98	80	90	85
	ния источников питания, дБ				
$\lambda_9$	Входное сопротивление, Ом	$1 \cdot 10^{12}$	$0,1 \cdot 10^{12}$	$1 \cdot 10^{9}$	$10.10^{9}$
$\lambda_{10}$	Входная емкость, Ф	$4 \cdot 10^{-12}$	$2 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$
$\lambda_{11}$	Шумовое напряжение, нВ/√Гц	18	15	12	12
$\lambda_{12}$	Полоса рабочих частот, кГц	600	650	4000	400

Таблица 2.1. Параметры ИУ

По данным приведенным в таблице 2.1 построим профиль предпочтения:

$$\Lambda = \begin{cases} \lambda_{1} : DA_{4} \succ DA_{1} \succ DA_{2} \sim DA_{3} \\ \lambda_{2} : DA_{1} \succ DA_{3} \succ DA_{4} \succ DA_{2} \\ \lambda_{3} : DA_{4} \succ DA_{1} \sim DA_{3} \succ DA_{2} \\ \lambda_{4} : DA_{2} \succ DA_{3} \succ DA_{1} \sim DA_{4} \\ \lambda_{5} : DA_{1} \succ DA_{4} \succ DA_{2} \succ DA_{3} \\ \lambda_{6} : DA_{1} \succ DA_{4} \succ DA_{2} \succ DA_{3} \\ \lambda_{7} : DA_{4} \succ DA_{1} \succ DA_{2} \succ DA_{3} \\ \lambda_{8} : DA_{1} \succ DA_{3} \succ DA_{4} \succ DA_{2} \\ \lambda_{9} : DA_{1} \succ DA_{2} \succ DA_{4} \succ DA_{2} \\ \lambda_{9} : DA_{1} \succ DA_{2} \succ DA_{4} \succ DA_{3} \\ \lambda_{10} : DA_{4} \succ DA_{2} \succ DA_{4} \succ DA_{3} \\ \lambda_{11} : DA_{3} \sim DA_{4} \succ DA_{2} \succ DA_{1} \\ \lambda_{12} : DA_{3} \sim DA_{2} \succ DA_{1} \succ DA_{4} \end{cases} DA_{4} \end{cases}$$

$$(2.25)$$

Матрица профиля Р для профиля предпочтения (2.25) будет иметь:

$$\begin{bmatrix} p_{ij} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 8 & 8 & 11 \\ 16 & 0 & 11 & 18 \\ 16 & 13 & 0 & 13 \\ 13 & 6 & 9 & 0 \end{bmatrix}.$$
 (2.26)

Для ранжирования ИУ по их параметрам, то есть нахождения отношения предпочтения β будем использовать алгоритм нахождения медианы Кемени методом ветвей и границ [87-88].

Алгоритм нахождения медианы Кемени методом ветвей и границ был реализован на языке *С*.

Результат нахождения медианы Кемени методом ветвей и границ равен:

$$\beta = DA_1 \succ DA_4 \succ DA_2 \succ DA_3. \tag{2.27}$$

Следовательно, среди рассматриваемых ИМС ИУ оптимальным для сравнения двух сигналов является микросхема PGA207 фирмы Texas Instruments

# 2.3 Минимизация синфазной погрешности инструментального усилителя

Типовое значение *К*<sub>ОСС</sub> для ИМС ИУ составляет 90...120 дБ и начинает уменьшаться со скоростью 20 дБ/дек после частоты среза 1...10 кГц.

При сравнении двух сигналов напряжение на выходе ИУ в зависимости от *K*<sub>OCC</sub> будет определяться по формуле:

$$\dot{U}_{\rm Bbix} = \dot{K}_{\rm g} \left[ \dot{U}_{x} - \dot{U}_{0} + \frac{\dot{U}_{x} + \dot{U}_{0}}{2\dot{K}_{\rm OCC}} \right]$$
 (2.28)

На рис. 2.6 представлен график *К*<sub>ОСС</sub> для ИУ с программируемым коэффициентом усиления PGA207, аппроксимированный инерционным звеном первого порядка при коэффициенте усиления дифференциального сигнала 1 и 10 соответственно.



Рис. 2.6. Коэффициент ослабления синфазного сигнала ИУ PGA207

Тогда при сравнении двух одинаковых по амплитуде и синфазных напряжений равных 10 В с помощью микросхемы PGA207 выходной сигнал составит около 100 мкВ на частоте 1 кГц и будет возрастать с увеличением частоты сравниваемых сигналов (рис. 2.7).



Рис. 2.7. Зависимость напряжения на выходе ИУ PGA207 от частоты

Таким образом разрешающая способность СУДВ напрямую зависит от *К*<sub>ОСС</sub> конкретной микросхемы ИУ.

Для повышения разрешающей способности СУДВ требуется увеличить *К*<sub>ОСС</sub>. Схемотехнически увеличить *К*<sub>ОСС</sub> возможно с помощью использования внешних пассивных или активных корректирующих цепей [89].

Другим недостатком ИУ являются малые напряжения питания, которые не позволяют сравнивать сигналы амплитудой более 10...13,5 В.

Комплексным решением данных проблем является организация следящего питания ИУ за одним или обоими сравниваемыми сигналами с помощью повторителя напряжения [23].

На рис. 2.8 показана схема организации следящего за образцовым входным сигналом  $U_0$  питания с помощью повторителя напряжения [90].



Рис. 2.8. Схема организации следящего питания с помощью повторителя

В схеме на рис. 2.8, на инверсном входе ИУ действует напряжение:

$$\dot{U}_{-IN} = \dot{U}_0 \left( 1 - \dot{K}_{\Pi} \right),$$
 (2.29)

а, на неинверсном соответственно:

$$\dot{U}_{+IN} = \dot{U}_x - \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi}.$$
(2.30)

Тогда напряжение на выходе ИУ относительно потенциала земли 2:

$$\dot{U}_{\rm BMX} = \dot{K}_{\rm A} \left[ \dot{U}_{x} - \dot{U}_{0} + \frac{\dot{U}_{x} + \dot{U}_{0}}{2\dot{K}_{\rm OCC}} - \frac{\dot{U}_{0}\dot{K}_{\rm \Pi}}{\dot{K}_{\rm OCC}} \right].$$
(2.31)

Следовательно, дифференциальное напряжение инвариантно к коэффициенту передачи повторителя, а  $K_{\rm OCC}$  увеличивается пропорционально точности передачи повторителя.

Модуль и фаза напряжения на выходе ИУ со следящим питанием по схеме на рис 2.8, при условии, что сравниваются два сигнала  $U_x cos(\omega t) = U_0 cos(\omega t)$ , будут определяться в соответствии с выражениями:

$$\left| U_{\text{Bbix}(\text{HY})} \right| = \sqrt{U_0^2 \cdot \frac{1 - 2K_{\pi} \cos(\varphi_{\pi}) + K_{\pi}^2}{K_{\text{OCC}}^2}}; \qquad (2.32)$$

$$\varphi_{\text{BbIX}(\text{MY})} = \arg \left[ \frac{-j \cdot K_{\pi} \sin(\varphi_{\pi})}{\left( 1 - K_{\pi} \cos(\varphi_{\pi}) \right)} \right].$$
(2.33)

На рис. 2.9 приведены зависимости выходного напряжения ИУ PGA207 от модуля  $\dot{K}_{\Pi}$ , рассчитанные по формуле (2.32) при синфазных сигналах  $u_0(t) = u_x(t)$  с амплитудой 10 В и нулевом фазовом сдвиге повторителя.



Рис. 2.9. Зависимость напряжения на выходе ИУ PGA207 от модуля  $\dot{K}_{\Pi}$ 

Фазовый сдвиг в схеме повторителя может значительно уменьшить  $K_{OCC}$ . На рис. 2.10 приведены зависимости выходного напряжения ИУ PGA207 от фазового сдвига в схеме повторителя, рассчитанные по формуле (2.32) при синфазных сигналах  $u_0(t) = u_x(t)$  с амплитудой 10 В и амплитудном значение  $K_{\Pi} = 1$ .



Рис. 2.10. Зависимость напряжения на выходе ИУ PGA207 от фазового сдвига повторителя

Таким образом, при проектировании схем повторителей требуется учитывать как коэффициент передачи по амплитуде, так и фазовый сдвиг.

Для обеспечения сравнения напряжений до 10 В среднеквадратического значения с разрешением 10 нВ в полосе частот до 100 кГц с помощью микросхемы PGA207 комплексный коэффициент передачи схемы повторителя должен соответствовать следующим условиям (на основе выражения (2.32)):

$$\left| \dot{K}_{\Pi}(f) \right| = 1 \pm 1 \cdot 10^{-5};$$
  
 $\arg \left[ \dot{K}_{\Pi}(f) \right] = 0 \pm 1 \cdot 10^{-3^{\circ}}.$ 
(2.34)

б)

На рис. 2.11, *а* представлена схема повторителя напряжения на ОУ с глубокой отрицательной обратной связью (ООС). В соответствии с теорией автоматического управления, такое включение ОУ представляет собой статическую систему авторегулирования (рис. 2.11, *б*) [91].

Для пояснения работы схемы построим сигнальный граф (рис. 2.12).



Рис. 2.11. Схема повторителя напряжения

a)



Рис. 2.12. Сигнальный граф схемы повторителя напряжения

Напряжение на выходе схемы в соответствии с сигнальным графом будет определяться как:

$$\dot{U}_{\rm BMX,\Pi} = \frac{\dot{U}_0 \dot{K}_{\rm m} + \dot{U}_{\rm c} \dot{K}_{\rm c}}{1 + \dot{K}_{\rm m} - 1/2 \dot{K}_{\rm c}}.$$
(2.35)

С учетом того, что  $\dot{U}_{\rm C} \approx \dot{U}_0$ ,  $\dot{K}_{\rm A} >> \dot{K}_{\rm C}$  и  $\dot{K}_{\rm A} >> 1$ , выражение (2.35) можно записать как:

$$\dot{U}_{\text{BMX,II}} \approx \dot{U}_0 \left( \frac{\dot{K}_{\text{II}}}{1 + \dot{K}_{\text{II}}} + \frac{1}{\dot{K}_{\text{OCC}}} \right) \approx \dot{U}_0 \dot{K}_{\text{II}}.$$
(2.36)

На основе выражений (2.32) и (2.36) можно выработать критерии по выбору ОУ для реализации повторителя по схеме на рис. 2.12, а:

$$\begin{aligned} \left| \dot{K}_{\pi} \right| (f) \to \max; \\ \arg \left[ \dot{K}_{\pi} (f) \right] \to \min; \\ \left| \dot{K}_{OCC} \right| (f) \to \max; \\ \arg \left[ \dot{K}_{OCC} (f) \right] \to \min. \end{aligned}$$

$$(2.37)$$

Получим выражение для расчета относительной погрешности коэффициента передачи повторителя в зависимости от изменения комплексных дифференциального коэффициента усиления и коэффициента ослабления синфазного сигнала. Для этого запишем выражение для коэффициента передачи в комплексной форме:

$$\dot{K}_{\Pi} = \frac{K_{\Pi} e^{i \cdot \varphi_{\Pi}}}{1 + K_{\Pi} e^{i \cdot \varphi_{\Pi}}} + \frac{1}{K_{\text{OCC}} e^{i \cdot \varphi_{\text{OCC}}}},$$
(2.38)

и представим  $\dot{K}_{\Pi}$  элементарными функциями

$$\begin{cases} \dot{K}_{\pi} = v + z \\ z = (z_1)^{-1}; \ z_1 = K_{OCC} \cdot z_2; \ z_2 = e^{i \cdot \varphi_{OCC}}; \\ v = \frac{x}{y}; \ x = K_{\pi} + x_1; \ x_1 = e^{i \cdot \varphi_{\pi}}; \\ y = 1 + x. \end{cases}$$
(2.39)

Используя формулы для относительного приращения элементарных функций, получим:

$$\begin{cases} \gamma \dot{K}_{n} = \frac{\nu \gamma_{\nu} + z \gamma_{z}}{\dot{K}_{n}} \\ \gamma_{z} = \frac{\gamma_{z1}}{1 + \gamma_{z1}}; \\ \gamma_{z1} = \gamma_{K_{OCC}} + \gamma_{z2} + \gamma_{K_{OCC}} \gamma_{z2}; \\ \gamma_{z2} = z_{2}^{\gamma \phi_{occ}} - 1; \\ \gamma_{\nu} = \frac{\gamma_{x} - \gamma_{y}}{1 + \gamma_{y}}; \\ \gamma_{x} = \gamma_{K_{n}} + \gamma_{x_{1}} + \gamma_{K_{n}} \gamma_{x_{1}}; \\ \gamma_{x_{1}} = x_{1}^{\gamma \phi_{n}} - 1; \\ \gamma_{y} = \frac{x \gamma_{x}}{y}. \end{cases}$$

$$(2.40)$$

Решая систему уравнений (2.40), получим относительную погрешность коэффициента передачи повторителя в зависимости от изменения комплексных дифференциального коэффициента усиления и коэффициента ослабления синфазного сигнала:

$$\gamma_{\Pi} = \frac{\left(1 + K_{\Pi} e^{i \cdot \varphi_{\Pi}}\right) \left(1 + \gamma_{K_{\text{OCC}}} - e^{-i \cdot \varphi_{\text{occ}} \cdot \gamma_{\varphi_{\text{occ}}}}\right)}{\left(1 + \gamma_{K_{\text{OCC}}}\right) \left(K_{\text{OCC}} K_{\Pi} e^{i \cdot \varphi_{\Pi}} + K_{\Pi} e^{i \cdot (\varphi_{\Pi} - \varphi_{\text{occ}})} + e^{-i \cdot \varphi_{\text{occ}}}\right)} + \frac{K_{\text{OCC}} K_{\Pi} e^{i \cdot \varphi_{\Pi}} \left(\gamma_{K_{\Pi}} e^{i \cdot \varphi_{\Pi} \cdot \gamma_{\varphi_{\Pi}}} + e^{i \cdot \varphi_{\Pi} \cdot \gamma_{\varphi_{\Pi}}} - 1\right)}{\left[K_{\text{OCC}} K_{\Pi} e^{i \cdot \varphi_{\Pi}} + K_{\Pi} e^{i \cdot (\varphi_{\Pi} - \varphi_{\text{occ}})} + e^{-i \cdot \varphi_{\text{occ}}}\right] \left[2 + \left(1 + \gamma_{K_{\Pi}} e^{i \cdot \varphi_{\Pi} \cdot \gamma_{\varphi_{\Pi}}} + e^{i \cdot \varphi_{\Pi} \cdot \gamma_{\varphi_{\Pi}}}\right) K_{\Pi} e^{i \cdot \varphi_{\Pi}}\right]}.$$

$$(2.41)$$

Для выполнения условий (2.34), дифференциальный коэффициент усиления должен составлять не менее 100 дБ, а коэффициент ослабления синфазного сигнала не менее 120 дБ. Однако с повышением частоты  $K_{\rm d}$  и  $K_{\rm OCC}$  начинают уменьшаться.

Численный анализ выражения (2.41) показывает, что в диапазоне частот до 5...10 кГц основный вклад в погрешность коэффициента передачи повторителя вносит уменьшение дифференциального коэффициента усиления ОУ, на частотах выше 5...10 кГц основное влияние на погрешность оказывает уменьшение коэффициента ослабления синфазного сигнала.

Увеличение погрешности коэффициента передачи повторителя с ростом частоты, не позволяет достичь разрешающей способности в 10 нВ в полосе частот до 100 кГц.

Повысить точность коэффициента передачи повторителя можно используя методы автоматической коррекции погрешности. Для минимизации погрешности коэффициента передачи схема коррекции должна содержать не менее двух дополнительных блоков (для выделения погрешности и суммирования) и, соответственно, результат коррекции будет зависеть и от погрешности этих блоков [51].

Коэффициент передачи повторителя можно представить как:

$$\dot{K}_{\Pi} = 1 - \dot{a},$$
 (2.42)

где  $\dot{a}$  – погрешность передачи повторителя.

Тогда рекуррентная формула для коррекции коэффициента передачи повторителя будет иметь вид:

$$\dot{K}_{\Pi(\kappa)} = 1 - \dot{a}^{n};$$

$$\dot{K}_{\Pi(\kappa)} = 2\dot{K}_{\Pi} - \dot{K}_{\Pi}^{2}; \qquad \text{при } n = 2;$$

$$\dot{K}_{\Pi(\kappa)} = 3\dot{K}_{\Pi} - 3\dot{K}_{\Pi}^{2} + \dot{K}_{\Pi}^{3}; \qquad \text{при } n = 3;$$

$$\dot{K}_{\Pi(\kappa)} = 4\dot{K}_{\Pi}^{2} - 4\dot{K}_{\Pi}^{3} + \dot{K}_{\Pi}^{4}; \qquad \text{при } n = 4,$$

$$(2.43)$$

где  $\dot{K}_{\Pi(K)}$  – скорректированный коэффициент передачи;

*n* – количество идентичных повторителей в схеме с коррекцией погрешности коэффициента передачи.

На рис. 2.13 приведена одна из возможных реализаций схемы организации следящего питания с автоматической коррекцией погрешности коэффициента передачи повторителя за счет каскадного включения повторителей при n = 2.



Рис. 2.13. Схема организации следящего питания с помощью каскадирования повторителей

В схеме на рис. 2.13, на выходе первого повторителя действует напряжение:

$$\dot{U}_{\Pi 1} = \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi 1}$$
 (2.44)

Тогда на выходе второго повторителя (относительно выхода первого) действует напряжение:

$$\dot{U}_{n2} = \left(\dot{U}_0 - \dot{U}_0 \dot{K}_{n1}\right) \dot{K}_{n2}.$$
 (2.45)

При организации следящего питания ИУ за суммарным напряжением с выходов первого и второго повторителей на инверсном входе ИУ действует напряжение:

$$\dot{U}_{-IN} = \dot{U}_0 \left( 1 - \dot{K}_{\Pi 1} + \dot{K}_{\Pi 2} - \dot{K}_{\Pi 1} \dot{K}_{\Pi 2} \right), \qquad (2.46)$$

а, на неинверсном соответственно:

$$\dot{U}_{+IN} = \dot{U}_x - \dot{U}_0 \Big( \dot{K}_{\Pi 1} + \dot{K}_{\Pi 2} - \dot{K}_{\Pi 1} \dot{K}_{\Pi 2} \Big).$$
(2.47)

Тогда напряжение на выходе ИУ относительно потенциала земли 3:

$$\dot{U}_{\rm Bbix} = \dot{K}_{\rm A} \left[ \dot{U}_{x} - \dot{U}_{0} + \frac{\dot{U}_{x} + \dot{U}_{0}}{2\dot{K}_{\rm OCC}} - \frac{\dot{U}_{0} \left( \dot{K}_{\rm n1} + \dot{K}_{\rm n2} - \dot{K}_{\rm n1} \dot{K}_{\rm n2} \right)}{\dot{K}_{\rm OCC}} \right].$$
(2.48)

Модуль и фаза напряжения на выходе ИУ со следящим питанием по схеме на рис 2.13, при условии, что сравниваются два сигнала  $U_x \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ , будут определяться в соответствии с выражениями:

$$\left| U_{\text{BbIX}(\text{HY})} \right| = \sqrt{U_0^2 \frac{\left( 1 - 2K_{\pi 1} \cos(\varphi_{\pi 1}) + K_{\pi 1}^2 \right) \left( 1 - 2K_{\pi 2} \cos(\varphi_{\pi 2}) + K_{\pi 2}^2 \right)}{K_{\text{OCC}}^2}}; \quad (2.49)$$

$$\varphi_{\text{Bbix}(\text{HY})} = \arg\left[\frac{-j \cdot \left[K_{\pi 1} \sin(\varphi_{\pi 1}) + K_{\pi 2} \sin(\varphi_{\pi 2}) - K_{\pi 1} K_{\pi 2} \sin(\varphi_{\pi 1} + \varphi_{\pi 2})\right]}{\left[1 - K_{\pi 1} \cos(\varphi_{\pi 1}) - K_{\pi 2} \cos(\varphi_{\pi 2}) + K_{\pi 1} K_{\pi 2} \cos(\varphi_{\pi 1} + \varphi_{\pi 2})\right]}\right].$$
 (2.50)

Примем, что  $\dot{K}_{\Pi 1} = \dot{K}_{\Pi 2} = \dot{K}_{\Pi}$ , тогда скорректированный коэффициент передачи повторителя:

$$\dot{K}_{\Pi(\kappa)} = 2\dot{K}_{\Pi} - \dot{K}_{\Pi}^2.$$
 (2.51)

Зависимости выходного напряжения ИУ PGA207 от модуля  $\dot{K}_{\Pi}$ , рассчитанные по формуле (2.31) при синфазных сигналах  $u_0(t) = u_x(t)$  с амплитудой 10 В и нулевом фазовом сдвиге повторителя будут иметь вид представленный на рис. 2.14.



Рис. 2.14. Зависимость напряжения на выходе ИУ PGA207 от модуля  $K_{\Pi}$  при каскадном включение повторителей

Таким образом, при использование двух идентичных повторителей для организации следящего питания *К*<sub>осс</sub> увеличивается на 40 дБ по сравнению со

схемой с одним повторителем. Инерционность при каскадном включении повторителей также уменьшается, что наглядно демонстрирует векторная диаграмма на рис. 2.15.



Рис. 2.15. Векторная диаграмма каскадного включения повторителей

Однако схемы коррекции коэффициент передачи с каскадным включением повторителей имеют следующие недостатки:

- уменьшается входное сопротивление СУДВ по входу сигнала u<sub>0</sub>(t), по сравнению со схемой на одном повторителе (рис. 2.8);
- неидентичность коэффициентов передачи повторителей;
- необходимость реализации сумматора, работающего в большом динамическом диапазоне напряжений с погрешностью меньшей погрешности скорректированного коэффициента передачи повторителя.

Другой способ коррекции коэффициента передачи повторителя представлен на рис. 2.16.



Рис. 2.16. Схема организации следящего питания с помощью дополнительного ИУ

В схеме на рис. 2.16, на выходе повторителя действует напряжение:

$$\dot{U}_{\Pi} = \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi},$$
 (2.52)

тогда на инверсном входе первого ИУ относительно выхода повторителя действует напряжение:

$$\dot{U}_{-IN1} = \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi} - \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi},$$
 (2.53)

а, на неинверсном соответственно:

$$\dot{U}_{+IN1} = \dot{U}_0 - \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi}. \tag{2.54}$$

Следовательно, напряжение на выходе первого ИУ будет определяться как:

$$\dot{U}_{\text{Bbix}(\text{HY1})} = \dot{U}_{+\text{IN1}} - \dot{U}_{-\text{IN1}} = \dot{U}_{0} + \dot{\Delta}_{\text{HY1}},$$
 (2.55)

где  $\dot{\Delta}_{\rm HV1}$  – погрешность первого ИУ.

А скорректированный коэффициент передачи повторителя как:

$$\dot{K}_{\Pi(\kappa)} = \frac{U_0 + \Delta_{\text{HY1}}}{\dot{U}_0}.$$
 (2.56)

Таким образом, напряжение на выходе второго ИУ относительно потенциала земли 3:

$$\dot{U}_{\rm Bbix} = \dot{K}_{\rm g} \left[ \dot{U}_{x} - \dot{U}_{0} + \frac{\dot{U}_{x} + \dot{U}_{0}}{2\dot{K}_{\rm OCC}} - \frac{\dot{U}_{0}\dot{K}_{\rm n(\kappa)}}{\dot{K}_{\rm OCC}} \right].$$
(2.57)

Для сравнения ослабления синфазного сигнала при организации следящего питания по схеме с одним повторителем и по схеме с дополнительным ИУ проведем схемотехническое моделирование в программе Multisim.

На рис 2.17 приведена модель организации следящего питания, по схеме, представленной на рис 2.8.



Рис. 2.17. Модель организации следящего питания по схеме с одним повторителем

Модель повторителя собрана на операционном усилителе *DA*1 (OP285) и транзисторах *VT*1 – *VT*4. Обратная связь в повторителе замыкается через резистор *R*3. ОУ OP285 имеет дифференциальный коэффициент усиления порядка 85 дБ, который начинает уменьшаться со скоростью 20 дБ/дек после частоты

среза 1 кГц и коэффициент ослабления синфазного сигнала 106 дБ, который в свою очередь начинает уменьшаться со скоростью 20 дБ/дек после частоты среза 2 кГц.

Организация следящего питания для схемы ИУ осуществлено в выходных каскадах повторителя. Постоянная составляющая напряжения этого питания устанавливается стабилитронами VD3, VD4 с использованием генераторов токов на транзисторах VT1, VT3, а также стабилитрона VD5 и резистора R14, установленными в эмиттерных цепях VT2, VT4.

Устойчивость работы схемы обеспечивается корректирующими элементами *C*1, *C*2 и *R*11, *R*12. Повторитель обеспечивает передачу входного напряжения  $u_0(t)$  до 10 В среднеквадратического значения в диапазоне частот до 100 кГц на трех его выходах. Причем на выходе, обозначенном «+ $E_{n2}$ », наряду с переменной составляющей формируется постоянная составляющая порядка +5,6 В для питания ИУ. Аналогичную картину наблюдаем на выходе «- $E_{n2}$ ». Выход, обозначенный  $U_{вых,n}$ , используется как общий провод для питания ИУ.

На рис. 2.18 изображен пример осциллограммы следящего питания  $+E_{n2}$  и  $-E_{n2}$  при входном  $u_0(t)$  напряжении амплитудой 5 В, полученные в результате моделирования схемы повторителя [92].



Рис. 2.18. Осциллограммы следящего питания + E<sub>n2</sub> и - E<sub>n2</sub>.

На рис. 2.19 изображены амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная характеристики (ФЧХ) схемы повторителя полученные в результате моделирования.



Рис. 2.19. АЧХ и ФЧХ модели повторителя

В таблице 2.2 приведены значения модуля коэффициента передачи и фазового сдвига повторителя, а также, рассчитанный по формуле (2.32), модуль напряжения на выходе ИУ PGA207 при синфазных входных сигналах  $u_0(t) = u_x(t)$  с амплитудой 10 В.

Таблица 2.2. Результаты моделирования и расчета схемы с одним повторителем

Частота, кГц	Модуль $\dot{K}_{\Pi}$	$\Phi$ аза $\dot{K}_{\Pi}$ , град	$\left  U_{\text{вых}(\text{ИУ})} \right , \mathbf{B}$
0,1	1,000002	$-0,27 \cdot 10^{-3}$	$5,12 \cdot 10^{-10}$
1	1,000003	$-2,71 \cdot 10^{-3}$	$4,91 \cdot 10^{-9}$
10	1,000012	-27,3·10 <sup>-3</sup>	$1,44 \cdot 10^{-7}$
20	1,000036	-51,9·10 <sup>-3</sup>	5,26·10 <sup>-7</sup>
30	1,000088	-76,3·10 <sup>-3</sup>	$1,15 \cdot 10^{-6}$
40	1,000176	$-97,5\cdot10^{-3}$	1,96·10 <sup>-6</sup>
50	1,000314	-116·10 <sup>-3</sup>	$2,93 \cdot 10^{-6}$
60	1,000517	$-134 \cdot 10^{-3}$	$4,11 \cdot 10^{-6}$
70	1,000772	$-147 \cdot 10^{-3}$	$5,37 \cdot 10^{-6}$
80	1,00116	$-157 \cdot 10^{-3}$	6,81·10 <sup>-6</sup>
90	1,00156	$-164 \cdot 10^{-3}$	8,39·10 <sup>-6</sup>
100	1,00212	-169·10 <sup>-3</sup>	$1,04 \cdot 10^{-5}$

Из анализа АЧХ, ФЧХ на рис. 2.20 и рассчитанных модуля и фазы напряжения на выходе ИУ, приведенных в таблице 2.2 видно, что при такой реализации следящего питания разрешающей способности 10 нВ, возможно добиться в диапазоне частот до 1 кГц.

На рис 2.20 приведена модель организации следящего питания по схеме с дополнительным ИУ (рис. 2.16), АЧХ и ФЧХ, полученные в результате моделирования, приведены на рис. 2.21.



Рис. 2.20. Модель организации следящего питания по схеме с дополнительным ИУ

Организация питания для второго ИУ, который непосредственно реализует вычитания эталонного и сравниваемого сигналов, организованно в выходном каскаде первого ИУ. На выходе « $+E_{n3}$ » и « $-E_{n3}$ » наряду с переменной составляющей формируются постоянные составляющие для питания второго ИУ. Выход, обозначенный «U<sub>вых л</sub>», используется как общий провод для питания вто-



рого ИУ. Для коррекции коэффициента передачи повторителя используются элементы *С*3 и *R*16.

Рис. 2.21. АЧХ и ФЧХ модели повторителя с дополнительным ИУ

В таблице 2.3 приведены значения модуля коэффициента передачи и фазового сдвига повторителя по схеме с дополнительным ИУ, а также, рассчитанный по формуле (2.32), модуль напряжения на выходе второго ИУ PGA207 (рис. 2.16) при синфазных входных сигналах  $u_0(t) = u_x(t)$  с амплитудой 10 В.

Частота, кГц	Модуль $\dot{K}_{\Pi(\mathrm{K})}$	$\Phi$ аза $\dot{K}_{\Pi(K)}$ , град	$ U_{\text{bmx(My2)}} , B$
0,1	1,000001	-0,86.10-6	$1,01 \cdot 10^{-10}$
1	1,000002	-8,65·10 <sup>-6</sup>	$2,01 \cdot 10^{-10}$
10	1,000003	$-87,1\cdot10^{-6}$	$1,02 \cdot 10^{-9}$
20	1,000011	$-164 \cdot 10^{-6}$	6,59·10 <sup>-9</sup>
30	1,000022	$-203 \cdot 10^{-6}$	$1,92 \cdot 10^{-8}$
40	1,000036	-136·10 <sup>-6</sup>	4,14.10-8
50	1,000049	115.10-6	$7,02 \cdot 10^{-8}$
60	1,000061	794·10 <sup>-6</sup>	$1,07 \cdot 10^{-7}$
70	1,000064	1,95·10 <sup>-3</sup>	$1,45 \cdot 10^{-7}$
80	1,000059	3,98·10 <sup>-3</sup>	$2,08 \cdot 10^{-7}$
90	1,000041	6,36·10 <sup>-3</sup>	1,84.10-7
100	1,000017	11,8.10-3	8,91·10 <sup>-7</sup>

Таблица 2.3. Результаты моделирования и расчета схемы с дополнительным ИУ

Анализ АЧХ, ФЧХ на рис. 2.21 и рассчитанных модуля и фазы напряжения на выходе второго ИУ, приведенных в таблице 2.3 показывает, что реализация следящего питания по схеме с дополнительным ИУ позволяет получить разрешающую способность 1 нВ в диапазоне частот до 20 кГц, 10 нВ в диапазоне частот до 60 кГц и 100 нВ в диапазоне частот до 100 кГц.

Таким образом, использование схемы выделения дифференциального сигнала на основе двух инструментальных усилителей и повторителя напряжения позволяет увеличить коэффициент ослабления синфазного сигнала до 160 – 200 дБ в диапазоне частот до 100 кГц.

Введение пассивных корректирующих цепей в дополнение к имеющимся в схеме повторителя (рис. 2.20) может незначительно улучшить модуль коэффициента передачи, но при этом может увеличиться инерционность повторителя и ухудшится его устойчивость к самовозбуждению, например, если источник эталонного сигнала имеет большое реактивное выходное сопротивление.

Если сравниваемые сигналы сдвинуты по фазе относительно друг друга, то следящие питание целесообразно организовывать за полусуммой этих сигналов.

Использования следящего питания для ИУ позволяет повысить входной импеданс по его входам, если между входами ИУ и выходом повторителя установить сопротивления, как показано на рис 2.22.



Рис. 2.22. Схема повышения входного импеданса ИУ

68

Импеданс по инверсному входу будет определяться в соответствии с выражением:

$$\dot{Z}_{\rm BX-} = \frac{U_0}{\dot{I}_{\rm BX-}},$$
 (2.58)

где  $\dot{I}_{\text{вх-}}$  – ток через комплексное сопротивление  $\dot{Z}_1$ , А. И будет равен:

$$\dot{Z}_{\rm BX-} = \frac{\dot{Z}_1 \dot{Z}_{\rm m}}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{\rm m} - \dot{Z}_{\rm m} \dot{K}_{\rm m}},\tag{2.59}$$

где  $\dot{Z}_{n}$  – входной импеданс повторителя, Ом.

А импеданс по неинверсному входу будет определяться в соответствии с выражением:

$$\dot{Z}_{\rm BX^+} = \frac{\dot{U}_x}{\dot{I}_{\rm BX^+}},$$
 (2.60)

где  $\dot{I}_{\rm BX+}$  – ток через комплексное сопротивление  $\dot{Z}_2$ , А.

$$\dot{Z}_{\rm BX^+} = \frac{\dot{Z}_2}{1 - \dot{K}_{\rm II}};$$
(2.61)
  
При  $\dot{U}_x - \dot{U}_0 << 1.$ 

#### 2.4 Ошибки синхронного детектирования

Для выделения разностного сигнала из шума напряжение с выхода ИУ, через развязывающий трансформатор усиливается и поступает на выход синхронного детектора, на второй вход которого поступает опорный сигнал.

Как было отмечено выше, СД подразделяются на детекторы ключевого (релейные) и гармонического (аналоговые перемножители) типов.

Напряжение на выходе идеального СД как гармонического, так и ключевого типов после фильтрации равно:

$$U_{\text{вых.сд}} = K_{\text{сд}} \Delta U \cos(\varphi_{ref}). \qquad (2.62)$$

Напряжение на выходе реального гармонического СД равно:

$$U_{\text{вых.сд}} = K_{\text{сд}} \Delta U \cos\left(\varphi_{ref}\right) + U_{\text{см}} + U_{\Gamma}, \qquad (2.63)$$

где  $U_{cm}$  – напряжение смещения нуля схемы СД, определяемое напряжением смещения выходного ОУ, В;

 $U_{\rm r}$  – напряжение, определяемое гармониками в детектируемом сигнале, В.

При использовании в составе СУДВ СД гармонического типа обязательным требованием является поддержание неизменным уровня напряжения опорного сигнала. Так как в схемах аналогового перемножения сигналов результат синхронного детектирования прямо пропорционален амплитуде опорного сигнала.

Особое внимание при использовании гармонического СД следует обратить на выбор формы опорного сигнала. Если в качестве опорного сигнала используется сигнал прямоугольной формы, несмотря на простоту его получения, после перемножения возникнет дополнительная погрешность, так как детектируемый сигнал имеет сложный спектральный состав из-за шумов различной природы, а спектр прямоугольного сигнала бесконечен. Данная погрешность является случайной и в общем случае не минимизируется. Более предпочтительно в качестве опорного сигнала использовать квазисинусоидальный или треугольный сигналы, в которых амплитуды третий и последующих нечетных гармоник много меньше первой, а четные отсутствуют.

В современных автоматизированных системах измерений широко используются генераторы тестовых напряжений (ГТН) переменного тока с программным управлением [93]. Для реализации программно-управляемых ГТН применяются различные подходы [94-95], но наиболее гибким является прямой цифровой синтез (DDS) [96-98].

Микросхема DDS синтезирует аналоговый сигнал, за счёт генерации последовательности отсчётов в цифровой форме и последующего преобразования этих отсчётов в аналоговый сигнал с помощью ЦАП [99]. Преимущество DDS является то, что частота, амплитуда и фаза сигнала в любой момент времени известны с высокой точностью и программно управляемы. Таким образом, ГТН на основе DDS возможно использовать в качестве источника опорного сигнала гармонического СД.

Простейшая схема СД ключевого типа представлена на рис. 2.23.



Рис. 2.23. СД ключевого типа

Принцип работы схемы такого СД следующий: если ключ K замыкается при  $U_{ref} > 0$ , и размыкается при  $U_{ref} < 0$  то, когда ключ замкнут схема работает как повторитель напряжения, когда ключ разомкнут, как инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления -1. В результате работы схемы на выходе ОУ получаем двухполупериодное выпрямление детектируемого сигнала.

Напряжение на выходе реального ключевого СД равно:

$$U_{\rm BMX,CL} = K_{\rm CL} \Delta U \cos\left(\frac{\alpha + \beta}{2}\right) \cos\left(\varphi_{ref} + \frac{\alpha - \beta}{2}\right) + U_{\rm CM} + U_{\rm F}, \qquad (2.64)$$

где *а* – угол, при котором ключ замыкается, рад;

 $\pi - \beta$  угол, при котором ключ размыкается, рад.

Для схем на основе ключевых СД в интегральном исполнении, например, AD630 [100-101], углы α и β практически равны нулю, а напряжение смещения нуля нормировано и может быть учтено.

При значениях углов α и β равных нулю напряжение U<sub>г</sub> будет определятся как:

$$U_{\Gamma} = K_{\rm cg} \sum_{n=3}^{2m-1} \frac{1}{n} \cdot \Delta U_n \cos n \left( \varphi_{ref} + \varphi_n \right), \tag{2.65}$$

где m=n/2 или m=(n+1)/2 – в зависимости от четности или нечетности *n*;

φ<sub>*n*</sub>- фазовый угол, *n*-ой гармоники, рад.

Таким образом, напряжение на выходе СД ключевого типа не зависит от уровня опорного напряжения, но проявляется чувствительность к нечетным гармоникам в спектре детектируемого сигнала, которые могут вносить значительную погрешность в результат измерения.

Компенсировать погрешность от нечетных гармоник возможно при реализации ключевого СД на дискретных элементах и регулирование углов срабатывания ключа, однако следует учитывать увеличение разницы входных сопротивлений при замкнутом и разомкнутом ключе.

При реализации СД цифровым способом задача сводится к выбору двухканального АЦП, которое позволит синхронно оцифровать детектируемый и опорный сигналы с требуемой точностью, с последующим перемножением (например, на DSP - процессоре) дискретных значений детектируемого сигнала на программно воссозданный синусоидальный опорный сигнал, по известной частоте оцифрованного. Однако использование прецизионного, скоростного двухканального АЦП и DSP - процессора значительно увеличивает стоимость разрабатываемого СУДВ.

Независимо от типа применяемого СД возникает погрешность от некогерентности опорного и детектируемого сигналов на его входах.

Оценим погрешность измерения от фазового сдвига между детектируемым напряжением  $\Delta \dot{U}$  и опорным напряжением  $\dot{U}_{ref}$  на входах СД.

Пусть опорный сигнал сдвинут по фазе относительно детектируемого на значение  $\varphi_{ref}$ , тогда на выходе идеального СД после интегрирования будет на-пряжение (2.62).

При фазовом сдвиге  $\varphi_{ref}$  до 20° сигнал на выходе СД после интегрирования будем рассчитывать по упрощенной формуле:
$$U_{\rm BMX.cg} = K_{\rm cg} \Delta U \left( 1 - \frac{\varphi_{ref}^2}{2} \right)$$
(2.66)

где  $\varphi_{ref}$  – фазовый сдвиг между детектируемым вектором и опорным напряжением, рад.

Относительная погрешность результата измерений от фазового сдвига, рассчитывается по формуле (2.67), и будет иметь вид, представленный на рис. 2.24.



Рис. 2.24. Относительная погрешность результата измерений от фазового сдвига между детектируемым вектором  $\Delta \dot{U}$  и опорным напряжением  $\dot{U}_{ref}$ .

Из графика видно, что относительная погрешность результата измерений от фазового сдвига не превышает 0,5 % при разнице фаз в 5° между детектируемым и опорным напряжениями.

После разделения разностного сигнала и шума с помощью синхронного детектирования возникает задача выделения постоянной составляющей про-

порциональной разностному сигналу. Данная задача может быть решена с помощью аналогового или цифрового фильтра нижних частот (ФНЧ).

Оптимальным с точки зрения обеспечения максимальной точности является ФНЧ Бесселя, так как групповое время задержки в широком диапазоне частот является практически постоянным для этого типа фильтров.

# 2.5 Коррекция результата измерений

При работе СУДВ возникает систематическая погрешность, обусловленная следующими факторами:

- коэффициенты передач ИУ в точности не равны +1 и -1, несмотря на использование лазерной подгонки при его изготовлении;
- схема выделения дифференциального сигнала не обладает бесконечным подавлением синфазного сигнала, которое к тому же уменьшается с повышением частоты сравниваемых сигналов;
- с повышением частоты проявляется инерционность работы повторителя в схеме выделения дифференциального сигнала;
- развязывающий трансформатор и схема усиления дифференциального сигнала создают дополнительный фазовый сдвиг, который внесет дополнительную погрешность в результат измерений при синхронном детектировании.

Ослабить влияние указанных факторов можно введением калибровочной операции, при которой на оба входа блока выделения дифференциального сигнала подается один и тот же эталонный сигнал  $u_0(t)$ .

Если на обоих входах блока выделения дифференциального сигнала присутствует квазигармонический сигнал:

$$u_0(t) = U_0 \sin(\omega t), \qquad (2.68)$$

то на сигнальном входе СД будет присутствовать сигнал (2.69), обусловленный выше перечисленными факторами.

$$\Delta_0(t) = \Delta_{0m} \sin(\omega t + \varphi_{\Delta_0}) + \Delta_{\rm cm}.$$
(2.69)

После синхронного детектирования (без учета его ошибок) и фильтрации выходной сигнал будет равен:

$$\Delta_0 = K_{\rm cg} \Delta_{0m} \cos(\varphi_{\Delta_0}), \qquad (2.70)$$

где  $\Delta_0$  – систематическая погрешность результата измерений.

Систематическую погрешность результата измерений можно учесть, например, с помощью устройства выборки и хранения (УВХ) [102].

Использование в составе СУДВ УВХ позволяет минимизировать погрешность, возникающую из-за фазового сдвига между сравниваемыми векторами, если возможно дискретное изменение амплитуды эталонного или сравниваемого вектора на известную величину.

Пусть на первом входе блока выделения дифференциального сигнала присутствует эталонное напряжение:

$$u_0(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_0),$$
 (2.71)

а на втором сравниваемое напряжение:

$$u_{x}(t) = (U_{0} + U_{\Delta} + \Delta U) \sin(\omega t + \varphi_{x});$$

$$U_{\Delta} << U_{0};$$

$$\Delta U << U_{0},$$
(2.72)

где  $U_{\Delta}$  – дискретно изменяемая амплитудная составляющая напряжения  $u_{\rm x}(t)$ , В.

Тогда при идеализированной работе СД выходной сигнал после фильтрации будет равен:

$$U_{\text{Bbix1}} = K_{\text{cg}} \left[ U_0 \cos(\varphi_x) - U_0 \cos(\varphi_0) + U_\Delta \cos(\varphi_x) + \Delta U \cos(\varphi_x) \right].$$
(2.73)

Если напряжение  $U_{\Delta}$  изменить в *n* раз, то выходной сигнал после фильтрации будет равен:

$$U_{\text{Bbix2}} = K_{\text{c}\pi} \left[ U_0 \cos(\varphi_x) - U_0 \cos(\varphi_0) + n U_\Delta \cos(\varphi_x) + n \Delta U \cos(\varphi_x) \right]. \quad (2.74)$$

Тогда проведя коррекцию результатов измерений в соответствии с формулой:

$$U_{\text{BMX,K}} = \frac{\left(U_{\text{BMX}2} - U_{\text{BMX}1}\right)}{n-1} = K_{\text{CA}} \left[U_{\Delta} \cos(\varphi_x) + \Delta U \cos(\varphi_x)\right].$$
(2.75)

Таким образом, коррекция в соответствии с выражением (2.75) позволяет минимизировать погрешность из-за фазового сдвига между сравниваемыми векторами. При условии, что фаза опорного сигнала близка к значению  $\phi_x$ , (что легко достигается использованием ГТН на основе DDS) после коррекции выделяется сигнал, не зависящий от фазовых сдвигов между сравниваемыми векторами.

#### 2.6 Вычисления фазового сдвига

Сравниваемые сигналы могут иметь фазовый сдвиг относительно друг друга. Поэтому возникает задача измерения фазового сдвига между ними, данная задача может быть решена синхронным детектированием разностного вектора на синфазный и квадратурный опорные сигналы.

Пусть на первом входе блока выделения дифференциального сигнала присутствует эталонное напряжение (2.71), а на втором сравниваемое напряжение:

$$u_{x}(t) = (U_{0} + \Delta U) \sin(\omega t + \varphi_{x});$$
  

$$\Delta U \ll U_{0},$$
(2.76)

а, в качестве опорных сигналов используются квазисинусоидальные напряжения:

$$u_{ref.c}(t) = U_{ref} \sin(\omega t + \varphi_{ref});$$
  

$$u_{ref.\kappa}(t) = U_{ref} \sin(\omega t + \varphi_{ref} - \pi/2);$$
  

$$\varphi_{ref} = \varphi_0.$$
(2.77)

Тогда, после синхронного детектирования синфазная  $\Delta U_{\rm c}$  и квадратурная  $\Delta U_{\rm k}$  составляющие разностного сигнала соответственно равны:

$$\Delta U_{\rm c} = K_{\rm c,\pi} \Big[ U_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_x) - U_0 + \Delta U \cos(\varphi_0 - \varphi_x) \Big];$$
  

$$\Delta U_{\rm \kappa} = K_{\rm c,\pi} \Big[ U_0 \sin(\varphi_0 - \varphi_x) + \Delta U \sin(\varphi_0 - \varphi_x) \Big].$$
(2.78)

Вектора эталонного и сравниваемого напряжений, а также их разностный вектор образуют на комплексной плоскости треугольник (рис 2.25). Если выполняется условие (2.76), то есть амплитуды сравниваемых напряжений много больше их разницы. Следовательно, полученный треугольник можно принять равнобедренным.

Углы при основании треугольника вычислим из условия, что тангенс угла прямоугольного треугольника равен отношению противолежащего к данному углу катета к прилежащему. Проекция разностного сигнала на синфазный опорный сигнал есть прилежащий катет, а проекция на квадратурный сигнал есть катет противолежащий.



Рис. 2.25. Представление сравниваемых векторов на комплексной плоскости

Тогда угол θ определяется как:

$$\theta = \arctan\left(\frac{\Delta U_{\kappa}}{\Delta U_{c}}\right). \tag{2.79}$$

Соответственно угол между сравниваемыми векторами определяется как:

$$\Delta \varphi_{\rm p} = \pi - 2\theta \approx \varphi_x - \varphi_0, \qquad (2.80)$$

а амплитудная разница между сравниваемыми векторами может быть получена из выражения:

$$\Delta U = \frac{\Delta U_{\rm c} - U_0 \cos(\Delta \varphi_{\rm p}) + U_0}{-\cos(\Delta \varphi_{\rm p})}.$$
(2.81)

Оценим погрешность вычисления фазового сдвига между сравниваемыми векторами по формуле:

$$\gamma_{\varphi} = \frac{(\varphi_x - \varphi_0) - \Delta \varphi_p}{(\varphi_x - \varphi_0)} \cdot 100 \%, \qquad (2.82)$$

Результаты оценки погрешности представлены на рис. 2.26, при отношении  $\Delta U/U_0 = 10$  ppm



Рис. 2.26. Погрешность вычисления фазового сдвига между сравниваемыми векторами

Из полученных данных следует, что погрешность вычисления фазового сдвига между сравниваемыми векторами уменьшается с увеличением разности фаз между сравниваемыми векторами.

Анализ влияния соотношения  $\Delta U \kappa U_0$  на результат вычисления фазового сдвига  $\Delta \phi_p$  показал, что погрешность прямо пропорционально изменению отношения  $\Delta U/U_0$ .

При этом погрешность вычисления амплитудной разницы между сравниваемыми векторами, будет тем меньше чем меньше погрешность вычисления фазового сдвига между этими векторами.

#### 2.7 Выводы к главе 2

- Проведен анализ схем для сравнения двух сигналов и выделения дифференциального сигнала на основе операционных усилителей и оценено ослабление синфазного сигнала для каждой из схем. Предложено использовать инструментальный усилитель в интегральном исполнении с программируемым коэффициентом усиления для сравнения двух сигналов. Так как в таких инструментальных усилителях ослабление синфазного сигнала практически не зависит от внутренних сопротивлений, а резистор определяющий усиление дифференциального сигнала согласован с остальными элементами по номинальному сопротивлению и температурным коэффициентам, что обеспечивает максимальную точность и линейность усиления в диапазоне рабочих частот.
- Показано, что для оптимального выбора конкретной микросхемы инструментального усилителя можно применить процедуру агрегирования предпочтений и найти отношение консенсуса. На основании найденного отношения консенсуса предложено использовать инструментальный усилитель PGA207 для сравнения двух сигналов.
- 3. Для минимизации синфазной погрешности, увеличения входного импеданса и динамического диапазона сравниваемых напряжений разработана и исследована схема выделения дифференциального сигнала на основе двух инструментальных усилителей и повторителя напряжения.

Такое комплексное решение позволяет увеличить коэффициент ослабления синфазного сигнала до 160 – 200 дБ и при сравнении двух напряжений амплитудой 10 В достичь разрешающей способности 1 нВ в диапазоне частот до 20 кГц, 10 нВ в диапазоне частот до 60 кГц и 100 нВ в диапазоне частот до 100 кГц с помощью микросхемы PGA207 с коэффициентом усиления дифференциального сигнала равным 10.

- Проведена оценка погрешности от некогерентности опорного и детектируемого сигналов на входах синхронного детектора, которая не превышает 0,5 % при разнице фаз в 5° между детектируемым и опорным напряжениями.
- 5. Предложено использовать в составе СУДВ устройство выборки и хранения, которое позволяет минимизировать погрешность, возникающую из-за фазового сдвига между сравниваемыми векторами и остаточное синфазное напряжение. Предложена процедура вычисления фазового сдвига между сравниваемыми сигналами и оценена ее погрешность.

## ГЛАВА 3

# РАЗРАБОТКА СУДВ ДЛЯ СЛИЧЕНИЯ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Широкое использование ИП физической величины в напряжение переменного тока в качестве рабочих эталонов в большей степени зависит от возможностей подтверждения их метрологических характеристик [103].

В качестве прибора сравнения при сличении метрологических характеристик ИП может использоваться синхронный усилитель с дифференциальным входом [104].

## 3.1 Структура разработанного СУДВ

Для определения метрологических характеристик ИП на заданной частоте была предложена структура СУДВ (рис. 3.1), реализующая одновременное сличение напряжений  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$  по амплитудам синфазных составляющих [105].



Рис. 3.1. Структурная схема СУДВ

В состав СУДВ входят: повторитель напряжения (П), инструментальный усилитель (ИУ), усилитель с программируемым коэффициентом усиления (ПУ), синхронный детектор (СД), фильтр нижних частот (ФНЧ), устройство выборки-хранения (УВХ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), микро-контроллер, цифровой и стрелочный индикаторы (Ин), клавиатура (Кл) и персональный компьютер (ПК).

Предложенная структурная схема позволяет реализовать четыре режима работы СУДВ:

1) режим калибровки 1. В этом режиме на оба входа ИУ подается напряжение  $u_0(t)$ , полученное с эталонного ИП (рабочего эталона), схема УВХ находится в состоянии «выборка»;

2) режим калибровки 2. В этом режиме на входы ИУ подаются близкие по значению напряжения  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$ , схема УВХ находится в состоянии «выбор-ка»;

 режим установки «нуля». Вне зависимости от использованного вида калибровки установка нулей индикаторов производится переводом схемы УВХ в состояние «хранение», показания индикатора обнуляются;

4) режим измерения. Режим измерения осуществляется, когда на входы схемы вычитания подаются напряжения  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$ , а схема УВХ находится в состоянии «хранение».

## Повторитель напряжения

Повторитель напряжения (рис. 3.2) собран на операционном усилителе OP285 и транзисторах VT1-VT4. Обратная связь в повторителе замыкается через резистор R2.

Организация следящего питания схемы ИУ осуществлена в выходных каскадах повторителя. Постоянная составляющая напряжения следящего питания устанавливается стабилитронами  $VD_1$ ,  $VD_2$  с использованием генераторов токов на транзисторах  $VT_1$ ,  $VT_2$ , а также элементами  $VD_3$ ,  $R_{13}$ .



Рис. 3.2. Схема повторителя напряжения

Устойчивость работы схемы обеспечивается корректирующими элементами  $R_6, R_{10}, R_{11}, C_1 - C_4$ .

Повторитель обеспечивает передачу входного напряжения до 10,4 В среднеквадратического значения в диапазоне частот до 100 кГц на трех его выходах. Причем на выходе, обозначенном « $+E_{n2}$ », наряду с переменной составляющей формируется постоянная составляющая порядка +5,6 В для питания ИУ. Аналогичную картину наблюдаем на выходе « $-E_{n2}$ ». Выход, обозначенный « $U_{вых.П}$ », используется как общий провод для питания ИУ.

Внешний вид печатной платы повторителя напряжения представлен на рис. 3.3.



Рис. 3.3. Внешний вид печатной платы повторителя напряжения

# Инструментальный усилитель

Схема вычитания мгновенных значений входных сигналов  $u_0(t)$  и  $u_x(t)$ СУДВ собрана на программируемом ИУ PGA207. Общая точка схемы (рис. 3.4) подвешена на выходное напряжение повторителя для реализации заданного динамического диапазона входных напряжений СУДВ, минимизации погрешности из-за конечного подавления синфазного сигнала и для повышения входного импеданса СУДВ [106-107].



Рис. 3.4. Схема вычитания мгновенных значений входных сигналов

Уменьшение входной емкости сигнальных кабелей осуществлено за счет применения в них двух экранов. Собственная оплетка кабеля присоединена к

выходу повторителя через резистор  $R_1$ , значение которого подбирается при настройке, и не соединяется с «землей» МИП. Внешняя оплетка кабеля, наоборот, соединена с «землей» МИП и не соединена с выходом повторителя.

Переход схемы на общую шину осуществлен с помощью трансформатора  $T_1$  с двумя выходными одинаковыми обмотками. Выходные сигналы с трансформатора подаются на дифференциальный вход ПУ.

Коммутация сигналов на входах ИУ для выбора режимов работы СУДВ осуществляется с помощью герконового реле  $K_1$ , управляемого микроконтроллером.

Внешний вид печатной платы инструментального усилителя представлен на рис. 3.5.



Рис. 3.5. Внешний вид печатной платы инструментального усилителя

# Программируемый усилитель, синхронный детектор, фильтр нижних частот

ПУ предназначен для усиления разностного сигнала, и представляет собой каскадное включение двух ИУ PGA207. Изменение коэффициента усиления осуществляется с помощью микроконтроллера. Минимальное (единичное) усиление реализуется при разрешающей способности СУДВ 1 мкВ и 10 мкВ. Максимальное усиление (100) устанавливается при разрешении 10 нВ.

С выхода ПУ сигнал поступает на сигнальный вход СД. Схема СД собрана на микросхеме AD734, которая представляет собой прецизионный, высокоскоростной четырехквадрантный аналоговый перемножитель сигналов.

Для повышения чувствительности СУДВ в СД установлено значение деноминатора, близкое к 1 В. Для устранения постоянной составляющей в детектируемом и опорном сигналах на входах СД установлены дифференцирующие *RC* цепи.

С выхода СД сигнал поступает на ФНЧ, который собран на микросхеме *OP*270, являющейся сдвоенным, малошумящим, прецизионным операционным усилителем. ФНЧ представляет собой фильтр Бесселя третьего порядка с частотой среза 0,2 Гц. На рис. 3.6 представлена схема ФНЧ.



Рис. 3.6. Схема фильтра нижних частот

При разрешающей способности СУДВ 10 мкВ усиление по напряжению ФНЧ отсутствует; в других случаях усиление равно 10. Изменение усиления ФНЧ осуществляется микроконтроллером, который управляет реле *K*<sub>1</sub>. Выходной сигнал с ФНЧ подается на вход устройства выборки-хранения.

#### Устройство выборки хранения

УВХ собрано на микросхеме PGA207. ИУ PGA207 имеет малые входные токи (до 2 пА), что очень важно для работы УВХ в режиме хранения.

На рис. 3.7 приведена схема УВХ в режиме выборки



Рис. 3.7. Схема УВХ в режиме выборки

В этом режиме выходное напряжение ИУ фиксируется конденсатором  $C_1$ и реализуется схема повторителя напряжения. В режиме хранения, с помощью реле  $K_1$ , конденсатор  $C_1$  подключается на инверсный вход ИУ и осуществляется процесс установки «0» в СУДВ.

Измерительная информация в виде напряжения постоянного тока, через потенциометр  $R_1$ , поступает на вход АЦП и в дальнейшем обрабатывается микроконтроллером.

Использование УВХ позволяет ослабить влияние остаточного напряжение синфазной составляющей разностного сигнала за счет введения операции калибровки измерительного тракта СУДВ, при которой на оба входа схемы выделения дифференциального сигнала подается один и тот же сигнал  $u_0(t)$ .

# Микроконтроллер, АЦП

Микроконтроллер (ATmega128) обеспечивает управление работой кодоуправляемых узлов СУДВ. Для системного использования СУДВ в составе автоматизированного измерительной информационной системы, в нем предусмотрена возможность связи с ЭВМ верхнего уровня по интерфейсу USB. Эта возможность обеспечивается преобразователем интерфейса, представляющим собой преобразователь UART/USB (FT232). Таким образом, в СУДВ реализованы аппаратные средства поддержки USB интерфейса.

Оцифровка напряжения осуществляется посредством АЦП, выполненного на микросхеме MAX110. В качестве опорного напряжения АЦП используется микросхема REF192.

Внешний вид печатной платы микроконтроллера представлен на рис. 3.8.



Рис. 3.8. Внешний вид печатной платы микроконтроллера и АЦП

## 3.2 Определение метрологических характеристик СУДВ

Основными метрологическими характеристиками СУДВ будем считать его активное входное сопротивление, динамический диапазон сравниваемых

напряжений, диапазон частот сравниваемых напряжений и разрешающую способность.

Определение метрологических характеристик осуществлялось посредством генератора–калибратора Fluke 5520 А и шестидекадного ИДН ДИ-3м из состава установки К2-41. Выбор данного ИДН обусловлен тем, что он имеет два выхода: основной выход – выход с младшей декады («Вых. 2») и дополнительный выход – выход с первой декады («Вых. 1»). Таким образом, с помощью ИДН ДИ-3м можно получить как синфазное, так и разностное напряжения, подаваемые на входы СУДВ.

#### 3.2.1 Определение входного сопротивления

Входное сопротивление СУДВ по каналу  $U_x$  определялось по схеме рис. 3.9.



Рис. 3.9. Схема включения СУДВ для определения его входного сопротивления по каналу U<sub>x</sub>

Проверка входного сопротивления по каналу *U<sub>x</sub>* СУДВ проведена методом косвенных измерений в два этапа.

С основного выхода (СН0) калибратора Fluke 5520 A было подано напряжение  $U_{\text{вх}}$  равное  $10\sqrt{2}$  B с частотой 1 кГц, со вспомогательного выхода (СН1) калибратора было подано напряжение  $5\sqrt{2}$  B, той же частоты, а коэффициент передачи рабочего эталона ИДН ДИ-3м ( $K_{\Pi(ИДH)}$ ) был установлен равным 0,100000.

На первом этапе на оба входа СУДВ было подано напряжение с выхода ИДН и проведена калибровка СУДВ. На втором этапе сигнал на вход  $U_x$  был

Расчет входного сопротивления СУДВ проводился по формуле:

$$R_{\rm BX} = \frac{U_{\rm BX} K_{\rm II(\rm II,\rm III)}}{\Delta U / R}.$$
(3.1)

Входного сопротивления по каналу  $U_0$  определялось по аналогичной схеме, на втором этапе сигнал на вход  $U_0$  был подан через эталонное сопротивление R, а на вход  $U_x$  непосредственно с выхода ИДН и зафиксирована разность напряжений  $\Delta U$  между входами  $U_0$  и  $U_x$ .

Результаты расчетов входных сопротивлений по каналам  $U_0$  и  $U_x$  приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1. Результаты расчетов входных сопротивлений

Резистор <i>R</i>	Показания индикатора, мкВ	Входное сопротивление, МОм
Включен в цепь $U_0$	5	200
Включен в цепь $U_{\rm x}$	-0.5	2000

# 3.2.2 Определение разрешающей способности

Определение разрешающей способности СУДВ проводили по схеме, изображенной на рис. 3.10.



Рис. 3.10. Схема включения СУДВ для определения разрешающей способности

Определение разрешающей способности проведено методом косвенных измерений путем пересчета изменений коэффициента передачи рабочего этало-

на ИДН ДИ-3м в напряжение разбаланса *U*<sub>диз</sub> ИДН между каналами и напряжением, фиксированным СУДВ.

С основного выхода (СН0) калибратора Fluke 5520 A было подано напряжение  $10\sqrt{2}$  B с частотой 1 кГц, со вспомогательного выхода (СН1) калибратора было подано напряжение  $5\sqrt{2}$  B, той же частоты, а коэффициент передачи рабочего эталона ИДН ДИ-3м был установлен равным 0,100000 по выходу 1. Изменяли коэффициент передачи ИДН ДИ-3м по выходу 2 в диапазоне от 0,100001 до 0,100005. Для определения при разрешающей способности СУДВ 10 мкВ изменяли коэффициент передачи ИДН ДИ-3м по выходу 2 в диапазоне от 0,100010 до 0,100050.

Результаты определения при разрешающей способности СУДВ 10 мкВ, 1 мкВ, 100 нВ и 10 нВ приведены в таблицах 3.2, 3.3, 3.4 и 3.5, соответственно.

Относительное отклонение показаний СУДВ рассчитывалось по формуле:

$$\gamma = \frac{|(U_{\text{диз}} - \Delta U)|}{U_{\text{диз}}} \cdot 100 \%, \qquad (3.2)$$

где *U*<sub>ДИ3</sub> – напряжение разбаланса ИДН, В;

Напряжение разбаланса	Показания СУДВ,	Относительное отклонение
$U_{ m ДИ3},$ мк $ m B$	$\Delta U$ , мк ${ m B}$	показаний ү, %
100	100	0
200	200	0
300	300	0
400	400	0
500	500	0

Таблица 3.2. Результаты определения при разрешающей способности СУДВ 10 мкВ

Таблица 3.3. Результаты определения при разрешающей способности СУДВ 1 мкВ

Напряжение разбаланса	Показания СУДВ,	Относительное отклонение
$U_{ m ДИ3}$ , мк $ m B$	$\Delta U$ , мк $ m B$	показаний ү, %
10	10	0
20	20	0
30	30	0
40	40	0
50	50	0

Напряжение разбаланса	Показания СУДВ,	Относительное отклонение
$U_{{ m ДИ3}},$ мк ${ m B}$	$\Delta U$ , мк $ m B$	показаний ү, %
10	10,1	1,0
20	20,4	2,0
30	30,7	2,3
40	41	2,5
50	51,2	2,4

Таблица 3.4. Результаты определения при разрешающей способности СУДВ 100 нВ

Таблица 3.5. Результаты определения при разрешающей способности СУДВ 10 нВ

Напряжение разбаланса	Показания СУДВ,	Относительное отклонение по-
$U_{ m ДИ3},$ мк $ m B$	$\Delta U$ , мк $\mathrm{B}$	казаний ү, %
10	10,21	2,1
20	20,34	1,7
30	перегрузка	_

Из данных приведенных в таблицах 3.2 – 3.5 видно, что при всех разрешающих способностях относительное отклонение показаний не превышают 2,5 %.

# 3.2.3 Определение диапазона частот сравниваемых напряжений

Определение диапазона частот сравниваемых напряжений проводили по схеме, изображенной на рис. 3.10.

С основного выхода (СН0) калибратора Fluke 5520 A было подано напряжение  $10\sqrt{2}$  B с частотой 1 кГц, со вспомогательного выхода (СН1) калибратора было подано напряжение  $5\sqrt{2}$  B, той же частоты, а коэффициент передачи рабочего эталона ИДН ДИ-3м по выходу 1 был установлен равным 0,100000, по выходу 2 равным 0.100005. Измеряли значения  $\Delta U$ , при разрешающей способности СУДВ 100 нВ, на частотах 20, 40, 80, 200 Гц и 1, 10, 20, 40, 80, 100 кГц.

Относительное отклонение показаний СУДВ от частоты рассчитывалось по формуле:

$$\gamma_{f} = \frac{\left| (\Delta U_{f(1)} - \Delta U_{f}) \right|}{\Delta U_{f(1)}} \cdot 100 \%,$$
(3.3)

где  $\Delta U_{f(1)}$  – напряжение разбаланса ИДН на частоте 1 кГц, В;

 $\Delta U_f$  – напряжение разбаланса ИДН на частоте f, В.

Результаты определения диапазона частот сравниваемых напряжений приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6. Результаты определения диапазона частот при сравнение напряжений амплитудой 1√2 В

Частота, кГц	1	0,2	0,08	0,04	0,02	10	20	40	80	100
Напряжение разбаланса ИДН на частоте, мкВ	51,3	50,3	49,9	48,7	48,9	53	50,3	50	48,9	48,8
Относительное отклонение показаний на частоте $\gamma_f$ , %	-	1,9	2,7	5,0	4,7	3,3	1,9	2,5	4,7	4,9

В таблице 3.7 приведены результаты определения диапазона частот сравниваемых напряжений при напряжении 0,1 √2 В поданного с основного выхода (СН0) калибратора и аналогичных установках рабочего эталона.

Таблица 3.7. Результаты определения диапазона частот при сравнение напряжений амплитудой 0,01√2 В

Частота, кГц	1	0,2	0,08	0,04	0,02	10	20	40	80	100
Напряжение разбаланса ИДН на частоте, мкВ	50,5	50,1	49,7	48,8	48,5	52,7	51	51	48	48,2
Относительное отклонение показаний на частоте $\gamma_f$ , %	_	0,8	1,6	3,4	4,0	4,3	1,0	1,0	4,9	4,5

Из данных приведенных в таблицах 3.6 и 3.7 видно, что на всех частотах относительное отклонение показаний не превышают 5 %.

# 3.2.4 Определение динамического диапазона сравниваемых напряжений

Определение динамического диапазона сравниваемых напряжений проводили по схеме, изображенной на рис. 3.10.

Для определения максимальной амплитуды сравниваемых напряжений с основного выхода (СН0) калибратора Fluke 5520 А было подано напряжение 10√2 В с частотой 1 кГц, со вспомогательного выхода (СН1) калибратора было

подано напряжение 5 $\sqrt{2}$  В, той же частоты, а коэффициент передачи рабочего эталона ИДН ДИ-3м по выходу 1 был установлен равным 0,999999. Изменяли коэффициент передачи ИДН ДИ-3м по выходу 2 в диапазоне от 0,999998 до 0,999994 и измеряли значения  $\Delta U$ , при разрешающей способности СУДВ 100 нВ. Относительное отклонение показаний СУДВ рассчитывалось по формуле (3.2).

Результаты определения максимальной амплитуды сравниваемых напряжений приведены в таблицах 3.8.

Напряжение разбаланса	Показания СУДВ,	Относительное отклонение
$U_{ m ДИ3},$ мк $ m B$	$\Delta U$ , мк $ m B$	показаний ү, %
10	10,2	2,0
20	20,3	1,5
30	30,6	2,0
40	40,7	1,8
50	51,1	2,2

Таблица 3.8. Результаты определения максимальной амплитуды

Определение минимальной амплитуды сравниваемых напряжений, осуществлялся при аналогичных установках калибратора, коэффициент передачи рабочего эталона ИДН ДИ-3м по выходу 1 был установлен равным 0,000000. Изменяли коэффициент передачи ИДН ДИ-3м по выходу 2 в диапазоне от 0,000001 до 0,000005 и измеряли значения  $\Delta U$ , при разрешающей способности СУДВ 100 нВ. Относительное отклонение показаний СУДВ рассчитывалось по формуле (3.2).

Результаты определения максимальной амплитуды сравниваемых напряжений приведены в таблицах 3.9.

Напряжение разбаланса	Показания СУДВ,	Относительное отклонение
$U_{ m ДИ3},$ мк $ m B$	$\Delta U$ , мк $ m B$	показаний ү, %
10	10,1	1,0
20	20,2	1,0
30	30,4	1,3
40	40,8	2,0
50	50,9	1,8

Таблица 3.9. Результаты определения минимальной амплитуды

Из данных приведенных в таблицах 3.8 - 3.9 видно, что относительное отклонение показаний не превышают 2,2 %, таким образом разработанный СУДВ позволяет сравнивать напряжения в диапазоне от  $10\sqrt{2}$  мкВ до  $10\sqrt{2}$  В.

# 3.3 Характеристики разработанного СУДВ

Внешний вид разработанного СУДВ показан на рис. 3.11.



Рис. 3.11. Синхронный усилитель с дифференциальным входом

Разработанный синхронный усилитель с дифференциальным входом обеспечивает следующие характеристики [107]:

- Диапазон частот сравниваемых напряжений от 20 Гц до 100 кГц;
- Динамический диапазон сравниваемых напряжений от 10√2 мкВ до 10√2 В;
- Разрешающая способность 10 нВ на частоте 1 кГц;
- Разрешающая способность 100 нВ, 1мкВ, 10 мкВ в диапазоне рабочих частот и напряжений;
- Активное входное сопротивление на частоте 1 кГц:
  - по входу  $U_0$  не менее 200 МОм;
  - по входу  $U_x$  не менее 2 ГОм,
- Питание от сети 220 В, 50 Гц.

Таким образом, разработанный синхронный усилитель с дифференциальным входом по своим метрологическим характеристикам превышает зарубежные аналоги и обеспечивает сравнение двух синусоидальных напряжений амплитудой до 10√2 В с разрешающей способностью до 10 нВ в диапазоне частот до 100 кГц.

## 3.4 Программное обеспечение СУДВ

С распространением ПК и микропроцессорной техники произошла интеграция СИ и ПК, что позволило к вычислительным мощностям СИ добавить вычислительные мощности ПК и предоставить возможность удаленного программного управления [108-110].

Развитие средств автоматизации и измерений, персональных компьютеров и сетевых технологий привело к широкому распространению автоматизированных измерительных информационных систем (АИИС), построенных на основе интегрирования СИ и ПК. Такие системы используются, как для автоматизации технологических процессов [111-114], так и при построении виртуальных лабораторий [115-117].

АИИС позволяют повысить производительность поверочных и калибровочных работ, точность измерений, минимизировать экономические издержки, создать дружественный графический интерфейс с пользователем и вести базу данных [118-120]. Современные АИИС строятся с использованием технологии виртуальных приборов (ВП) – совокупности аппаратно-программных технических средств.

Вводя термин «виртуальный прибор» (англ. Virtual Instrument), следует подчеркнуть, что данное понятие имеет две трактовки [121-122]:

 ВП – это совокупность аппаратных и программных средств, добавленных к ПК таким образом, что пользователь получает возможность взаимодействовать с ПК как со специально разработанным измерительным прибором.  ВП – это компьютерная модель, полностью имитирующая работу реального оборудования (передних панелей, цифровых индикаторов, шкал, тумблеров и кнопок).

Первые широко используются в промышленности, вторые в сфере образования для подготовки инженерных кадров.

Преимущество технологии виртуальных приборов состоит в возможности программным путем, опираясь на потенциал современной компьютерной техники и ее интегрируемости со средствами измерений, создавать различные измерительные приборы, измерительные системы и программно-аппаратные комплексы, легко их адаптировать к изменяющимся требованиям, минимизировать экономические и временные затраты на проектирование и разработку.

Для дистанционного управления СУДВ в среде графического программирования LabVIEW было разработано специальное программное обеспечение (ПО). В LabVIEW [123] включено большое количество функций для решения задач по передаче данных в локальных и глобальных сетях, предоставлению пользователям возможности получать данные с системы и управлять ею через Интернет, разработке клиент-серверных приложений и интеграции с практически любой системой управления базами данных.

На рис. 3.12 представлена лицевая панель виртуального прибора для дистанционного управления СУДВ [124]. В приложении Б приведено руководство оператора по работе с ПО СУДВ.



Рис. 3.12. Лицевая панель виртуального прибора для управления СУДВ

На рис. 3.13 представлен элемент блок-диаграммы виртуального прибора для управления СУДВ.



Рис. 3.13. Элемент блок-диаграммы виртуального прибора

## 3.5 Выводы к главе 3

- Для метрологического обеспечения измерительных преобразователей, разработан и практически реализован синхронный усилитель с дифференциальным входом, реализующий одновременное сличение входных сигналов по амплитудам синфазных составляющих.
- Предложена и экспериментально апробирована процедура оценивания метрологических характеристик синхронных усилителей с дифференциальным входом.
- 3. На основе предложенной процедуры определенны метрологические характеристики разработанного синхронного усилителя с дифференциальным входом, подтверждающие его пригодность для метрологическо-го обеспечения измерительных преобразователей в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц с разрешением до 10 нВ при сравнении двух сигналов амплитудой от 10√2 мкВ до 10√2 В.
- 4. Для дистанционного управления синхронным усилителем с дифференциальным входом и автоматизации процесса измерений на основе тех-

нологии виртуальных приборов в среде графического программирования LabVIEW разработано специальное программное обеспечение.

## ГЛАВА 4

# СУДВ В СОСТАВЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

В метрологической практике в стране и за рубежом широко используются масштабные измерительные преобразователи (МИП) напряжения и тока, такие как токовые шунты [125-128] и индуктивные делители напряжения (ИДН) [129-131]. ИДН используются в качестве эталона ослабления в установках высшей точности [132-134], для метрологического обеспечения высокочастотных и сверхвысокочастотных аттенюаторов [34, 135] и др.

Испытательные лаборатории силового оборудования электротехнического и электроэнергетического назначения, такие как CESI (Италия), ESEF (Франция), JSTC (Япония), КЕМА (Нидерланды), РЕНLА (Германия) используют токовые шунты для измерения постоянных и переменных токов [136].

Основной метрологической характеристикой МИП является коэффициент передачи на заданной частоте. Разработанный СУДВ с соответствующим ПО позволяет в автоматизированном режиме проводить поверку и калибровку токовых шунтов и ИДН.

#### 4.1 Определение сопротивления токовых шунтов

Для измерений переменных токов в широком диапазоне частот используют токовые шунты коаксиальной конструкции [137-139].

Коаксиальный шунт представляет собой измерительный преобразователь тока, содержащий токовые и потенциальные выводы (рис. 4.1) и конструктивно состоит из двух вложенных друг в друга цилиндров, по которым ток протекает в противоположных направлениях. Внутренний цилиндр изготавливают из резистивного материала с большим удельным сопротивлением (например, манга-

#### 100



нина), а внешний с меньшим удельным сопротивлением (например, меди).

Рис. 4.1. Конструкция коаксиального шунта

В ходе поверки/калибровки шунта требуется определить значение его сопротивления, как на постоянном, так и на переменном токе для определения погрешности коэффициента преобразования в диапазоне частот. Известно, что сопротивление коаксиального шунта на переменном токе зависит от толщины стенки внутреннего цилиндра, способа подключения потенциальных выводов [140] и имеет активно-реактивный характер.

Способы измерения сопротивления (при помощи двойного моста Томпсона; магнитного компаратора; компенсационные и т.д.) требуют наличия образцовых мер сопротивления и трудно реализуемы для шунтов с сопротивлением менее 0,1 Ом [141].

Для измерения сопротивления шунта на переменном токе предлагается использовать схему на основе разработанного СУДВ, представленную на рис. 4.2.



Рис. 4.2. Схема измерения сопротивления шунта

В схеме на рис. 4.2, с выхода канала СНО калибратора Fluke 5520A, на СУДВ подается опорное напряжение переменного тока, а с выхода канала СН1 на шунт подается ток той же частоты. С помощью СУДВ измеряется разность напряжений между потенциальными выводами шунта и по формуле (4.1) рассчитывается его сопротивление.

$$R_f = \frac{\Delta U}{I_f},\tag{4.1}$$

где  $R_f$  – сопротивление шунта на переменном токе, Ом;

 $I_f$  – значение переменного тока, установленное на калибраторе, А.

Проверка предложенной процедуры осуществлялась на коаксиальных шунтах с параметрами, приведенными в таблице 4.1, потенциальные выводы которых были подключены к внутренней поверхности внутреннего цилиндра.

Шунт 1 Шунт 2 Параметры  $1 \cdot 10^{-3}$  $1,5.10^{-3}$ Толщина внутреннего цилиндра, м  $90.10^{-3}$  $125 \cdot 10^{-3}$ Длина, м  $10.10^{-3}$  $48 \cdot 10^{-3}$ Радиус внутреннего цилиндра, м  $0,46 \cdot 10^{-6}$ Удельное сопротивление материала внутреннего цилиндра, Ом м  $0.46 \cdot 10^{-6}$ Сопротивление на постоянном токе, Ом  $750 \cdot 10^{-6}$  $160 \cdot 10^{-6}$ 

Таблица 4.1. Параметры исследуемых шунтов

Для сравнения результатов измерений были теоретически рассчитаны значения сопротивлений шунтов на частоте 1 кГц по формуле [142]:

$$\dot{Z} = \frac{R(1+j)m\Delta}{\operatorname{sh}[(1+j)m\Delta]}.$$
(4.2)

где R – сопротивление шунта на постоянном токе, Ом;

 $m = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\rho}}$  – величина, обратная эквивалентной глубине проникновения

волны, м<sup>-1</sup>;

µ – абсолютная магнитная проницаемость воздуха, Гн/м;

 $\omega$  – круговая частота, рад/с;

 $\rho$  – удельное сопротивление материала внутреннего цилиндра, Ом·м;

 $\Delta$ - толщина внутреннего цилиндра, м.

Результаты измерений и расчетные значения модуля сопротивлений шунтов на частоте 1 кГц при различных значениях тока калибратора приведены в таблице 4.2, относительная погрешность измерения сопротивления рассчитывалась по формуле:

$$\gamma_R = \frac{\left\| \dot{Z} \right\| - R_f}{\left| \dot{Z} \right|} \cdot 100. \tag{4.2}$$

Ток	Мод	уль	Измеренное		Погрешность	измерения, %
калибратора,	сопротивления шунта		сопротивление,			
А	теоретичеси	кий, мкОм	МК	Ом		
	Шунт 1	Шунт 2	Шунт 1	Шунт 2	Шунт 1	Шунт 2
0,1	75	16	74,4	16,3	0,8	1,9
0,2	150	32	148	32,5	1,3	1,7
0,3	225	48	222	48,9	1,3	1,9
0,4	300	64	297	65,2	1,0	1,9
0,5	375	80	370	80,9	1,3	1,1
0,6	450	96	444	97,7	1,3	1,8
0,7	525	112	518	113	1,3	0,9
0,8	600	128	590	130	1,7	1,6
0,9	675	144	666	146	1,3	1,4
1	750	160	740	162	1,3	1,2

Таблица 4.2. Результаты измерений сопротивлений шунтов на частоте 1 кГц

Из данных, приведенных в таблице 4.2, следует, что результаты измерений не зависят от тока калибратора, а относительная погрешность измерений сопротивлений шунтов на частоте 1 кГц при различных значениях тока не превышает 2 %.

Измерения сопротивлений шунтов на других частотах проводились в два этапа, на первом этапе с выхода канала СН0 калибратора на СУДВ подавалось опорное напряжение переменного тока, а с выхода канала СН1 на шунт подавался ток той же частоты с нулевым фазовым сдвигом относительно опорного напряжения. С помощью СУДВ измерялась разность напряжений между потенциальными выводами шунта соответствующая проекции на синфазный вектор. На втором этапе с выхода канала СН1 калибратора на шунт подавался ток с фазовым сдвигом -90° относительно опорного напряжения и с помощью СУДВ измерялась разность напряжений между потенциальными выводами шунта, соответствующая проекции на квадратурный вектор.

Модуль сопротивления и фазовый сдвиг коэффициента преобразования токовых шунтов рассчитывались по формуле:

$$R_{f} = \frac{\sqrt{\Delta U_{C}^{2} + \Delta U_{K}^{2}}}{I_{f}}$$

$$\theta_{R} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\Delta U_{K}/I_{f}}{\Delta U_{C}/I_{f}}\right)$$
(4.3)

Результаты экспериментально определенных модуля сопротивления та и фазового сдвига коэффициента преобразования шунтов, а так же их значения, полученные расчетным путем на основании формулы (4.2) при токе 0.1 А для шунта 1 приведены в таблице 4.3.

Абсолютная погрешность определения фазового сдвига рассчитывалась по формуле:

$$\Delta \theta_R = \operatorname{arctg}(\dot{Z}) - \theta_R. \tag{4.4}$$

Частота, кГц	Модуль коэффициента преобразова- ния теоретиче- ский, мкОм	Фазовый сдвиг теоретиче- ский, град	Измеренный модуль коэффициента преобразова- ния, мкОм	Измерен- ный фазовый сдвиг, град	Погрешность измерения модуля коэффициента преобразова- ния, %	Погрешность измерения фазового сдвига, град
1	74,99	-0,175	74,46	0,077	0,71	-0,252
5	74,99	-0,877	74,38	-0,925	0,80	0,048
10	74,98	-1,753	74,32	-1,968	0,87	0,215
15	74,97	-2,630	74,31	-2,975	0,88	0,345
20	74,94	-3,506	74,29	-4,064	0,86	0,558
25	74,91	-4,382	74,26	-5,122	0,86	0,740
30	74,87	-5,257	74,24	-6,068	0,84	0,811

Таблица 4.3. Результаты определения модуля сопротивления и фазового сдвига коэффициента преобразования при токе 0.1 А

Из данных, приведенных в таблице 4.3, следует, что относительная погрешность определения модуля сопротивления коэффициента преобразования шунта не превышает 1 %, а абсолютная погрешность определения фазового сдвига не превышает  $\pm 1^{\circ}$ .

Для автоматизации предложенной процедуры определение сопротивления токовых шунтов был разработан ВП для управления калибратором Fluke 5520A, представленный на рис. 4.3.



Рис. 4.3. Лицевая панель ВП для управления калибратором Fluke 5520A

#### 4.2 Поверка индуктивных делителей напряжения

При проведении поверки ИДН основной операцией является определение допускаемой относительной погрешности коэффициента передачи. Для определения погрешности коэффициента передачи ИДН наибольшее применение из экспериментальных методов нашел метод сравнения поверяемого ИДН с эталонным [143]. NIST проводит калибровку декадных ИДН (услуги 54120С – 54131С) в диапазоне частот от 50 до 20000 Гц при помощи эталонного ИДН [144], тем самым реализуя дифференциальный метод измерений.

На рис. 4.4 изображена структурная схема измерения погрешности коэффициента передачи ИДН дифференциальным методом на основе разработанного СУДВ.



Рис. 4.4. Схема измерения погрешности коэффициента передачи ИДН

Для проведения поверки ИДН в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц с использованием СУДВ был разработан проект методики поверки, приведенный в приложении В. Проект методики поверки разработан в соответствии РМГ 51–2002 [145].

При проведении поверки ИДН для определения метрологических характеристик выполняют следующие операции:

 определение допускаемой относительной погрешности коэффициента передачи;

- определение выходного сопротивления;
- определение входного импеданса.

Относительную погрешность коэффициента передачи делителя рассчитывают по формуле:

$$\gamma K_{\Pi} = \frac{\left(U_{\mathrm{BX}} K_{\Pi(\mathrm{odp.})} + \Delta U\right) - U_{\mathrm{BX}} K_{\Pi\mathrm{H}}}{U_{\mathrm{BX}} K_{\Pi\mathrm{H}}} \cdot 100\%, \qquad (4.5)$$

где  $U_{\rm BX}$  – входное напряжение, В;

 $K_{\Pi(\text{обр.})}$  – коэффициент передачи эталонного ИДН;

К<sub>ПН</sub> – номинальный коэффициент передачи.

Для определения выходного сопротивления к выходу ИДН подключается омметр и измеряется сопротивление.

Определение входного импеданса осуществляется по схеме на рис. 4.5.



Рис. 4.5. Схема определения входного импеданса ИДН

Для этого с помощью СУДВ в частотном диапазоне измеряется падение напряжения на эталонном резисторе R и по формуле (4.6) рассчитывается входной импеданс.

$$Z_{\rm BX} = \frac{U_{\rm BX} \cdot R}{\Delta U},\tag{4.6}$$

где  $\Delta U$  – падение напряжения на образцовом резисторе, B;

*R* – сопротивление эталонного резистора, Ом.

Любой ИП требует проведения периодической поверки или калибровки. Использование современных информационных и телекоммуникационных технологий позволяет организовать дистанционное сличения метрологических характеристик ИП [146-147] непосредственно на местах их эксплуатации, при условии наличия рядом эталонного СИ, что ведет к снижению временных и экономических издержек.

На рис. 4.6 изображена структурная схема АИИС для дистанционный калибровки ИДН дифференциальным методом с использованием разработанного СУДВ [148].



Рис.4.6. Схема АИИС для дистанционный калибровки ИДН

# 4.3 Концепция АИИС для проведения дистанционной калибровки

Проектирование АИИС, включающей средства вычислительной техники, измерений и автоматизации, сталкивается с необходимостью стыковки различного и уникального оборудования с ПК, при этом должны быть согласованы
функциональные и технические возможности всех устройств в условиях многообразия и сложности решаемой задачи. Кратно усложняет задачу множество возможных вариантов интерфейсов оборудования соответствующего разным стандартам.

В процессе использования АИИС пользователю должна быть предоставлена возможность активно участвовать В работе измерительноинформационной системы, быстро перестраивать структуру ее функционирования в соответствии с динамикой и требованиями самого процесса измерений. При этом процесс работы с оборудованием должен быть максимально проблемно-ориентированным и выдвигать минимальные требования к знанию средств вычислительной техники. Необходимо также отметить, что одновременно с различными модулями системы может работать большое количество пользователей, что в свою очередь требует организации путей доступа и разграничения прав пользователей [149].

Решить данные задачи позволяет построение АИИС на основе многоуровневой архитектуры клиент-сервер с использованием модульного подхода [150] и технологии виртуальных приборов [151-152].

Применение модульного подхода при проектировании АИИС заключается в построении программных и аппаратных средств из более простых типовых модулей [153154]. АИИС на основе модульного подхода строится по иерархическому принципу, когда более сложный модуль состоит из нескольких более простых модулей, при этом более сложный модуль приспособлен к интеграции с другими модулями своего уровня, для построения модуля уровнем выше [155].

Модульный подход позволяет минимизировать затраты при проектировании АИИС, когда перед разработчиком стоит задача создания такого множества измерительных модулей, с помощью которых можно обеспечить измерение заданного множества параметров, расширить функциональность уже существующих АИИС и повысить эффективности использования имеющихся в составе АИИС модулей.

Для проведения массовой дистанционной калибровки СИ требуется разработать АИИС, которая позволяет обеспечить:

 идентификацию пользователей различного уровня (администратор, поверитель, оператор и т. д.);

- хранение и доступ к нормативно-технической документации;

– управления оборудованием (рабочий эталон, калибруемое СИ, вспомогательное оборудование);

- введение базы данных.

На рис. 4.7 представлена концепция АИИС на основе клиент-серверной технологии для проведения дистанционной калибровки.



Рис. 4.7. Концепция программно-аппаратного комплекса для проведения дистанционной поверки СИ

Поверитель из центра стандартизации, метрологии и сертификации подключается через браузер к центральному серверу, который обеспечивает авторизацию, идентификацию и маршрутизацию в системе, ведение базы данных и доступ к нормативно-технической документации. В калибровочной лаборатории предприятия собрана схема калибровки, а приборы, участвующие в ней через интерфейсы [156] и локальную сеть подключены к серверу лаборатории. На сервере лаборатории запускается специализированное ПО. Оно позволяет в интерактивном режиме выбирать операции калибровки, выполнять процесс поверки, вести наблюдение, а по окончанию в автоматизированном режим формировать сертификат.

Следует отметить, что организация процесса полноценной дистанционной калибровки СИ не всегда возможна в связи с необходимостью периодической перекоммутации калибруемого СИ и рабочего эталона, что в свою очередь может потребовать присутствия оператора непосредственно на месте проведения калибровки.

## 4.4 Выводы к главе 4

- Предложена и экспериментально опробована процедура измерения модуля сопротивления и фазового сдвига коэффициента преобразования токовых шунтов в диапазоне частот на основе разработанного СУДВ, относительная погрешность определения модуля коэффициента преобразования шунта не превышает 1 %, а абсолютная погрешность определения фазового сдвига не превышает ±1°.
- Разработан проект методики поверки индуктивных делителей напряжения с использованием синхронного усилителя с дифференциальным входом.
- 3. Для проведения дистанционной калибровки измерительных преобразователей предложена концепция автоматизированной измерительной

системы, основанная на архитектуре клиент-сервер и технологии виртуальных приборов.

- 4. Разработанный синхронный усилитель с дифференциальным входом был использован для сличения метрологических характеристик измерительных преобразователей при выполнении госбюджетных НИР по темам: «Прецизионные резистивные и индуктивные преобразователи с улучшенными динамическими характеристиками»; «Программноаппаратный комплекс для автоматизированных испытаний сильноточных преобразователей»; «Система контроля магнитного окружения квантового процессора на основе феррозондового датчика сверхвысокого разрешения»; «Разработка высокопроизводительного модульного приборного комплекса для автоматизированных систем экспериментальных исследований и управления электрофизическими установками ядерной энергетики».
- 5. Разработанный синхронный усилитель с дифференциальным входом и методика поверки индуктивных делителей используются для метрологического обеспечения индуктивных делителей напряжения во Всероссийском Научно-Исследовательском Институте Физико-Технических и Радиотехнических Измерений (ВНИИФТРИ), что подтверждено актами внедрения результатов диссертационной работы (Приложение Г).

## Заключение

- Разработана и исследована схема построения входного каскада синхронного усилителя с дифференциальным входом на основе двух инструментальных усилителей и повторителя напряжения, позволяющая увеличить коэффициент ослабления синфазного сигнала до 160 – 180 дБ в диапазоне частот до 100 кГц и обеспечивающая одновременное сравнение двух напряжений до 10√2 В.
- 2. Разработан и апробирован синхронный усилитель с дифференциальным входом для метрологического обеспечения измерительных преобразователей, экспериментально проведена процедура оценивания его метрологических характеристик. Созданный синхронный усилитель с дифференциальным входом по своим метрологическим характеристикам превышает зарубежные аналоги и обеспечивает сравнение двух синусоидальных напряжений амплитудой от 10√2 мкВ до 10√2 В с разрешающей способностью до 10 нВ в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц.
- 3. Разработана и экспериментально проверена процедура измерения на переменном токе модуля и фазового сдвига коэффициента преобразования токовых шунтов на основе созданного синхронного усилителя с дифференциальным входом, позволяющая оценить модуль сопротивления с разрешающей способностью до 10 нОм и фазовый сдвиг с разрешающей способностью до 1°.
- 4. Разработано специальное программное обеспечение для дистанционного управления и системного использования в составе автоматизированных измерительных систем созданного синхронного усилителя с дифференциальным входом, позволяющее проводить дистанционную калибровку измерительных преобразователей.
- Результаты работы применены при создании автоматизированного измерительного комплекса для калибровки и поверки масштабных измерительных преобразователей (индуктивных делителей напряжения), ат-

тенюаторов и магазинов затухания в диапазоне частот 20 Гц – 100 кГц и в диапазоне напряжений 10 мВ – 10 В среднеквадратического значения во Всероссийском Научно-Исследовательском Институте Физико-Технических и Радиотехнических Измерений (ВНИИФТРИ) п. Менделеево, Московская область.

6. Разработанный синхронный усилитель с дифференциальным входом был использован для сличения метрологических характеристик измерительных преобразователей при выполнении госбюджетных НИР по темам: «Прецизионные резистивные и индуктивные преобразователи с улучшенными динамическими характеристиками»; «Программноаппаратный комплекс для автоматизированных испытаний сильноточных преобразователей»; «Система контроля магнитного окружения квантового процессора на основе феррозондового датчика сверхвысокого разрешения»; «Разработка высокопроизводительного модульного приборного комплекса для автоматизированных систем экспериментальных исследований и управления электрофизическими установками ядерной энергетики».

## ЛИТЕРАТУРА

- Regtien P.P.L. Measurement science for engineers. London: Kogan Page Ltd., 2004. – 358 p.
- Gordon B. M. Definition of Accuracy of Voltage to Digital Converters // Instruments and Control Systems, May 5, 1959. – P. 710.
- Аналого-цифровое преобразование / под ред. У. Кестера. М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.
- Данилов А.А. Методы и средства оценивания нелинейности функции преобразования измерительных преобразователей. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2001. – 140 с.
- Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин: (измерительные преобразователи). – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. – 320 с.
- Мейзда Φ. Электронные измерительные приборы и методы измерений. М.: Мир, 1990. – 535 с.
- Гриневич Ф.Б, Грохольский А.Л., Соболевский К.М, Цапенко М.П. Трансформаторные измерительные мосты / под ред. К. Б. Карандеева. – М.: Энергия, 1970. – 280 с.
- Hsu J.C., Yisha Ku. Comparison of capacitance with resistance by IVD-based quadrature bridge at frequencies from 50 Hz to 10 kHz // Conference on Precision Electromagnetic Measurements. Conference Digest. CPEM 2000. – Australia, Sydney, May 14–19, 2000. – P. 429–430.
- Sedlacek R.A. Wide-Range Maxwell-Wien Bridge Utilizing Inductive Voltage Dividers and Precision Electronic Circuits // Proc. of Instrum. and Meas. Techn. Conference IMTC-2005. – Canada, Ottawa, May 17–19, 2005. – P. 1341–1344.

- Kawakami T. et al. RF Attenuation Measurement System with 1-kHz Voltage Ratio Standard // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1993. – V. 42. – № 6. – P. 1014–1019.
- Callegaro L., D'Elia V. Guarded Vector Voltmeter for AC Ratio Standard Calibration // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2002. – V. 51. – № 4. – P. 632–635.
- Sze W.S. Comparator for Calibration of Inductive Voltage Dividers from 1 to 10 kHz // ISA Transactions. – 1967. – V. 6. – № 4. – P. 263–267.
- National Institute of Standards and Technology Precision Ratio Measurements. URL: http://www.nist.gov/calibrations/precision-ratio.cfm#54120. (дата обращения: 12.03.2012).
- Kusters N.L., Moore W.J.M. The Development and Performance of Current Comparators for Audio Frequencies // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1965. – V. 14. – № 4. – P. 178–198.
- Dunfee B.L., Moore W.J.M. An International Comparison of Current Ratio Standards at Audio Frequencies // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1965. – V. 14. – № 4. – P. 172–177.
- So E. et al. Intercomparison of Calibration Systems for AC Shunts up to Audio Frequencies // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2005. V. 54. № 2. P. 507–511.
- Рождественская Т.Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности / Т.Б. Рождественская; под ред. В. О. Арутюнова. – М.: Изд-во стандартов, 1964. – 187 с.
- ГОСТ 8.118-85 Государственная система обеспечения единства измерений. Вольтметры электронные аналоговые переменного тока. Методика поверки. Введ. с 1987-01-01 М.: Издательство стандартов, 1986. 15 с.

- ГОСТ Р 8.683-2009 Государственная система обеспечения единства измерений. Вольтметры электронные селективные. Методика поверки. – Введ. с 2011-07-01 – М.: Стандартинформ, 2011. – 16 с.
- РД 50-347-82 Методические указания. Вольтметры цифровые импульсные. Методы и средства поверки. – Введ. с 1984-01-01 – М.: С Издательство стандартов, 1983. – 15 с.
- Димов Ю.В. Метрология, стандартизация и сертификация: учебник для вузов. – 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 432 с.
- Meade M.L. Lock-in amplifiers: Principles and Applications. London: Peter Peregrinus Ltd., 1983. – 246 p.
- Цимбалист Э.И., Мержа А.Н., Ройтман М.С. Дифференциальные указатели напряжений переменного тока // Измерения, контроль, автоматизация. – 1994. – № 1–2 (83). – С. 11–23.
- Ким В.Л. Методы и средства повышения точности индуктивных делителей напряжения: монография. – Томск: Изд-во Томского политехн. унта, 2009. – 214 с.
- 25. Company Overview [Электронный ресурс] // Princeton Applied Research. –
  2013. URL: http://www.princetonappliedresearch.com/About-Us/index.aspx (дата обращения 09.01.2013).
- Witt T.J., Fletcher N.E. Standard deviation of the mean and other time series properties of voltages measured with a digital lock-in amplifier // Metrologia.
   2010. V. 47. № 5. P. 616–630.
- Момот Е.Г. Проблемы и техника синхронного радиоприема. М.: Связьиздат, 1961. – 172 с.
- TN1001. Technical note. AMETEK Advanced Measurement Technology, 2002. – 4 p.
- 29. Dicke R.H. The measurement of thermal radiation at microwave frequencies
   // Review of Scientific Instruments. 1946. V.17. № 7. P. 268–275.

- Справочник по радио измерительным приборам / Под. ред. В. С. Насонова. М.: Советское радио, 1976. 232 с.
- Ким В.Л., Пругло В.И. Автоматизированная установка для исследования масштабных измерительных преобразователей // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – № 4. – С. 48–50.
- Латышенко К.П. Принципы построения и разработка амплитудных, частотных и импульсных кондуктометров для контроля природной среды и технологических процессов: автореф. дис. ... док. тех. наук. Москва: МГУИЭ, 2006. 32 с.
- Meade M.L. Advances in lock-in amplifiers // Instrument science and technology. – 1982. – V. 15 – P. 395–403.
- Widarta A. et al. Japan national standard of attenuation in the frequency range of 10 MHz to 18 GHz // Conference on Precision Electromagnetic Measurements. Conference Digest. CPEM 2004. – England, London, June 27 – July 2, 2004. – P. 103–104.
- 35. Widarta A., Iida H., Kawakami T. Attenuation-Measurement System in the Frequency Range of 18–40 GHz // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2007. – V. 56. – № 2. – P. 641–645.
- 36. Iida H., Widarta A., Kawakami T., Komiyama K. Attenuation Standard in the Frequency Range of 50–75 GHz // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2010. – V. 59. – № 11. – P. 2921–2929.
- Joshi S., Thaker V., Amaravati A., Shojaei-Baghini M. Low-power low-noise analog signal conditioning chip with on-chip drivers for healthcare applications // Microelectronics Journal. – 2012. – V. 43. – № 11. – P. 828–837.
- Azzolini C., Magnanini A., Tonelli M., Chiorboli G., Morandi C. A CMOS vector lock-in amplifier for sensor applications // Microelectronics Journal. 2010. V. 41. № 8. P. 449–457.

- Ghavanini F. A., Rodjegard H., Enoksson P. An easy-to-implement method for evaluation of capacitive resonant sensors // Journal of Micromechanics and Microengineering. –2006. –V. 6. – № 6. – P. 156–160.
- 40. D'Amico A. et al. Low-voltage low-power integrated analog lock-in amplifier for gas sensor applications // Sensors and Actuators B: Chemical. 2010. V. 144. № 2. P. 400–406.
- Баранов П.Ф., Бориков В.Н. Уровень современного технического развития синхронных усилителей с дифференциальным входом [Электронный pecypc] // Вестник науки Сибири. 2013 №. 1(7). С. 69–74. URL: http://sjs.tpu.ru/journal/article/viewPDFInterstitial/608/460.
- Жилин Н.С. Метрологические аспекты преобразования частоты. Томск: изд-во ТГУ, 1984. – 206 с.
- А.с. 434821 СССР, G01R19/10. Устройство для измерения разности близких по величине и разных по частоте напряжений / Лерер С.А., Файгенблюм Г.А., Егорова Н.П. – № 1791919/18-10; заявл. 02.06.72; опубл. 30.06.74, Бюл. № 24.
- 44. Gaspara J, Chen S.F, Gordillo A, Hepp M, Ferreyra P, Marqués C. Digital Lock-In Amplifier: Study, Design and Development with a Digital Signal Processor // Microprocessors and Microsystems: Embedded Hardware Design. 2004. V.28. № 4. –P. 157–162.
- 45. SR124 200 kHz analog lock-in amplifier [Электронный ресурс] // Stanford Research Systems. – 2012. – URL: http://www.thinksrs.com/products/SR124. htm (дата обращения 08.06.2012).
- Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. Пер. с франц. – М.: Мир, 1983. – Т. 2. – 256 с.
- 47. Г. Петин. Ключевой синхронный детектор //Схемотехника. 2003. № 3. С. 14–17.
- 48. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Том 2: Пер. с нем. – 12-е изд. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 942 с.

- 49. Баранов П.Ф., Бориков В.Н. Синхронные усилители с дифференциальным входом// Известия Томского политехнического университета. 2013. Т. 322. № 4. С. 155-159.
- 50. Цимбалист Э.И., Мержа А.Н., Иванов И.Ю. Устройство сравнения среднеквадратических значений двух переменных напряжений // Приборы и техника эксперимента. – 1989. – № 4. – С. 105–107.
- Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – Киев: Віща школа, 1976. – 256 с.
- 52. А.с. 894586 СССР, G01R19/10. Дифференциальный указатель / Грошев
   Б.Л. № 2860240/18-21; заявл. 28.12.79; опубл. 30.12.81, Бюл. № 48.
- 53. А.с. 953579 СССР, G01R19/10. Дифференциальный указатель / Грошев.
  Б.Л. № 2983413/18-21; заявл. 22.09.80; опубл. 23.08.82, Бюл. № 31.
- А.с. 1018033 СССР, G01R19/10. Дифференциальный указатель / Ройтман М.С., Грошев Б.Л., Лидер А.К. – № 3267917/18-21; заявл. 01.04.81; опубл. 15.05.83, Бюл. № 18.
- А.с. 1689863 СССР, G01R19/10. Дифференциальный указатель / Мержа А.Н., Кологривов А.М. – № 4714607/21; заявл. 22.05.89; опубл. 07.11.91, Бюл. № 41.
- 56. Лидер А.К. Дифференциальный указатель малых амплитуд и фаз переменных напряжений // Всесоюзная научно-техническая конференция молодых ученых и специалистов «Влияние повышения уровня метрологического обеспечения и стандартизации на эффективность производства и качество выпускаемой продукции» – Тбилиси, Декабрь 6–7, 1983. – Тбилиси. – 1983. – Т. 1. – С. 87.
- Средства измерений, допущенные к выпуску в обращение в СССР: описания утвержденных образцов / Госстандарт СССР. – М.: Изд-во стандартов, 1985. – Вып. 71. – 320 с.
- Ким В.Л., Цимбалист Э.И., Чебуренко Д.С. Дифференциальный нановольтметр // Датчики и системы. – 2011. – № 9. – С. 49–51.

- Model SR830 DSP Lock-In Amplifier. User's Manual. Stanford Research Systems, 2006. – 178 p.
- Model SR810 DSP Lock-In Amplifier. User's Manual. Stanford Research Systems, 2005. – 161 p.
- 61. Model SR530 Lock-In Amplifier. User's Manual. Stanford Research Systems, 2005. 82 p.
- 62. Model SR510 Lock-In Amplifier. User's Manual. Stanford Research Systems, 2003. 73 p.
- Model SR850 DSP Lock-In Amplifier. User's Manual. Stanford Research Systems, 2009. – 290 p.
- 64. Model SR124 Lock-In Amplifier. Datasheet. Stanford Research Systems, 2004. 4 p.
- Model 7124 Dual Phase Lock-in Amplifier. Instruction Manual. Ametek advanced measurement technology, 2010. – 231 p.
- 66. Model 7270 DSP lock-in amplifier. Instruction Manual. Ametek advanced measurement technology, 2010. 217 p.
- 67. Model 7230 DSP lock-in amplifier. Instruction Manual. Ametek advanced measurement technology, 2011. 263 p.
- Model 7280 DSP lock-in amplifier. Instruction Manual. Ametek advanced measurement technology, 2011. – 203 p.
- Model 7225 DSP lock-in amplifier. Instruction Manual. Ametek advanced measurement technology, 2002. – 155 p.
- Model 7265 DSP lock-in amplifier. Instruction Manual. Ametek advanced measurement technology, 2002. – 221 p.
- Model 5210 Dual Phase Lock-in Amplifier. Instruction Manual. Ametek advanced measurement technology, 2002. – 133 p.
- 72. Bengtsson L.E. A microcontroller-based lock-in amplifier for sub-milliohm resistance measurements // Review of Scientific Instruments. 2012. V. 83. № 7. P. 1263–1271.

- Albertini A., Kleemann W. Analogue and digital lock-in techniques for verylow-frequency impedance spectroscopy // Measurement Science and Technology. – 1997. – V. 8. – № 6. – P. 666–672.
- Min M., Martens O., Parve T. Lock-in measurement of bio-impedance variations // Measurement. – 2000. – № 27. – P. 21–28.
- 75. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Том 1: Пер. с нем.
   12-е изд. М.: ДМК Пресс, 2007. 828 с.
- Авербух А. Инструментальные усилители // Схемотехника. 2001.– № 2.– С. 22–24.
- 77. Матавкин В.В. Инструментальный усилитель // Инженерная микроэлектроника. – 2005. – № 1. – С. 16–20.
- 78. Власенко А. Инструментальный усилитель AD8555: Измерительные системы на мостовых тензодатчиках становятся проще и совершеннее // Компоненты и технологии. 2005. № 2. С. 78–81.
- 79. Баранов П.Ф. Анализ ослабления синфазного сигнала в инструментальных усилителях // Сборник трудов XIX Международной научнопрактической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (СТТ 2013) в 3-х томах. – Томск, ТПУ, 9–13 апреля 2013. – Томск: Изд. ТПУ. – 2013. – Т. 1. – С. 172–174.
- AN165. Integrated operational amplifier theory. Philips Semiconductors, 1988. – 10 p.
- Muravyov S.V., Savolainen V. Special interpretation of formal measurement scales for the case of multiple heterogeneous properties // Measurement. – 2001. – V. 29. – P. 209–223.
- Muravyov S.V. Rankings as ordinal scale measurement results // Metrology and Measurement Systems. – 2007. – V. 13. – № 1. – P. 9–24.
- PGA207 High-Speed programmable gain instrumentation amplifier. Data Sheet. – Texas Instruments, Inc., 2013. – 15 p.

- AD8228 Precision instrumentation amplifier. Data Sheet. Analog Devices, Inc., 2008. – 24 p.
- AD8253 Programmable gain instrumentation amplifier. Data Sheet. Analog Devices, Inc., 2012. – 24 p.
- 86. PGA202 Digitally controlled programmable gain instrumentation amplifier.Data Sheet. Texas Instruments, Inc., 2000. 11 p.
- 87. Muravyov S., Chan Mun Choon, Khomyakova M. Prioritizing sensed data transmission by consensus relation in wireless sensor network // In Proc. of the 12th IMEKO TC1 & TC7 Joint Symposium on Man Science & Measurement. – France, Annecy, September 3 – 5, 2008. – P. 277–282.
- Homyakova M.S., Tarakanov E.V., Baranov P.F. Consensus relation for data fusion in wireless sensor network Modern Technique and Technologies (MTT-2009): Proceedings of the 15th International Scientific and Practical Conference of Students, Post-graduates and Young Scientists – Tomsk, TPU, May 4–8, 2009. – Tomsk: TPU Press, 2009. – P. 44–46.
- 89. А. Авербух. Инструментальные усилители // Схемотехника. 2001. № 3. С. 21–24.
- Цимбалист Э.И., Баранов П.Ф., Бориков В.Н. Устройство сравнения двух напряжений одной частоты // Датчики и системы. – 2012. – №. 2. – С. 34–36.
- Топильский В.Б. Схемотехника измерительных устройств. Учебное издание / В.Б. Топильский. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2010. – 232 с.
- 92. Баранов П.Ф. Устройство для поверки и калибровки индуктивных делителей напряжения // Сборник трудов XVII Международной научнопрактической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (СТТ 2011) в 3-х томах. – Томск, ТПУ, 18–22 апреля 2011. – Томск: Изд. ТПУ. – 2011. – Т. 1. – С. 233–234.

- Бориков В.Н., Ким В.Л., Меркулов С.В. Генераторы тестовых напряжений // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2010. № 1. С.23–26.
- Rybin Y. K. Electronic Devices for Analog Signal Processing. Berlin: Springer-Verlag, 2011 – 257 p.
- 95. Рыбин Ю.К., Будейкин В.П., Герцигер Л.Н. Измерительные низкочастотные RC-генераторы синусоидальных колебаний с малым коэффициентом гармоник // Измерения, контроль, автоматизация. – 1985. – №. 2 (54). – С. 25–37.
- 96. Мерфе Е., Слэттери К. Все о синтезаторах DDS // Компоненты и технологии. – 2005. – № 1. – С. 28–32.
- 97. Мерфе Е., Слэттери К. Прямой цифровой синтез (DDS) в тестовом, измерительном и коммуникационном оборудовании // Компоненты и технологии. – 2006. – № 8. – С. 3–6
- 98. Афонский А.А. Возможности DDS генераторов Актаком нового поколения // Контрольно-измерительные приборы и системы. – 2011. – № 2. – С. 9–13.
- 99. Баранов П.Ф., Бориков В.Н. Микропроцессорный генератор синусоидальных сигналов с виртуальной панелью управления // Сборник трудов XV Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (СТТ 2009) в 3-х томах. – Томск, ТПУ, 4–8 мая 2009. – Томск: Изд. ТПУ. – 2009. – Т. 1. – С. 138–140.
- 100. Огай В.Е., Баранов П.Ф. Разработка однокомпонентного феррозондового магнитометра // Сборник трудов XVIII Международной научнопрактической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (СТТ 2012) в 3-х томах. – Томск, ТПУ, 9–13 апреля 2012. – Томск: Изд. ТПУ. – 2012. – Т. 1. – С. 227–228.

- 101. Баранов П.Ф., Муравьев С.В., Огай В.Е., Учайкин С.В. Феррозондовый магнитометр для измерения магнитной индукции до 1 нТл // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320. – №. 4. – С. 89–92.
- 102. Бориков В.Н., Баранов П.Ф., Цимбалист Э.И., Ким В.Л. Устройство для испытаний и поверки индуктивных делителей напряжения // Контроль. Диагностика. – 2011. - №. 11. – С. 41–45.
- 103. Нефедьев Д.И. Методы и средства измерения коэффициентов преобразования измерительных масштабных преобразователей в электроэнергетике: автореф. дис. ...докт. техн. наук / Нефедьев Дмитрий Иванович. Пенза, 2006. 34 с.
- 104. Callegaro L., Serazio D. Inductive voltage dividers comparison with a vector voltmeter // Conference on Precision Electromagnetic Measurements. Conference Digest. CPEM 2000. – Australia, Sydney, May 14–19, 2000. – P. 222– 223.
- 105. Баранов П.Ф., Бориков В.Н.Синхронный усилитель с дифференциальным входом для метрологического обеспечения масштабных измерительных преобразователей // Приборы. – 2013. – №. 4. – С. 8–11.
- 106. Baranov P.F., Borikov V.N., Tsimbalist E.I. Lock-in amplifier for calibrating inductive voltage divider // Proceedings of XX IMEKO World Congress, Корея (Республика), September 9–14, 2012. – Budapest, Hungary: IMEKO, 2012 – P. 1–3. – URL: http://imeko2012.kriss.re.kr.
- 107. Баранов П.Ф. Синхронный усилитель для поверки и калибровки индуктивных делителей напряжения // Метрологічне забезпечення обліку електричної енергії в Україні, Киев, 1–2 Октября 2011. – Киев: Авега, 2011 – С. 166–173.
- 108. Bertocco M., Ferraris F., Offelli C., Parvis M. A client–server architecture for distributed measurement systems // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1998. – V. 47. – № 5. – P. 1143–1148.

- 109. Баранов П.Ф. Компьютерная система измерения электропроводности электролита // Сборник трудов Седьмой Международной научнопрактической конференции «Образовательные, научные и инженерные приложения в среде LabVIEW и технологии National Instruments». – Москва, 28-29 ноября 2008. – Москва: РУДН, 2008. – С. 103–104.
- 110. Бориков В.Н., Баранов П.Ф., Мамаев А.И. Программно-аппаратный комплекс для исследования микроплазменных процессов в растворах // Приборы. 2011 №. 12. С. 53–58.
- 111. Cristaldi L., Ferrero A., Piuri V. Programmable instruments, virtual instruments, and distributed measurement systems: What is really useful, innovative, and technically sound // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1999. V. 42. № 3. P. 20–27.
- 112. Бориков В.Н., Баранов П.Ф. Концепция системы контроля и управления технологическими процессами формирования микроплазменных покрытий // Известия Томского политехнического университета. – 2011. – Т. 318. – № 5. – С.120–125.
- 113. Baranov P.F., Borikov V.N., Bezshlyakh A.D Virtual Measurement System of Electric Parameters of Microplasma Processes // SIBCON-2009: Proceedings/ – Tomsk, March 27-28 2009. – Tomsk: The Tomsk IEEE Chapter & Student Branch, 2009. – P. 275–279.
- 114. Будницкая Ю.Ю., Чубенко А.К., Дорофеева Т.И. Баранов П.Ф. Разработка компьютерной системы измерений параметров процесса микродугового оксидирования // Сборник трудов IX Всероссийской научнопрактической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Молодежь и современные информационные технологии» в 2-х томах. – Томск, ТПУ, 11–13 мая 2011 г. – Томск: Изд-во СПБ Графикс. – 2011г. – Т. 2. – С. 276–277.

- 115. Benetazzo L. et al. A web-based distributed virtual laboratory // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2000. – V. 49. – № 2. – P. 349–356.
- 116. Cristaldi L., Ferrero A., Salicone S. A distributed system for electric power quality measurement // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2002. – V. 51. – № 4. – P. 776–781.
- 117. Баранов П.Ф., Бориков В.Н., Горисев С.А., Ряшенцев И.В., Цимбалист
  Э.И. Сетевая виртуальная лаборатория удаленного доступа по электротехнике // Открытое образование. – 2011. – №. 4. – С. 19–24.
- 118. Spoelder H.J.W. Virtual instruments and virtual environments // IEEE Instrumentation & Measurement Magazine. – 1999. – V. 42. – № 3. – P. 14–19.
- 119. Ким В.Л., Пругло В.И. Автоматизированная установка для исследования масштабных измерительных преобразователей // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – №. 4. – С. 48–50.
- 120. Баранов П.Ф. Измерение электропроводности электролита на базе модульной измерительной системы стандарта РХІ фирмы NATIONAL IN-STRUMENTS // Сборник трудов XIV Международной научнопрактической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (СТТ 2008) в 3-х томах. – Томск, ТПУ, 24–28 марта 2008. – Томск: Изд. ТПУ. – 2008. – Т. 1. – С. 131–132.
- 121. Бориков В.Н., Баранов П.Ф. Дистанционный лабораторный практикум на основе графической программной технологии // Дистанционное и виртуальное обучение. – 2011. – №. 1. – С. 81–88.
- 122. Баранов П.Ф., Горисев С.А., Ряшенцев И.В., Царева Е.В., Цимбалист Э.И. FLASH–тренажеры как элемент успешной постановки лабораторного практикума // Открытое образование. – 2012. – №. 5. – С. 30–35.
- 123. National Instruments: Test, Measurement, and Embedded Systems. URL: http://www.ni.com. (дата обращения: 09.02.2012).

- 124. Баранов П.Ф. Устройство сравнения двух напряжений с виртуальной панелью управления // Сборник трудов IX Всероссийской научнопрактической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Молодежь и современные информационные технологии» в 2-х томах. – Томск, ТПУ, 11–13 мая 2011 г. – Томск: Изд-во СПБ Графикс. – 2011г. – Т. 2. – С. 268–269.
- 125. Muravyov S.V., Borikov V.N., Natalinova N.M. A Computer System: Measurement of Welding Surge Current // Measurement and Control. 2009. V. 42 № 2. P. 44–47.
- 126. Malewski R. Micro-ohm shunts for precise recording of short circuit currents
  // IEEE transactions on Power Apparatus and Systems. 1977, March/April.
   V. 96. № 2. P. 579–585.
- 127. Ferrero R., Marracci M., Tellini B. Analytical study of impulse current measuring shunts with cage configuration // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2012. – V. 61. № 5. – P. 1260–1267.
- 128. Kawamura T., Haginomori E., Goda Y., Nakamoto T. Recent developments on high current measurement using current shunt // IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering. – 2007. – V. 2. № 5. – P. 516–522.
- 129. Ким В.Л. Индуктивные делители напряжения. Основы, концепции, методы, применение. Saarbrucken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012 258 с.
- 130. Hill J.J., Miller A.P. A Seven-decade adjustable ratio inductively coupled voltage divider with 0,1 part per million accuracy // Proc. IEEE. 1962. V. 109, part B. P. 157–162.
- Lipe T.E. Recent developments in the NIST AC-DC difference calibration Service for thermal transfer standards // AUTOTESTCON. – 2001. – P. 105– 114.

- 132. Oldham N.M. et al. High accuracy 10 Hz-1 MHz automatic AC voltage calibration system // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1987. – V. – 36, № 4. – P. 883–887.
- 133. Ройтман М.С., Калиниченко Н.П. Индуктивные делители напряжения // Измерения, контроль, автоматизация. – 1978. – №. 2 (14). – С. 24–32.
- 134. Ройтман М. С. Прецизионные делители напряжения (состояние и задачи) // Известия Томского политехнического университета. 2011. Т. 318. №. 4. С. 59–62.
- 135. Ким В.Л., Пругло В.И., Меркулов С.В., Чебуренко Д.С., Иванов М.Л. Прецизионные низкочастотные средства измерений государственного первичного эталона единицы ослабления электромагнитных колебаний // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320. – №. 4. – С. 84–88.
- 136. Наталинова Н.М. Исследование резистивных преобразователей для компьютерных систем измерения токов сложной формы в составе технологических установок: дис. ... кан. Техн. наук / Наталинова Наталья Михайловна.– Томск, 2009. – 139 с.
- 137. Moran P., Gibert A., Francois G.J., Pignolet P. Coaxial shunt intended for transient current measurement in a pseudospark switch // IEEE Proceedings. Science, Measurement and Technology, March 1996. V. 143. №. 2. P. 119–124.
- 138. Johnson C.M., Palmer P.R. Current measurement using compensated coaxial shunts // Science, Measurement and Technology: IEEE Proceedings. 1994.
   V.141. № 6. P. 471–480.
- 139. Cherbaucich C., Crotti G., Kuljaca N., Novo M. Evaluation of the dynamic behaviour of heavy current shunts //In Proc. of the XVII IMEKO World Congress «Metrology in the 3rd Millennium», Croatia, Dubrovnik, June 22–27, 2003. – P. 586–589.

- 140. Бедарева Е.В., Цимбалист Э.И., Муравьев С.В., Баранов П.Ф. Влияние способов подключения потенциальных выводов на динамические характеристики коаксиальных шунтов // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Т. 322. – №. 4. – С. 159–164.
- 141. Borikov V.N., Zlygosteva G.V., Muravyov S.V. Multiplicative method for reduction of bias in indirect digital measurement result // Metrology and Measurement Systems. – 2011. – V. 18. – №. 3. – P. 481–490.
- 142. Векслер М.С., Теплинский А.М. Шунты переменного тока. Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 123 с.
- 143. Sze W.C. Comparator for calibration of inductive voltage dividers from 1 to 10 kHz // ISA Transactions. 1967. V. 4. № 4. P. 263–267.
- 144. National Institute of Standards and Technology Inductive Voltage Dividers.
   URL: http://www.nist.gov/calibrations/precision-ratio.cfm#54120. (дата обращения: 04.05.2012).
- 145. РМГ 51-2002 Государственная система обеспечения единства измерений. Документы на методики поверки средств измерений. Основные положения. – Введ. с 2003-05-01 – М.: ИПК Издательство стандартов, 2003. – 8 с.
- 146. Albu M. M., Ferrero A., Mihai F., Salicone S. Remote calibration using mobile multiagent technology // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2005. – V. 54. – № 1. – P. 24–30.
- 147. Баранов П.Ф., Бориков В.Н. Дистанционная поверка и калибровка средств измерений // Контроль. Диагностика. 2012. №. 11. С. 13–16.
- 148. Баранов П.Ф., Газетова А.М. Автоматизированный комплекс для испытаний масштабных измерительных преобразователей // Сборник трудов XVII Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (СТТ 2012) в 3-х томах. Томск, ТПУ, 9–13 апреля 2012. Томск: Изд. ТПУ. 2012. Т. 1. С. 159–160.

- 149. Бориков В.Н. Методы и средства измерений электрических параметров процесса формирования покрытий при импульсном энергетическом воздействии в: дис. ... докт. техн. наук: – Томск, 2012.– 302 с.
- 150. Бориков В.Н. Построение измерительных алгоритмов модульных компьютерных измерительных систем: автореф. ... канд. тех. наук. – Томск, 1993. – 167 с.
- 151. Muravyov S.V., Komarov A.V., Savolainen V. Graphic measurement programming and creation of laboratory works for engineering education. Proceedings of the XVI IMEKO World Congress, Vienna, Austria, September 25-28. – 2000. – V. 2. – P. 73–79.
- 152. Баранов П.Ф. Информационно-измерительная система для исследования микроплазменных процессов в растворах электролитов // Сборник трудов XVII Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (СТТ 2011) в 3-х томах. – Томск, ТПУ, 18–22 апреля 2011. – Томск: Изд. ТПУ. – 2011. – Т. 1. – С. 152–154.
- 153. Баранов П.Ф. Компьютерная система автоматизированного исследования электролита при микроплазменном оксидировании // Сборник трудов XVI Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» (СТТ 2010) в 3-х томах. Томск, ТПУ, 12–16 апреля 2010. Томск: Изд. ТПУ. 2010. Т. 1. С. 163–165.
- 154. Муравьев С.В., Бориков В.Н. Алгоритмы дискретной математики в измерениях // Измерения, контроль, автоматизация. – 1992. – № 1-2. – С. 20–28.
- 155. Малышев В.М., Механиков А.И. Гибкие измерительные системы в метрологии. М.: Изд-во стандартов, 1988. 176 с.
- 156. LXI Стандарт информационных и контрольно-измерительных технологий. – URL: http://www.lxi.ru/ (дата обращения 17.01.2012).











