

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования

**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

На правах рукописи

БУЙ ДЫК БЬЕН

**СИНХРОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С СИГНАЛЬНОЙ ИНВАРИАНТНОСТЬЮ
К СИНФАЗНОМУ СИГНАЛУ**

Специальность 05.11.01 – Приборы и методы измерения
(электрические и магнитные величины)

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель – кандидат технических наук,
Баранов Павел Федорович

Томск – 2020

Оглавление

Введение	5
Глава 1 Синхронные усилители.....	11
1.1 Принцип работы синхронных усилителей	11
1.2 Уровень современного развития синхронных усилителей	18
1.3 Области применения синхронных усилителей	20
1.4 Источники погрешностей функциональных блоков синхронных усилителей	26
1.4.1 Инструментальный усилитель	26
1.4.2 Операционный усилитель	31
1.4.3 Синхронный детектор.....	35
1.4.4 Аналогово-цифровой преобразователь.....	38
1.4.5 Фильтр нижних частот	39
Выводы к главе 1	40
Глава 2 Методы подавления синфазного сигнала	42
2.1 Выделение дифференциального сигнала.....	42
2.2 Схема компенсации синфазного сигнала	44
2.3 Схема на трех инструментальных усилителях	48
2.4 Схема со следящим питанием.....	50
2.4.1 Следящее питание с выходным каскадом на транзисторах	53
2.4.2 Следящее питание с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	56
2.5 Повышение точности повторителя напряжения.....	58
2.5.1 Фазовая компенсация повторителя напряжения	58
2.5.2 Каскадирование повторителей напряжения.....	66
Выводы к главе 2	72
Глава 3 Разработка двухканального аналогового синхронного усилителя ...	74
3.1 Структурная схема синхронного усилителя	74
3.2 Расчет и анализ блоков синхронного усилителя	76

3.2.1 Блок выделения дифференциального сигнала	76
3.2.2 Повторитель напряжения с выходным каскадом на комплементарных транзисторах	78
3.2.3 Повторитель напряжения с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях.....	81
3.2.4 Определение нагрузочной способности повторителей.....	84
3.2.5 Разделительный трансформатор.....	85
3.2.6 Программируемый трехкаскадный усилитель.....	87
3.2.7 Двухкаскадный фильтр	90
3.2.8 Синхронный детектор.....	96
3.2.9 Выходной фильтр нижних частот	98
3.2.10 Устройство выборки и хранения	101
3.2.11 АЦП, микроконтроллер.....	105
3.2.12 Источник питания	106
3.3 Определение метрологических характеристик синхронного усилителя	108
3.3.1 Определение коэффициента ослабления синфазного сигнала синхронного усилителя	108
3.3.2 Оценка шумовой составляющей	110
3.3.3 Определение разрешающей способности синхронного усилителя	113
3.3.4 Определение диапазона частот сравниваемых напряжений	117
3.3.5 Определение диапазона сравниваемых напряжений	118
Выводы к главе 3	122
Глава 4 Разработка двухканального цифрового синхронного усилителя	123
4.1 Структурная схема блока цифровой обработки сигналов	123
4.2 Алгоритм работы программного обеспечения цифрового синхронного усилителя	125
4.3 Цифровой фильтр нижних частот	127
4.4 Алгоритм цифровой фильтрации на основе дискретной временной свертки.....	136

4.5 Алгоритм цифровой фильтрации на основе быстрого преобразования Фурье	137
4.6 Фильтрация шумов.....	139
4.7 Цифровое устройство выборки и хранения.....	144
4.8 Определение метрологических характеристик цифрового синхронного усилителя	146
4.8.1 Определение коэффициента ослабления синфазного сигнала цифрового синхронного усилителя.....	146
4.8.2 Оценка уровня шумов цифрового синхронного усилителя	148
4.8.3 Определение разрешающей способности цифрового синхронного усилителя	149
4.8.4 Определение диапазона частот сравниваемых напряжений	153
4.8.5 Определение диапазона сравниваемых напряжений	155
Выводы к главе 4.....	158
Заключение.....	159
Список литературы.....	161
Приложение А. Патент на изобретение «Аналоговый синхронный усилитель» .	176
Приложение Б. Свидетельство о Государственной регистрации программы для ЭВМ «Цифровой обработчик сигнала синхронного усилителя».....	177
Приложение В. Патент на изобретение «Микромеханический гироскоп».....	178
Приложение Г. Акты внедрения диссертационной работы.....	179

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

При измерениях малых отклонений напряжения, порядка 1 мкВ и менее, актуальной является проблема выделения полезного сигнала на фоне помех. Данная проблема актуальна при метрологическом обеспечении измерительных преобразователей, таких как делители напряжения, токовые шунты, усилители и т.д., при определении амплитудно-частотных характеристик цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей, измерениях колебаний микромеханических инерциальных датчиков (гироскопов, акселерометров) и др.

В настоящее время для измерения малых отклонений на фоне помех различной природы при измерении переменных сигналов в широком динамическом диапазоне частот и напряжений в качестве средства сравнения (ноль-индикатора) применяют синхронные усилители с дифференциальным входом.

Разрешающая способность синхронных усилителей и соответственно точность измерений во многом определяется коэффициентом ослабления синфазного сигнала в измерительном канале синхронного усилителя. Под синфазным сигналом будем понимать полусумму сравниваемых напряжений, действующих на измерительных входах синхронного усилителя. Например, для сравнения двух напряжений амплитудой 10 В с разрешающей способностью 1 нВ, коэффициент ослабления синфазного сигнала должен составлять более 200 дБ.

Разрешающая способность лучших коммерчески доступных синхронных усилителей составляет 1 нВ и ограничена коэффициентом ослабления синфазного сигнала порядка 100 – 120 дБ, а максимальное входное напряжение не превышает 1 – 3 В, что недостаточно, например, для метрологического обеспечения современных средств измерений, где требуется сравнение напряжений до 10 В среднеквадратического значения с разрешающей способностью до единиц нановольт.

Для достижения реальной разрешающей способности в 1 – 10 нВ в синхронном усилителе при сравниваемых напряжениях амплитудой более 1 В

необходимо достичь полной или частичной независимости результата измерительных преобразований от синфазного сигнала, то есть реализовать сигнальную инвариантность к синфазному сигналу.

Целью диссертационной работы является разработка, аппаратно-программная реализация и экспериментальное исследование синхронного усилителя с дифференциальным входом, обладающего сигнальной инвариантностью к синфазному сигналу.

В соответствии с поставленной целью были сформулированы следующие **задачи исследования**:

1. Анализ факторов, ограничивающих разрешающую способность измерения в синхронных усилителях с дифференциальным входом.
2. Поиск возможных схемотехнических и алгоритмических способов увеличения разрешающей способности измерения в синхронных усилителях с дифференциальным входом.
3. Разработка, изготовление и экспериментальное исследование синхронного усилителя с дифференциальным входом, обладающего сигнальной инвариантностью к синфазному сигналу.
4. Создание и исследование алгоритмов цифровой обработки измерительной информации в синхронных усилителях с дифференциальным входом для повышения разрешающей способности.

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 диссертационной работы подтверждается совпадением с достаточной на практике точностью экспериментальных данных, полученных при апробации синхронного усилителя с применением эталонных средств измерений, с результатами моделирования и

теоретических исследований. Экспериментальные исследования проводились в лабораторных условиях с использованием современных прецизионных средств измерений, прошедших периодическую поверку.

Научная новизна работы

1. Разработано и исследовано устройство выделения дифференциального сигнала на основе фотоэлектрического модуля, позволяющая реализовать синхронный усилитель с дифференциальным входом, обладающий сигнальной инвариантностью к синфазному сигналу.
2. Предложен и экспериментально проверен алгоритм цифровой фильтрации на основе последовательного включения sinc-фильтра, фильтров среднего и Калмана, который позволил в 10 раз повысить разрешающую способность измерения разности напряжений в синхронных усилителях.
3. Реализован и экспериментально исследован синхронный усилитель для измерения разности переменных напряжений с разрешающей способностью до 1 нВ.

Практическая ценность работы. Разработанный в ходе диссертационных исследований синхронный усилитель может найти широкое применение в метрологической практике, как средство сравнения с мерой, в физическом эксперименте как высокочувствительный полосовой фильтр, в химическом анализе для выделения зашумленных откликов реакций, в навигационной технике для анализа и настройки микромеханических сенсоров угловой скорости и ускорения, и многих других областях.

Реализация и внедрение результатов работы. Результаты исследований использованы при выполнении следующих НИР:

- Грант Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук № МК-873.2020.8 Высокочувствительные средства сравнения для передачи единиц физических величин, 2020 г.

- Грант РФФИ № 15-08-01007 "Научные основы проектирования синхронных усилителей с дифференциальным входом для измерений малых отклонений физических величин на фоне большой синфазной помехи", 2016-2017 гг.
- Грант ФЦП "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России", контракт № 14.578.21.0232 "Интеллектуальный инерциальный модуль на основе микроэлектромеханических датчиков с функциями гироскопа, акселерометра и магнитометра для систем ориентации и навигации транспортных средств с автоматизированным управлением", 2017-2020 гг.
- Грант ФЦП "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России", контракт № 14.575.21.0068 "Разработка методов проектирования многокомпонентных интегрированных микроэлектромеханических гироскопов и акселерометров, устойчивых к дестабилизирующим воздействиям", 2014-2016 гг.

Результаты работы также используются: в ООО «Машиностроительное предприятие «Ильма» при реализации проекта по созданию системы навигации горнопроходческого комбайна для обработки выходных сигналов с гироскопов и акселерометров; в учебном процессе в отделение Электронной инженерии Томского политехнического университета.

Положения, выносимые на защиту

1. Использование фотозлектрического модуля для организации следящего питания схемы выделения дифференциального сигнала позволяет увеличивать коэффициент ослабления синфазного сигнала микросхем инструментальных усилителей на 80 дБ в диапазоне рабочих частот.
2. Использование разработанного алгоритма обработки измерительной информации в синхронных усилителях с дифференциальным входом

позволяет в 10 раз повысить разрешающую способность измерения разности напряжений.

3. Разработанный цифровой синхронный усилитель с дифференциальным входом, позволяет производить сравнение двух напряжений амплитудой до 10 В среднеквадратического значения с разрешающей способностью до 1 нВ в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц.

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

- V Международный молодёжный форум «Инженерия для освоения космоса», г. Томск, 2017 г.;
- XI Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (НТИ-2017), г. Новосибирск, 2017 г.;
- VI Международный молодёжный форум «Инженерия для освоения космоса», г. Томск, 2018 г.;
- XII Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (НТИ-2018), г. Новосибирск, 2018 г.;
- XIII Всероссийская научная конференция молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации» (НТИ-2019), г. Новосибирск, 2019 г.;
- 4th International Conference on Mechatronics and Electrical Systems (ICMES 2019), г. Прага, Республика Чехия, 2019 г.

Публикации. Основные результаты исследований отражены в 11 публикациях: 3 статьи в изданиях, индексируемых в базах данных Web of Science (WoS) и Scopus; 5 статей в рецензируемых научных сборниках трудов международных и российских конференций; 2 патента на изобретение, 1 свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 157 наименований и приложений. Работа содержит 181 страницы основного текста, включая 101 рисунок и 43 таблицы.

В первой главе описан принцип работы синхронных усилителей. Рассмотрены уровень развития современных синхронных усилителей, их типовая функциональная схема, приведены типовые метрологические характеристики. Проводится анализ источников погрешностей основных функциональных блоков, входящих в структуру синхронного усилителя с дифференциальным входом.

Во второй главе рассмотрены методы подавления синфазного сигнала в схемах выделения дифференциального сигнала на инструментальных усилителях. Анализируются схемы компенсации синфазного сигнала, коррекции показаний на основе информации о синфазном сигнале и схемы следящего питания для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала. Для схем следящего питания предлагаются способы повышения точности, и проводится их экспериментальная апробация.

В третьей главе описана разработка двухканального аналогового синхронного усилителя на основе решений, предложенных во второй главе. Приведены схемотехнические решения по реализации отдельных блоков аналогового синхронного усилителя. Проведена экспериментальная оценка характеристик разработанных блоков синхронного усилителя. Определены метрологические характеристики изготовленного двухканального аналогового синхронного усилителя.

В четвертой главе приводится описание работ по совершенствованию разработанного в третьей главе аналогового синхронного усилителя, замене части аналоговых блоков на их цифровые эквиваленты и повышению разрешающей способности синхронного усилителя с дифференциальным входом за счет применения алгоритмов цифровой обработки сигналов. Приводится описание разработанного алгоритма цифровой обработки сигналов и созданного программного обеспечения. Проводится определение метрологических характеристик цифрового двухканального синхронного усилителя и сравнение с достигнутыми метрологическими характеристиками разработанного аналогового синхронного усилителя.

ГЛАВА 1

СИНХРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В данной главе описан принцип работы синхронных усилителей. Рассмотрены уровень развития современных синхронных усилителей, их типовая функциональная схема, приведены типовые метрологические характеристики.

Проводится анализ источников погрешностей основных функциональных блоков, входящих в структуру синхронного усилителя с дифференциальным входом.

1.1 Принцип работы синхронных усилителей

Для отделения полезного сигнала от шумового фона в синхронных усилителях используется информация о временной зависимости полезного сигнала. Для этого выполняется перемножение входного сигнала на опорный сигнал, частота которого равна частоте выделяемого полезного сигнала, затем к полученному результирующему сигналу применяется фильтрация от высоких частот. Этот метод называется синхронной демодуляцией или фазочувствительным детектированием [1].

Опорный сигнал генерируется самим синхронным усилителем или внешним источником. Демодуляция с применением опорного сигнала заданной частоты позволяет проводить синхронное измерение как на основной частоте, так и на частоте любой из гармоник полезного сигнала [2-5].

В типовом эксперименте с применением синхронного усилителя тестируемое устройство (DUT) модулируется синусоидальным сигналом известной частоты и амплитуды, как показано на рисунке 1.1.

Синусоидальный сигнал модулирует устройство от генератора сигналов синусоидальной формы и служит источником опорного сигнала. Выходной сигнал тестируемого устройства анализируется синхронным усилителем, который в результате серии операции определяет для входного сигнала значения амплитуды и фазы относительно опорного сигнала.

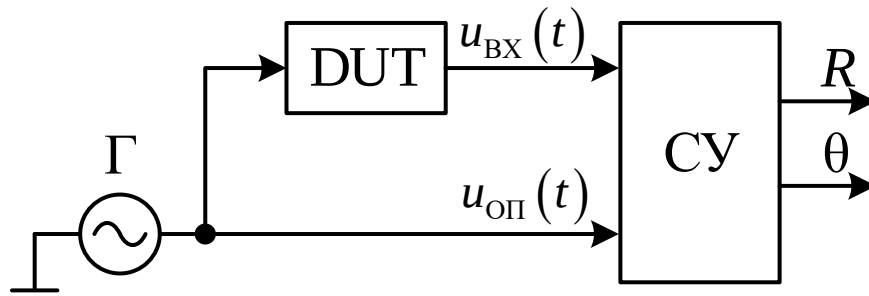


Рисунок 1.1 – Типовое включение синхронного усилителя

Это достигается с помощью, так называемой двухфазной схемы демодуляции [6-9], как показано на рисунке 1.2. Входной сигнал разделяется и отдельно умножается на синфазный опорный сигнал и на сигнал, сдвинутый на 90° (квадратурный сигнал). Сигналы после перемножения проходят через фильтры нижних частот для подавления шума и компонент на удвоенной частоте входного сигнала, в результате после фильтрации выделяются постоянные составляющие сигналов U_C , U_K называемые синфазной и квадратурной компонентами.

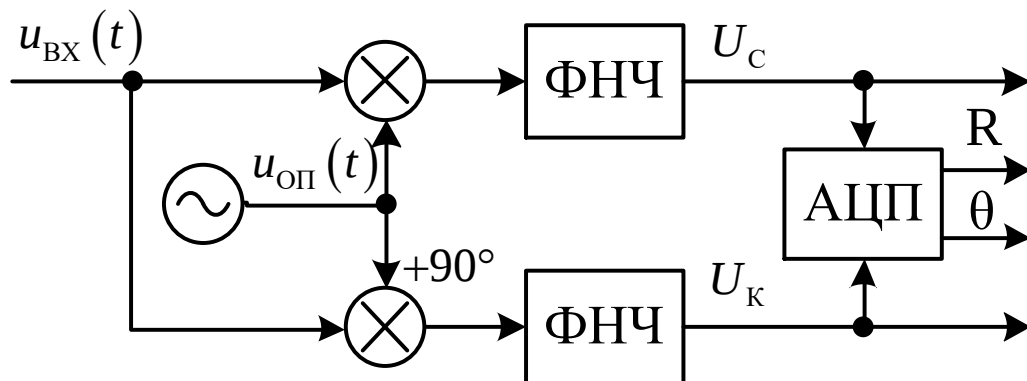


Рисунок 1.2 – Структурная схема двухфазного синхронного усилителя

Амплитуда R и фазовый сдвиг θ входного сигнала рассчитываются из синфазной и квадратурной компонент путем преобразования декартовых координат в полярные координаты с использованием выражений [10, 21]:

$$R = \sqrt{U_C^2 + U_K^2},$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{U_K}{U_C}\right).$$
(1.1)

Рассмотрим подробнее принцип работы синхронного усилителя во временной области [11].

Детектируемое напряжение на входе синхронного усилителя в комплексном виде может быть записано как:

$$u_{\text{ВХ}}(t) = \sqrt{2}R \cdot \cos(\omega_{\text{ВХ}}t + \theta) = \frac{R}{\sqrt{2}}e^{+j(\omega_{\text{ВХ}}t + \theta)} + \frac{R}{\sqrt{2}}e^{-j(\omega_{\text{ВХ}}t + \theta)}. \quad (1.2)$$

Двухфазное детектирование математически выражается как умножение входного сигнала на комплексный опорный сигнал:

$$u_{\text{ОП}}(t) = \sqrt{2}e^{-j\omega_{\text{ОП}}t} = \sqrt{2}\cos(\omega_{\text{ОП}}t) - j\sqrt{2}\sin(\omega_{\text{ОП}}t). \quad (1.3)$$

Сигнал в комплексной форме после умножения имеет вид:

$$\begin{aligned} u_{\text{СД}}(t) &= \text{Re}[u_{\text{СД}}(t)] + j \text{Im}[u_{\text{СД}}(t)] = \\ &= u_{\text{ВХ}}(t) \cdot u_{\text{ОП}}(t) = R \cdot \left[e^{j[(\omega_{\text{ВХ}} - \omega_{\text{ОП}})t + \theta]} + e^{-j[(\omega_{\text{ВХ}} + \omega_{\text{ОП}})t + \theta]} \right]. \end{aligned} \quad (1.4)$$

Последующая фильтрация представляет собой усреднение и удаление $|\omega_{\text{ВХ}} + \omega_{\text{ОП}}|$ из полученной суммы.

Усредненный сигнал после демодуляции будет иметь вид:

$$u_{\Phi}(t) = R \cdot e^{j[(\omega_{\text{ВХ}} - \omega_{\text{ОП}})t + \theta]}. \quad (1.5)$$

В случае равных частот $\omega_{\text{ВХ}} = \omega_{\text{ОП}}$:

$$u_{\Phi}(t) = R \cdot e^{j\theta}. \quad (1.6)$$

Полученный сигнал является выходным сигналом синхронного усилителя, при этом модуль $|u_{\Phi}| = R$ – амплитуда входного сигнала, а его аргумент $\arg(u_{\Phi}) = \theta$ – фазовый сдвиг входного сигнала относительно опорного сигнала. Действительной и мнимой частями отфильтрованного, демодулированного сигнала $u_{\Phi}(t)$ являются синфазная составляющая $U_{\text{С}}$ и квадратурная составляющая $U_{\text{К}}$, которые получены с помощью формулы Эйлера:

$$\begin{aligned} U_{\text{С}} &= \text{Re}(u_{\text{СД}}) = \langle u_{\text{ВХ}}(t) \cos(\omega_{\text{ВХ}}t) \rangle = R \cos \theta; \\ U_{\text{К}} &= \text{Im}(u_{\text{СД}}) = -\langle u_{\text{ВХ}}(t) \sin(\omega_{\text{ВХ}}t) \rangle = R \sin \theta. \end{aligned} \quad (1.7)$$

На рисунке 1.3 показаны сигналы на входе и выходе синхронного детектора.

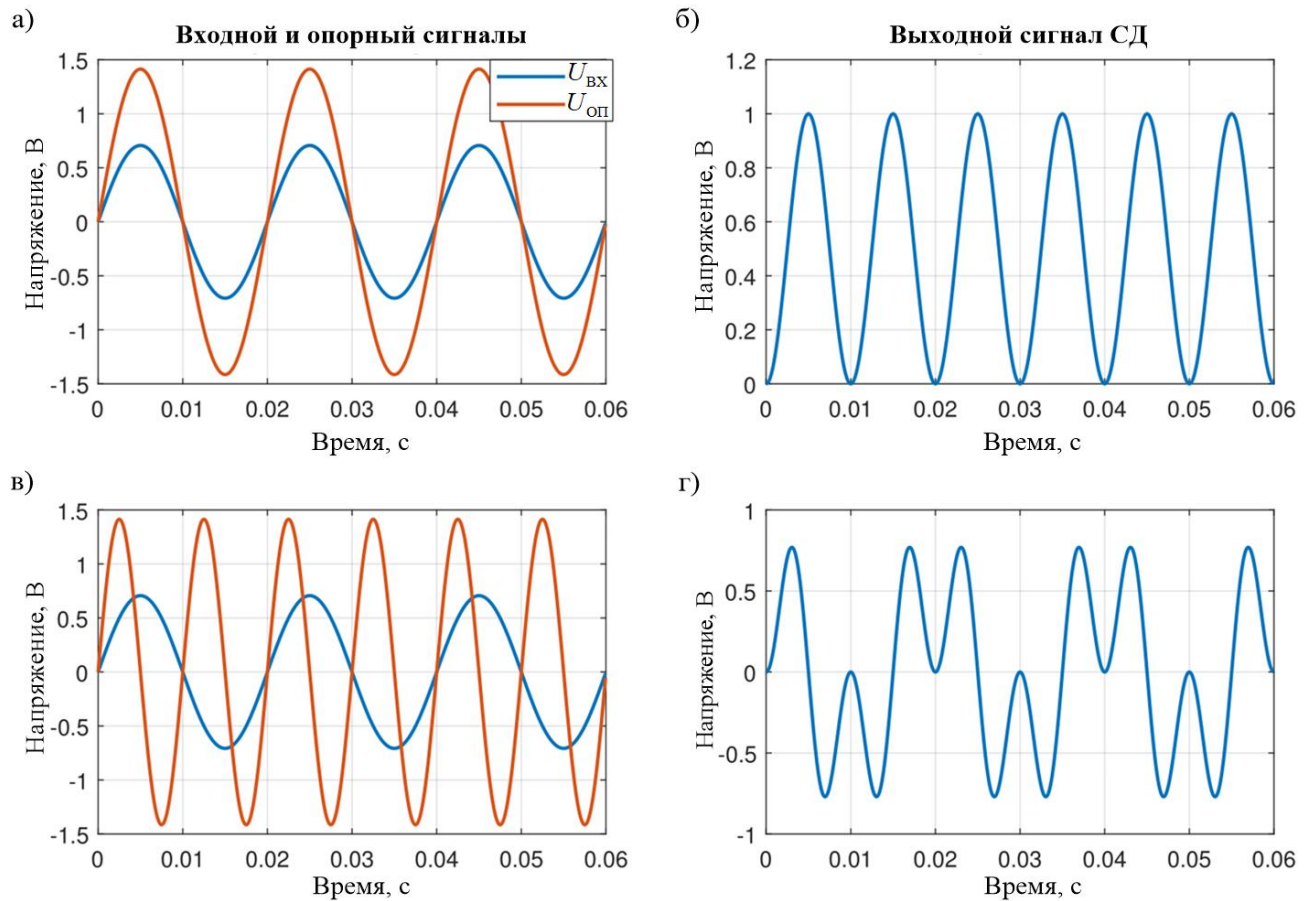


Рисунок 1.3 – Сигналы на входе и выходе синхронного детектора во временной области

Если входной и опорный сигналы являются синусоидальными с частотой $\omega_{ВХ} = \omega_{ОП} = \omega$ (рисунок 1.3-а) и совпадают по фазе, то результирующий сигнал на выходе синхронного детектора имеет постоянное смещение и удвоенную частоту ω (рисунок 1.3-б). После фильтрации будет выделена постоянная составляющая, которая соответствует синфазной компоненте U_C входного сигнала [12].

Если частоты входного и опорного сигнала не равны, как показано на рисунке 1.3-в, результирующий сигнал после перемножения будет содержать сумму и разность частот входного и опорного сигнала – рисунок 1.3-г.

Рассмотрим принцип работы синхронного усилителя в частотной области – рисунок 1.4. Переход из временной области в частотную осуществляется с помощью преобразования Фурье [13]. Преобразование Фурье является линейным

и преобразует синусоидальную функцию с частотой f_0 во временной области в дельта-функцию Дирака $\delta(f - f_0)$ в частотной.

На рисунке 1.4-а представлены зашумленный входной синусоидальный сигнал и опорный сигнал той же частоты. Спектры входного и опорного сигналов, полученные при помощи быстрого преобразования Фурье показаны на рисунке 1.4-б. Пик на нулевой частоте обусловлен наличием напряжения постоянного тока во входном сигнале.

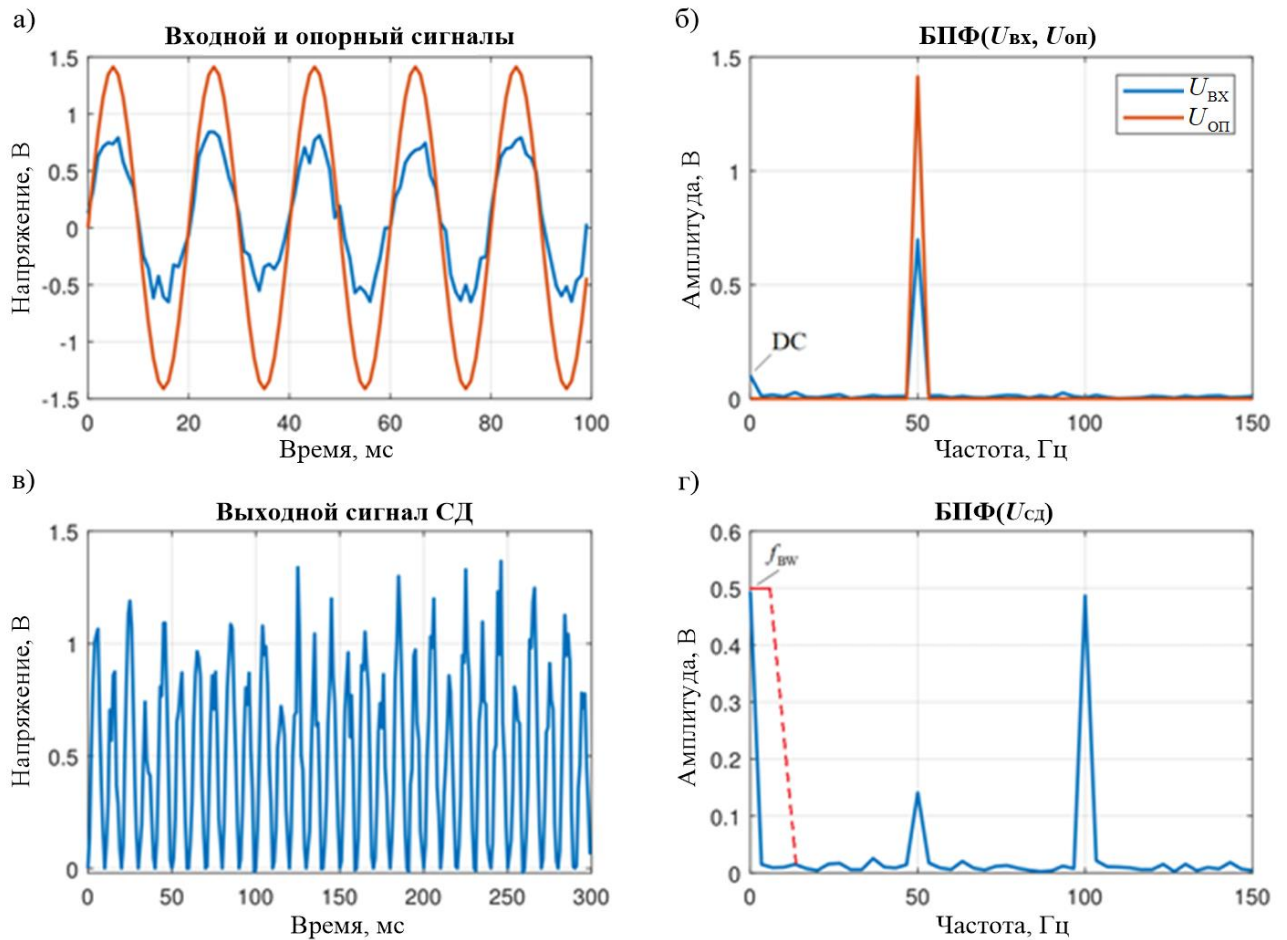


Рисунок 1.4 – Сигналы на входе и выходе синхронного детектора во временной и частотной области

Результирующий сигнал после перемножения представлен на рисунке 1.4-в, спектр результирующего сигнала показан на рисунке 1.4-г. Видно, что спектр демодулированного сигнала имеет два ярко выраженных пика на частотах равных сумме и разности частот входного и опорного сигнала.

Из рисунка 1.4 видно, что для эффективного подавления шума во входном сигнале требуется полоса пропускания фильтра, значительно меньше, чем частота самого сигнала.

Выходной сигнал фильтра нижних частот в частотной области определяется выражением:

$$U_{\text{ВЫХ}}(\omega) = H(\omega) \cdot U_{\text{ВХ}}(\omega), \quad (1.8)$$

где $H(\omega)$ – передаточная функция фильтра;

$U_{\text{ВХ}}(\omega)$, $U_{\text{ВЫХ}}(\omega)$ – преобразование Фурье во временной области входного $U_{\text{ВХ}}(t)$ и выходного сигналов $U_{\text{ВЫХ}}(t)$.

Для фильтрации демодулированного сигнала, фильтр нижних частот должен иметь единичную передачу для всех частот ниже частоты полосы пропускания f_{BW} и нулевую передачу для всех других частот [14]. Однако такие идеализированные фильтры невозможно реализовать, поскольку их импульсная характеристика расширяется во времени от $-\infty$ до $+\infty$. В качестве основного приближения рассматривается модель фильтра RC -типа. Этот фильтр легко реализовать как в аналоговой, так и цифровой схемотехнике.

Передаточная функция аналогового RC фильтра аппроксимируется [15]:

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}, \quad (1.9)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени фильтра.

Для увеличения крутизны спада фильтра в полосе подавления каскадируют несколько таких фильтров. Поскольку выход одного фильтра становится входом для следующего, то передаточные функции умножаются. Таким образом, передаточная функция фильтра n -го порядка имеет вид:

$$H_n(\omega) = H_1(\omega)^n = \left(\frac{1}{1 + j\omega\tau} \right)^n. \quad (1.10)$$

Ослабление фильтра n -го порядка в полосе подавления в n больше ослабления фильтра первого порядка с общим спадом $n \cdot 20$ дБ/дек. В тоже время сдвиг по фазе также увеличивается с повышением порядков фильтра.

Амплитудно-частотные характеристики RC -фильтров 1-го, 2-го, 4-го, 8-го порядков представлены на рисунке 1.5.

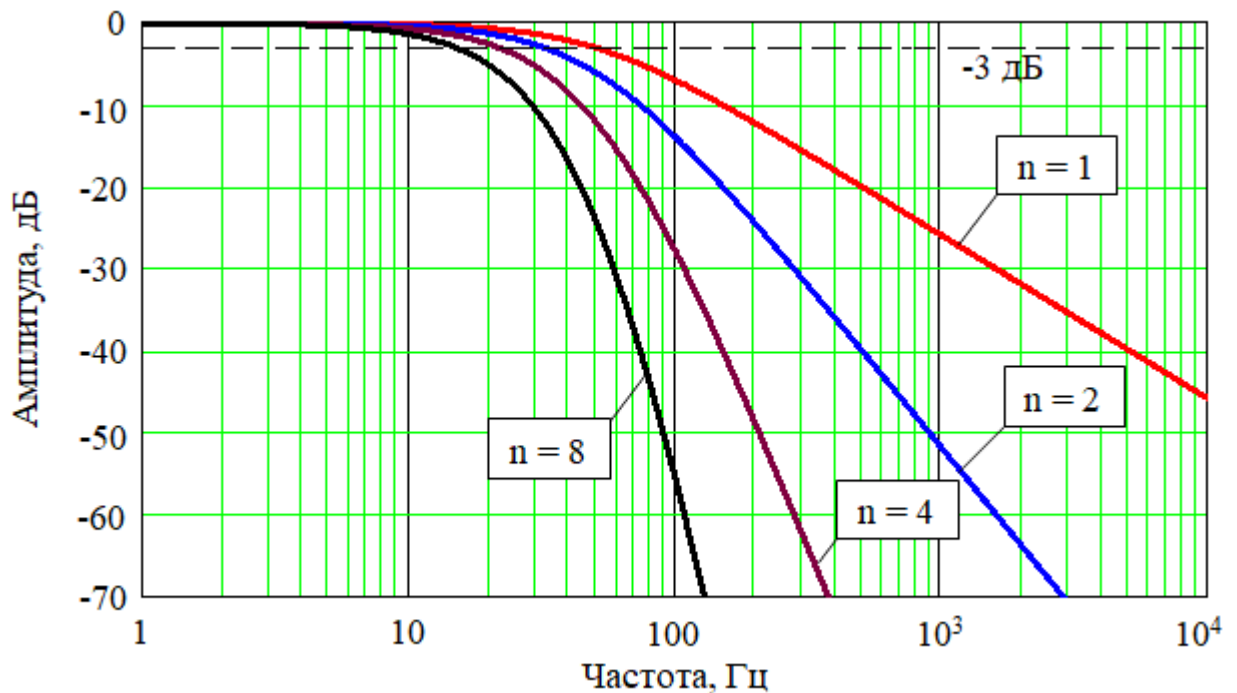


Рисунок 1.5 – Амплитудно-частотная характеристика RC -фильтра

После перемножения входного сигнала $U_{ВХ}(t)$ на опорный, его спектр сдвигается на величину частоты опорного $\omega_{ОП}$ и становится $U_{ВХ}(\omega - \omega_{ОП})$. Демодулированный сигнал $u_{СД}(t)$ после фильтрации содержит все частотные составляющие, находящиеся вокруг частоты опорного сигнала, взвешенные характеристикой фильтра.

$$u_{\Phi}(\omega) = u_{ВХ}(\omega - \omega_{ВХ})H_n(\omega). \quad (1.11)$$

Полученное выражение демонстрирует, что синхронный усилитель работает как полосовой фильтр с центральной частотой $f_{ОП}$ и расширением с каждой стороны на $f_{-3дБ}$. Выражение также показывает, что спектр входного сигнала в окрестности частоты опорного сигнала может быть восстановлен путем деления преобразования Фурье демодулированного сигнала на передаточную функцию фильтра. Этот метод спектрального анализа часто используется анализаторами спектра на основе быстрого преобразования Фурье [16].

1.2 Уровень современного развития синхронных усилителей

С момента появления первых синхронных усилителей и до настоящего времени идет непрерывный процесс их совершенствования. Основные направления развития направлены на повышение разрешающей способности, расширения диапазона частот, повышения быстродействия, минимизации габаритных размеров и массы [17]. Современный этап развития синхронных усилителей обусловлен максимальной заменой аналоговых блоков на их цифровые эквиваленты и создания цифровых синхронных усилителей. В цифровых синхронных усилителях входной аналоговый сигнал преобразуется в цифровой вид аналогово-цифровым преобразователем (АЦП), и все последующие этапы: умножение на опорный сигнал, фильтрация, арифметические вычисления, выполняются программно с помощью цифровой обработки сигналов [18].

Существуют также гибридные версии [3], в которых сигналы оцифровываются только после этапа синхронного детектирования (до или после фильтрации).

Переход от аналоговых синхронных усилителей к цифровым был вызван появлением и развитием доступных АЦП и ЦАП с постоянно увеличивающимися частотой дискретизации, разрядностью и линейностью.

В настоящее время, коммерческие синхронные усилители в зависимости от решаемых задач способны работать в различных диапазонах частот. Например, компания Stanford Research System Inc. выпускает серию цифровых синхронных усилителей типа SR. Так производимый ими синхронный усилитель модели SR810 работает до 102,4 кГц [19], то SR865 может работать в диапазоне частот от 0,001 Гц до 4 МГц [20].

Типовая функциональная схема коммерчески доступного синхронного усилителя приведена на рисунке 1.6.

В состав такого синхронного усилителя входят инструментальный усилитель (ИУ), усилитель с программируемым коэффициентом усиления (ПУ), двухканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и блок цифровой обработки.

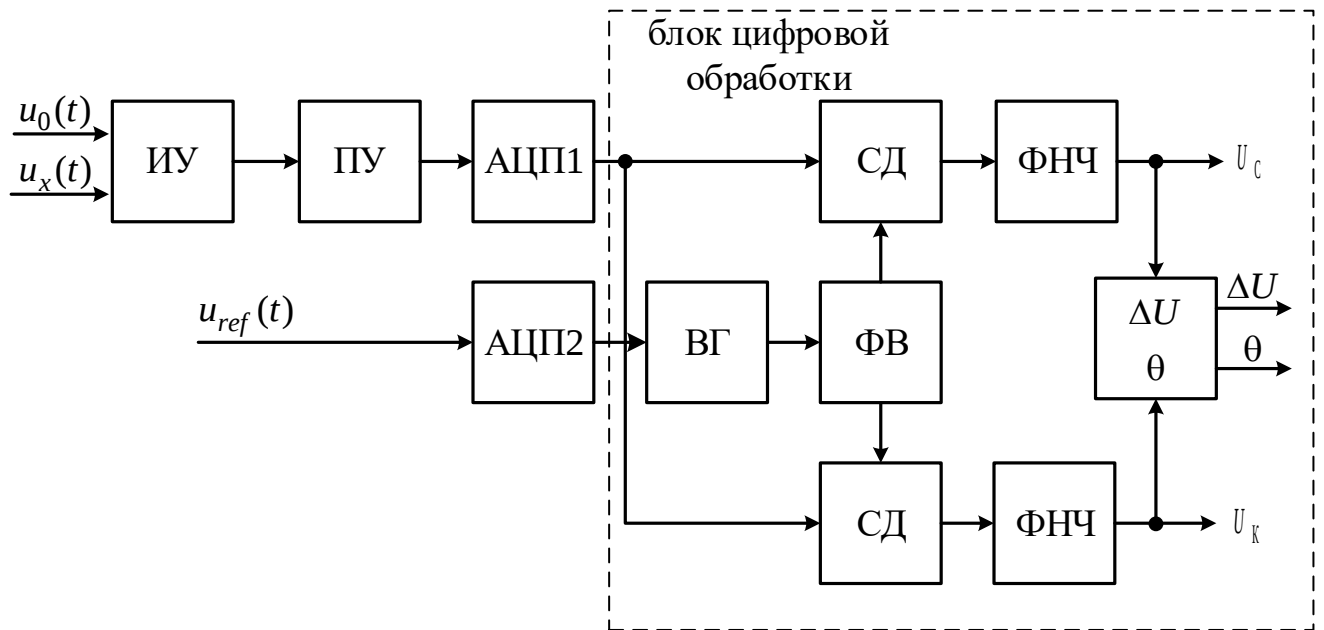


Рисунок 1.6 – Типовая функциональная схема синхронного усилителя

Напряжения $u_0(t)$ и $u_x(t)$ поступают на вход инструментального усилителя. Разностное напряжение $\Delta U(t)$ усиливается усилителем с программируемым коэффициентом усиления и отцифровывается АЦП. опорное напряжение $u_{ref}(t)$ также отцифровывается АЦП. Данные с выходов АЦП обрабатываются блоком цифровой обработки, который чаще всего представляет собой DSP – процессор. В блоке цифровой обработки реализуется внутренний генератор опорной частоты (ВГ), фазовращатель (ФВ), синхронные детекторы (СД) и фильтры нижних частот (ФНЧ). В результате обработки вычисляются синфазная U_c и квадратурная U_k составляющие дифференциального сигнала. Также вычисляются модуль ΔU и фаза θ дифференциального сигнала [21].

Современные синхронные усилители предназначены для решения широкого спектра задач, что определяет их высокую стоимость и типовой набор метрологических характеристик. В таблице 1.1 приведено сравнение различных коммерчески доступных синхронных усилителей [20-26].

Общим для всех коммерчески доступных синхронных усилителей является не высокий коэффициент подавления синфазного сигнала, находящийся на уровне типовых микросхем инструментальных усилителей, что делает не возможным

применение стандартных синхронных усилителей при выделении разности двух сигналов с высокой разрешающей способностью.

Таблица 1.1 – Основные характеристики коммерческих СУ

Серия	Цена, USD	Максимальное входное напряжение, В	Разрешающая способность, нВ	Диапазон частот, кГц	Косс, дБ
SR830, Stanford Research Systems	4000	1	2	$1 \cdot 10^{-6} - 102$	100 (до 10 кГц)
SR860, Stanford Research Systems	6495	1	1	$1 \cdot 10^{-6} - 500$	90 (до 1 кГц)
SR865A, Stanford Research Systems	7950	1	1	$1 \cdot 10^{-6} - 4000$	>90 (до 1 кГц)
7260, EG&G Instruments	3250	1	2	$1 \cdot 10^{-6} - 250$	100 (на 1 кГц)
LI5640, NF Electronic Instruments	2100	1	2	$1 \cdot 10^{-6} - 100$	120 (на 1 кГц)
7265, Signal Recovery	4000	1	2	$1 \cdot 10^{-6} - 250$	>100 (на 1 кГц)
7230, Signal Recovery	3390	1	10	$1 \cdot 10^{-6} - 120$	>100 (на 1 кГц)
MFLI, Zurich Instruments	5200	3	1	DC – 500	100 (на 1 кГц)

1.3 Области применения синхронных усилителей

Синхронные усилители в настоящее время применяются для измерений малых отклонений физических величин при метрологическом обеспечении измерительных преобразователей, таких как делители напряжения [27-32], токовые шунты [33-37], усилители [38-40] и т.д., при определении амплитудно-частотных характеристик цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей [41-44], измерениях колебаний микромеханических инерциальных датчиков (гироскопов, акселерометров) [45-51], датчиков газа [52-58], для измерения магнитных аномалий [59-62] и поиска полезных ископаемых [63, 64], в электрохимическом анализе [65-67], в диагностике и контроля качества изделий [68-71], измерение параметров ориентации [72-74], определение импеданса эритроцитов [75-77] и многих других областях.

Селективный нуль-индикатор

Синхронные усилители с дифференциальным входом широко нашли применение в балансировке мостовых схем в качестве селективного нуля-индикатора [78, 79]. Базовая экспериментальная схема для балансировки мостовой схемы представлена на рисунке 1.7.

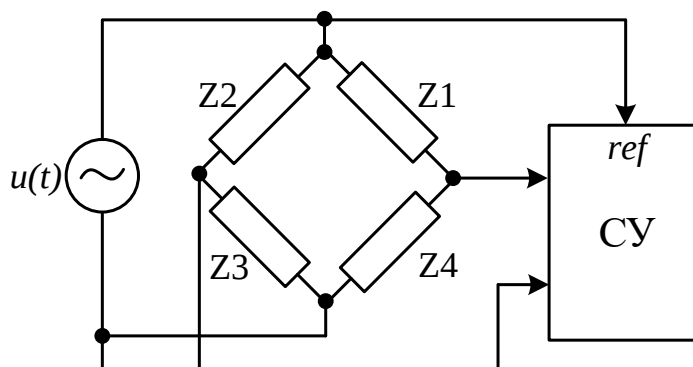


Рисунок 1.7 – Схема балансировки мостовой схемы при использовании синхронного усилителя

Выходные сигналы с моста подаются на дифференциальные входы предусилителя или непосредственно на синхронный усилитель с дифференциальным входом. Опорное напряжение берется непосредственно от источника возбуждения моста с нулевым фазовым сдвигом. Синфазная и квадратурная составляющие выходного напряжения моста измеряются относительно опорного напряжения и отображаются непосредственно на экране синхронного усилителя. В качестве чувствительных элементов в мостовой схеме можно использовать различные датчики, например, датчики давления, тензометрические датчики, датчики относительной влажности, динамометр, термисторы, термометры сопротивления и пр.

Обнаружение низкого уровня газа

Синхронный усилитель используется в качестве прибора для обнаружения физических/химических величин, в том числе природных опасных газов и токсичных веществ, важность точного измерения содержания, которых связана с

безопасностью и благополучием [52-58]. На практике, когда выходной сигнал с датчика имеет очень малую амплитуду и существенно зашумлен (т.е. отношение сигнала к шумам меньше 1), традиционные методы фильтрации не могут быть применены. В таких случаях применяется техника синхронного детектирования.

На рисунке 1.8 представлена схема системы для обнаружения газа с помощью коммерческого резистивного газового датчика [53].

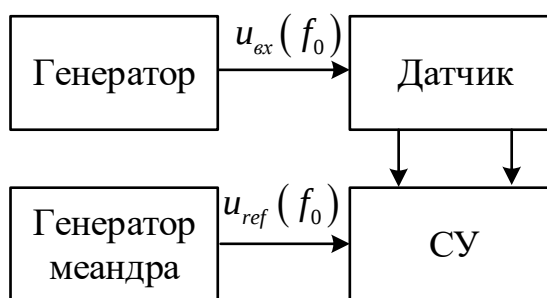


Рисунок 1.8 – Структурная схема детектора низкого уровня газа

Синусоидальный сигнал с выхода генератора напряжения подается на резистивный датчик газа, частота которого оптимизирована таким образом, чтобы была подходящей для самого датчика и позволяла избежать любых помех, связанных с промышленной частотой 50 Гц и ее гармониками. На измерительные входы синхронного усилителя поступают соответствующие напряжения с выхода дифференциального датчика газа, которые после получения разности и синхронного детектирования преобразуются в напряжение постоянного тока. Это напряжение отображается на индикаторе либо переводится в цифровой код для дальнейшей обработки.

Поверка и калибровка средств измерений

Синхронный усилитель в основном применяется для поверки и калибровки средств измерений методом сравнения с мерой [78].

Например, таким методом определяется погрешность измерительных трансформаторов тока [80, 81]. Традиционно разность между вторичными токами (амплитуда и сдвиг фаз) эталонного и поверяемого измерительных трансформаторов тока оценивается с помощью специальных измерительных

систем, откалиброванных по отношению к эталонному. Эти системы позволяют оценивать погрешности только в определенном диапазоне токов и только для фиксированных коэффициентов преобразования эталонного и поверяемого трансформаторов тока. Измерение при меньших первичных токах или разных коэффициентах преобразования трансформаторов тока дает большую погрешность. Однако использование синхронного усилителя позволяет оценить разницу между эталонным и поверяемым трансформаторами тока при токах ниже 1 % от номинального значения, а также для нетипичных коэффициентов преобразования.

Структурная схема определения погрешности трансформаторов тока с использованием синхронного усилителя показана на рисунке 1.9.

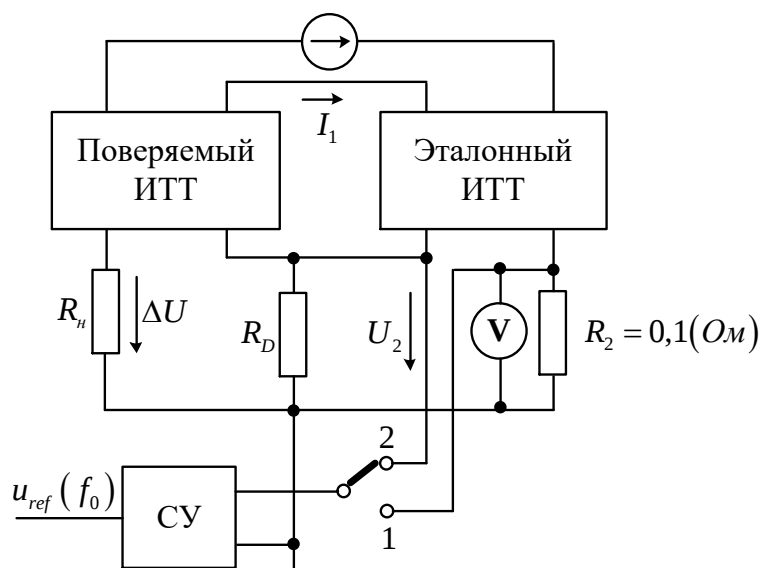


Рисунок 1.9 – Структурная схема определения погрешности трансформатора тока

Разница погрешности преобразования и разность фазовых смещений между эталонным и поверяемым трансформаторами тока определяется путем измерения компонентов разности напряжения $\text{Re}[\Delta U]$ и $\text{Im}[\Delta U]$ с помощью синхронного усилителя с опорным напряжением 50 Гц [80].

Синхронный усилитель с дифференциальным входом также применяется для калибровки средств измерений переменного напряжения, например, вольтметров [82, 83].

Определение параметров ориентации

Для подавления дрейфовых шумов акселерометров и гироскопов используется синхронный усилитель, который позволяет эффективно извлекать в них слабые сигналы ориентации [72-74]. Сигналы от инерциальных датчиков (гироскоп и акселерометр) поступают на входы первого и второго синхронных усилителя СУ1, СУ2. Горизонтальные углы ориентации рассчитываются за счет обработки выходного сигнала акселерометра с помощью СУ1, а курсовой угол определяется за счет обработки выходного сигнала гироскопа на СУ2.

Схема системы определения направления с применением синхронного усилителя представлена на рисунке 1.10.

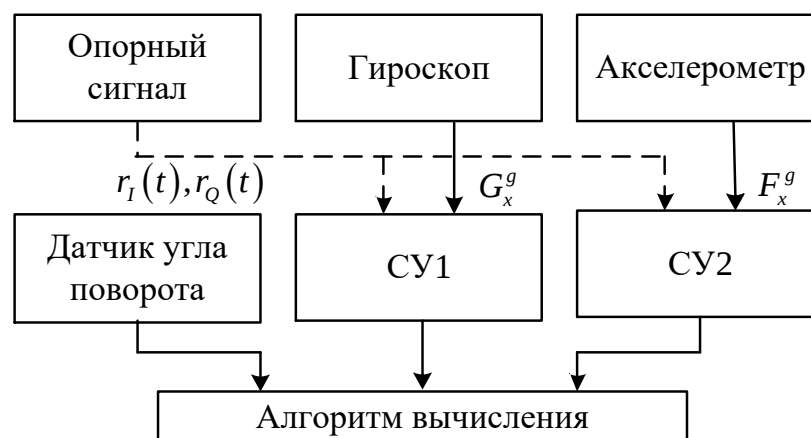


Рисунок 1.10 – Принципиальная схема системы определения направления севера

В качестве опорных сигналов применяются два прямоугольных сигнала сдвинутых относительно друг друга на 90° по фазе. На основе полученных сигналов с выходов датчика угла поворота и синхронных усилителей вычисляются значения углов, характеризующие ориентацию подвижного объекта.

Определение импеданса эритроцитов

В работе [75-77] синхронный усилитель используется для повышения точности определения изменения импеданса эритроцитов, протекающих через пару электродов и микрофлюидный канал. Эта неинвазивная безмаркерная

техника дает информацию о биологическом состоянии клеток путем измерения их диэлектрических свойств. Импеданс эритроцитов измеряется с использованием двух набора золотых электродов (рисунок 1.11).

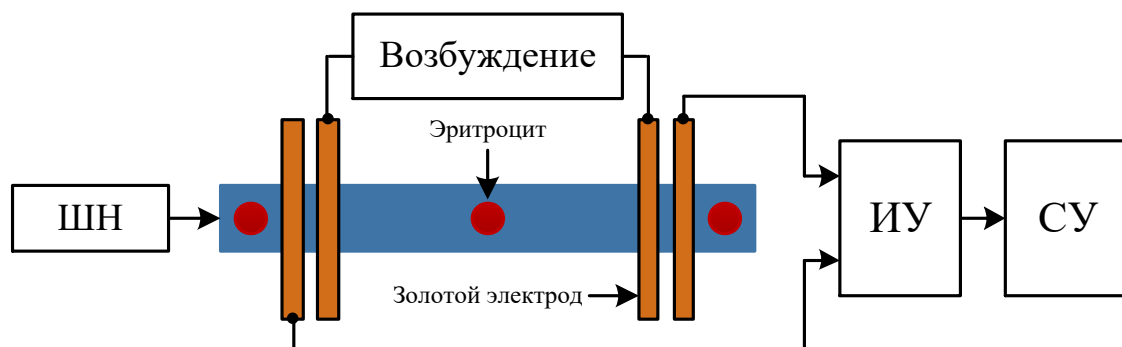


Рисунок 1.11 – Схема экспериментальной установки для определения импеданса эритроцитов

Электроды сконструированы таким образом, что один из электродов в каждой паре действует как источник, а другой как приёмник. Над электродами размещен микроканал полидиметилсилоксана шириной 10 мкм. Для свободного протекания эритроцитов по каналу используется микрожидкостный шприцевый насос (ШН). Сигнал возбуждения подается на частоте 810 кГц, что приводит к появлению двух пиков (положительный/отрицательный) в измерительном сигнале. Эти сигналы вычитаются с помощью инструментального усилителя, а разностный сигнал измеряется синхронным усилителем. На основе анализа выходного сигнала синхронного усилителя получается величина импеданса эритроцитов, протекающих через пару золотых электродов.

Помимо вышеперечисленных примеров можно привести еще большое множество применений синхронных усилителей в различных областях науки и техники.

Для решения задачи улучшения метрологических характеристик синхронных усилителей необходимо провести анализ источников погрешностей отдельных функциональных блоков синхронных усилителей.

1.4 Источники погрешностей функциональных блоков синхронных усилителей

1.4.1 Инструментальный усилитель

Одним из факторов ограничивающих разрешающую способность синхронных усилителей является синфазная помеха [78], с этой точки зрения входной каскад синхронного усилителя, в котором происходит вычитание сигналов является ключевым.

Основной задачей входного каскада синхронного усилителя является выделение дифференциального сигнала при наличии большой синфазной помехи. В современных синхронных усилителях для этой цели применяются инструментальные усилители. Так как диапазон работы синхронных усилителей условно можно отнести к низкочастотному, то анализ источников погрешности инструментального усилителя будем проводить на постоянном токе.

Для инструментального усилителя можно выделить следующие источники погрешности: отклонение значения коэффициента усиления от номинального, наличие напряжения смещения и входных токов, конечное значение коэффициента ослабления синфазного сигнала и шумы различной природы [84]. Источники погрешностей, возникающие в инструментальном усилителе, показаны на рисунке 1.12.

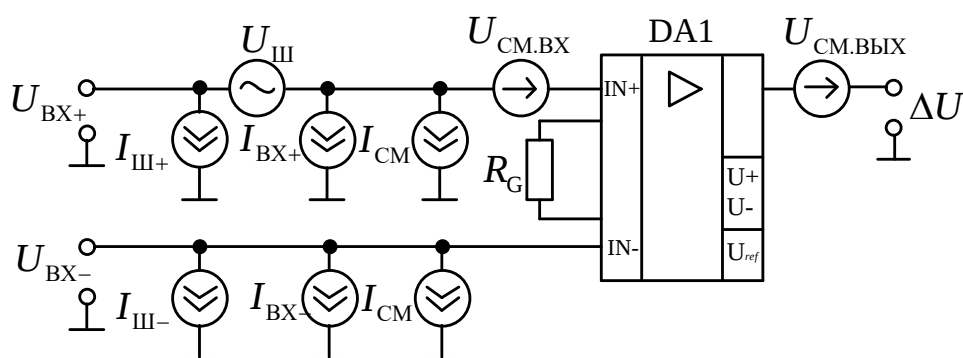


Рисунок 1.12 – Основные источники погрешностей инструментальных усилителей

Погрешность коэффициента усиления инструментального усилителя представляет собой максимальное отклонение его значения от расчетного.

Например, программируемый инструментальный усилитель PGA207 имеет низкую погрешность коэффициента усиления, которая составляет 0,01 %. Для микросхем инструментальных усилителей, у которых коэффициент усиления задается внешним резистором, погрешность коэффициента усиления непосредственно зависит от точности используемого резистора и его стабильности.

Полное напряжение смещения является аддитивной погрешностью и включает две составляющие: напряжение смещения по входу и напряжения смещения по выходу. Напряжение смещения по входу $U_{\text{см.вх}}$ обусловлено неидентичностями напряжений базы-эмиттера $U_{\text{Б-Э}}$ транзисторов входных каскадов, и может быть представлено в виде постоянного напряжения, включенного с входным сигналом последовательно и усиливаемого с коэффициентом усиления инструментального усилителя. Напряжение смещения по выходу $U_{\text{см.вых}}$ не зависит от коэффициента усиления и присутствует в выходном сигнале.

Входные токи также создают дополнительное напряжение смещения. В случае, когда сопротивления на обоих входах инструментального усилителя разбалансированы на определенную величину ΔR_{C} , то вследствие протекания входного тока проявляется дополнительное входное напряжение, вызывающее соответствующее напряжение на выходе инструментального усилителя.

Суммарная величина выходного напряжения инструментального усилителя, обусловленного всеми вышеперечисленными источниками погрешности определяется по формуле [84]:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{см.вых}} + K_{\text{у}} [U_{\text{см.вх}} + I_{\text{вх}} \Delta R_{\text{C}} + I_{\text{см}} (R_{\text{C}} + \Delta R_{\text{C}})], \quad (1.12)$$

где $I_{\text{см}} = |I_{\text{вх}+} - I_{\text{вх}-}|$ – ток смещения; $K_{\text{у}}$ – коэффициент усиления;

R_{C} – выходное сопротивление источника сигнала.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ОСС}}$ представляет собой параметр, характеризующий способность инструментального усилителя противостоять влиянию синфазных помех. Даже при нулевом дифференциальном

сигнале из-за конечного подавления синфазного сигнала на выходе инструментального усилителя будет появляться напряжение, которое однозначно зависит от уровня синфазного сигнала на входе:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_y \cdot U_c}{\lg^{-1}\left(\frac{K_{\text{ОСС}}}{20}\right)}, \quad (1.13)$$

где U_c – входное синфазное напряжение, В;

$K_{\text{ОСС}}$ – коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ.

Выходной сигнал инструментального усилителя определяется по формуле:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_y \left(U_d + \frac{U_c}{K_{\text{ОСС}}} \right), \quad (1.14)$$

где U_d – входное дифференциальное напряжение, В;

Из выражения (1.14) видно, что выходное напряжение инструментального усилителя будет пропорционально входному дифференциальному напряжению только при малом значении синфазной помехи (по сравнению с дифференциальным сигналом).

Еще одним источником погрешности является шумовое напряжение. Различают два источника шумового напряжения. Первый представлен в виде источника шума $U_{\text{ШУМ.ВХ}}$ подключенного последовательно с входом. Данный шум проявляется на выходе инструментального усилителя с коэффициентом усиления. Вторым источником шума является выходной шум $U_{\text{ШУМ.ВЫХ}}$ подключенный последовательно с выходом.

Входные шумовые токи $I_{\text{Ш}+}$ и $I_{\text{Ш}-}$ также являются источниками шума погрешности. Шумовые токи не коррелированы и генерируют шумовые напряжения, которые проявляются на выходе инструментального усилителя с коэффициентом усиления. Полный выходной шум, приведенный к выходу, определяется по формуле:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{B} \sqrt{U_{\text{Ш.ВЫХ}}^2 + K_y^2 \left(U_{\text{Ш.ВХ}}^2 + \frac{I_{\text{Ш}+}^2 \cdot R_c^2}{4} + \frac{I_{\text{Ш}-}^2 \cdot R_c^2}{4} \right)}, \quad (1.15)$$

где B – ширины полос пропускания.

Для численной иллюстрации влияния источников погрешностей в инструментальных усилителях в таблице 1.2 приведен расчет погрешностей двух интегральных инструментальных усилителей – AD623 и INA126. В рассматриваемом примере все погрешности определяются к максимальному дифференциальному напряжению 20 мВ при наличии входного синфазного напряжения 2,5 В.

Таблица 1.2 – Расчет составляющих погрешности инструментальных усилителей – AD623 и INA126 [86, 87]

Источник	Расчет погрешности		AD623 (ppm)	INA126 (ppm)
	AD623	INA126		
Абсолютная точность $T_A = +25\text{ }^{\circ}\text{C}$				
$U_{\text{СМ.ВХ}}$	100 мкВ / 20 мВ	250 мкВ / 20 мВ	5000	12500
$U_{\text{СМ.ВЫХ}}$	500 мкВ /89,5 / 20 мВ	—	279	—
$I_{\text{СМ.ВХ}}$	2 нА × 350 Ом /20 мВ	2 нА×350 Ом / 20мВ	35	35
$K_{\text{ОСС}}$	105дБ →5,6 ppm 5,6 ppm × 2,5 В / 20 мВ	83 дБ→71 ppm 71 ppm × 2,5В / 20 мВ	700	8875
K_{γ}	0,35 % + 0,1 %	0,5 % + 0,1 %	4500	6000
Абсолютная погрешность			10514	27410
Разрешающая способность				
Нелинейность K_{γ} от полного диапазона	50 ppm	20 ppm	50	20
Напряжение шумов в полосе 0,1...10 Гц	1,5 мкВ / 20 мВ	0,7 мкВ / 20 мВ	75	35
Ошибка разрешающей способности			125	55
ИТОГО			10639	27465

Из таблицы 1.2 следует, что аддитивная погрешность вносит значительный вклад в суммарную погрешность блока выделения дифференциального сигнала. Следовательно, при проектировании синхронного усилителя с высокой разрешающей способностью необходимо предложить ряд мер по минимизации аддитивной погрешности инструментального усилителя.

Различаются два вида исполнения инструментальных усилителей: интегральный и дискретный (рисунок 1.13). Дискретный реализуется на основе двух (или трех) отдельных операционных усилителей и точных резисторов. Погрешности, обусловленные различными видами исполнения инструментальных усилителей приведены в таблице 1.3.

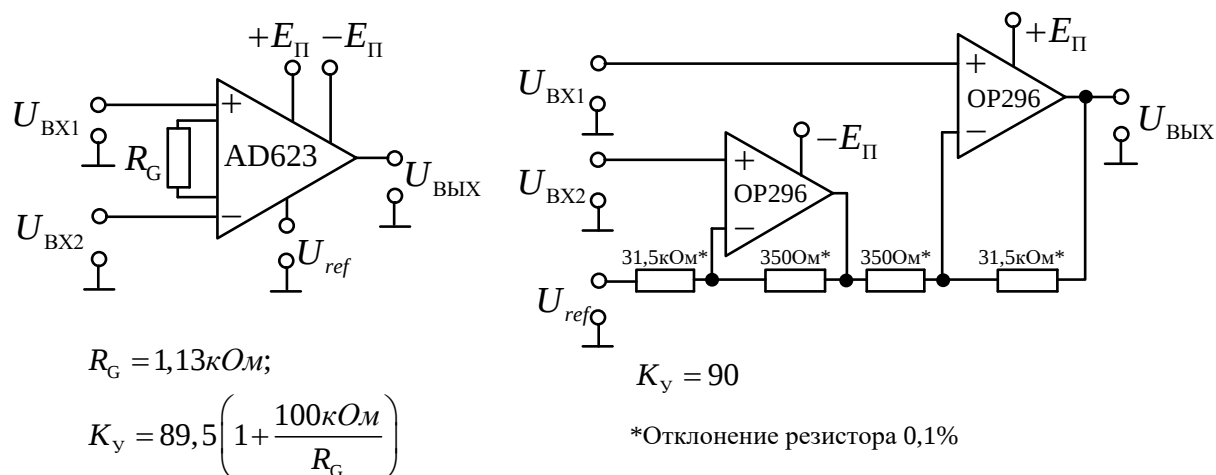


Рисунок 1.13 – Интегральный и дискретный инструментальные усилители

Таблица 1.3 – Типовой расчет бюджета погрешности

Источник	AD623A	Дискретный	AD623 (ppm)	Дискретный (ppm)
Абсолютная точность $T_A = +25^\circ\text{C}$				
$U_{CM}(RTI)$	$[200 \text{ мкВ} + (1000 \text{ мкВ} / 89,5)] / 20 \text{ мВ}$	$(300 \text{ мкВ} \times 2) / 20 \text{ мВ}$	10559	30000
$I_{CM.VX}$	$2 \text{ нА} \times 350 \text{ Ом} / 20 \text{ мВ}$	$100 \text{ нА} \times 350 \text{ Ом} / 20 \text{ мВ}$	35	1750
I_{CM}	–	$16 \text{ нА} \times 350 \text{ Ом} / 20 \text{ мВ}$	–	280
K_{OCC}	$105 \text{ дБ} \rightarrow 5,6 \text{ ppm} \times 2,5 \text{ В} / 20 \text{ мВ}$	$(0,1 \% R \times 2,5 \text{ В}) / 90 / 20 \text{ мВ}$	700	1388
K_y	$0,35 \% + 0,1 \%$	$0,1 \%$	4500	1000
Полная абсолютная погрешность			15794	34418
Разрешающая способность				
Нелинейность K_y от полного диапазона	50 ppm	20 ppm	50	20
Напряжение шумов в полосе 0,1...10 Гц	1,5 мкВ / 20 мВ	$(0,8 \text{ мкВ} \times \sqrt{2}) / 20 \text{ мВ}$	75	56,57
Ошибка разрешающей способности			125	77
ИТОГО			15919	34475

Из таблицы 1.3 видно, что инструментальный усилитель в интегральном исполнении более точный по сравнению с дискретным.

Из анализа всех источников погрешности инструментального усилителя следует, что наличием напряжения смещения и конечное значение коэффициента ослабления синфазного сигнала являются главными источниками погрешности инструментального усилителя.

1.4.2 Операционный усилитель

После выделения дифференциального сигнала его требуется усилить для возможности оцифровывания и синхронного детектирования. Для усиления применяют схемы на операционных усилителях.

В качестве основных источников погрешности операционного усилителя можно выделить следующие: погрешность коэффициента усиления, входные и выходные сопротивления, напряжение смещения, выходные токи и их разность, коэффициент подавления нестабильности питания и шумы [88].

Рассмотрим источники аддитивной погрешности операционного усилителя.

К аддитивной погрешности относится напряжение смещения нуля на выходе операционного усилителя при отсутствии входного напряжения обусловленное собственным напряжением смещения U_{CM} и постоянными входными токами усилителя I_{BX} . Полное напряжение смещения на выходе операционного усилителя при подключении по инвертирующей схеме определяется по формуле:

$$U_{ВЫХ} = K_y U_{CM} + I_{BX} R_{OC}, \quad (1.16)$$

где R_{OC} – сопротивление в цепи обратной связи.

Величину выходного напряжения, обусловленную входными токами можно уменьшить путем включения компенсирующего сопротивления на неинвертирующем входе.

Шумовые напряжения и токи, и шумы сопротивлений являются причинами аддитивных погрешностей операционного усилителя на переменном токе. На низких частотах спектральные составляющие шумовых напряжений и шумовых токов резко возрастают. Выходное напряжение шума от указанных источников определяется по формуле:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{U_{\text{ВЫХ}(U_{\text{ш}})}^2 + U_{\text{ВЫХ}(I_{\text{ш}})}^2 + U_{\text{ВЫХ}(R_{\text{ш}})}^2}, \quad (1.17)$$

где $U_{\text{ВЫХ}(U_{\text{ш}})}$ – выходное напряжение, вызванное шумовым напряжением;

$U_{\text{ВЫХ}(I_{\text{ш}})}$ – выходное напряжение, вызванное шумовым током;

$U_{\text{ВЫХ}(R_{\text{ш}})}$ – выходное напряжение, вызванное шумами резисторов.

Вычисление выходных напряжений, обусловленных шумовыми напряжениями и токами аналогичны расчетам влияния напряжения смещения, входных токов и разности токов, приведенного выше – выражение (1.12).

Шумовые источники тока инвертирующего и неинвертирующего входов из-за их случайного характера не могут компенсировать друг друга, поэтому необходимо учитывать их отдельно. В связи с тем, что шумовое напряжение появляется на выходе усилителя с умножением на коэффициент усиления, оно оказывает основное влияние на шумы усилителя и при использовании малошумящих усилителей, у которых шумовое напряжение достаточно мало ($1 - 3 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$), нельзя пренебрегать влиянием шумов резисторов.

К источникам, вызывающим мультипликативные погрешности, относятся коэффициент усиления операционного усилителя, входные и выходные сопротивления.

Погрешность операционного усилителя, вносимая конечным значением дифференциального коэффициента усиления, определяется с помощью схемы подключения с использованием отрицательной обратной связи (ООС) – рисунок 1.14.

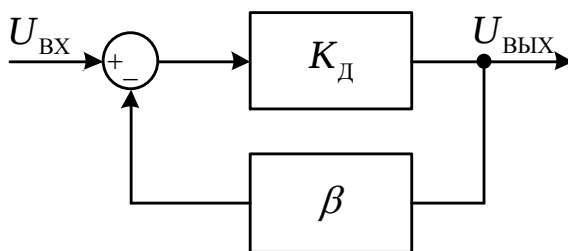


Рисунок 1.14 – Схема операционного усилителя с ООС

Если на входе неинвертирующего усилителя имеется постоянное напряжение U_{BX} , то выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ при бесконечном значении дифференциального коэффициента усиления по напряжению равно:

$$U_{ВЫХ} = \frac{U_{BX}}{\beta}, \quad (1.18)$$

где β – коэффициент передачи цепи обратной связи.

При конечном значении дифференциального коэффициента усиления по напряжению, напряжение на выходе будет отличаться на величину $\Delta U_{ВЫХ}$:

$$U_{ВЫХ} + \Delta U_{ВЫХ} = \frac{K_d}{1 + K_d \beta} U_{BX}, \quad (1.19)$$

где K_d – коэффициент усиления дифференциального сигнала.

Значение отклонения выходного напряжения операционного усилителя определяется по формуле:

$$\Delta U_{ВЫХ} = -\frac{U_{BX}}{\beta(1 + \beta K_d)}. \quad (1.20)$$

Относительная погрешность, приведенная к выходу тогда:

$$\frac{\Delta U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}} = -\frac{U_{BX}}{\beta(1 + \beta K_d)U_{ВЫХ}} = -\frac{\beta U_{ВЫХ}}{\beta(1 + \beta K_d)U_{ВЫХ}} = -\frac{1}{(1 + \beta K_d)} \approx -\frac{1}{\beta K_d}. \quad (1.21)$$

Из полученного выражения можно прийти к выводу что, погрешность, вносимая конечным значением дифференциального коэффициента усиления по напряжению обратно пропорциональна коэффициенту петлевого усиления.

При бесконечном значении коэффициента усиления разомкнутой системы, входное сопротивление операционного усилителя на коэффициент усиления с

обратной связью не влияет. Следовательно, для оценки влияния входного сопротивления на коэффициент усиления необходимо учитывать одновременно входное сопротивление $R_{BX.OY}$ и коэффициент усиления на постоянном токе K_0 . В качестве примера рассмотрим схему инвертирующего усилителя (рисунок 1.15).

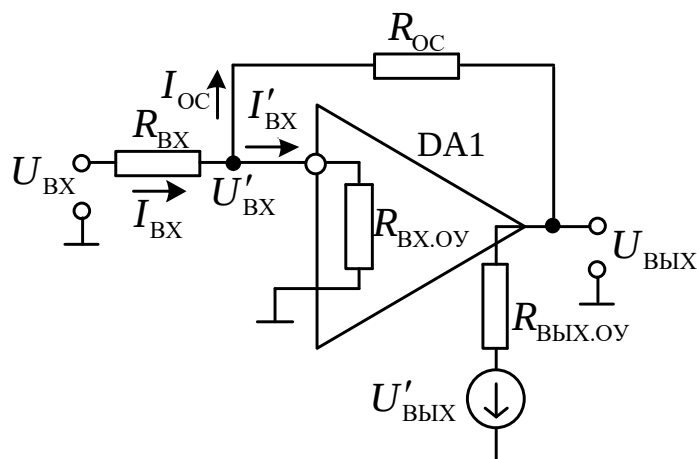


Рисунок 1.15 – Схема инвертирующего усилителя

При конечных значениях входного сопротивления и коэффициента усиления разомкнутой системы, выражение коэффициента усиления схемы инвертирующего усилителя имеет вид:

$$K_y = \frac{-K_0 \cdot R_{OC}}{R_{OC} + R_{BX}(1 + K_0) + \frac{R_{BX}R_{OC}}{R_{BX.OY}}} = \left(-\frac{R_{OC}}{R_{BX}} \right) \frac{1}{1 + \frac{1}{K_0} \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_{BX}} + \frac{R_{OC}}{R_{BX.OY}} \right)}. \quad (1.22)$$

Выражение (1.22) позволяет определить погрешность коэффициента усиления K_y , вызванную разбросом значений K_0 и $R_{BX.OY}$. Погрешность оценивается вторым членом знаменателя выражения (1.22) и уменьшается при увеличении K_0 и $R_{BX.OY}$. Так как значение коэффициента усиления K_0 уменьшается при увеличении частоты, то вызванная погрешность также зависит от полосы частот, в которой усилитель работает, и увеличивается на высоких частотах.

Анализ влияния выходного сопротивления операционного усилителя на коэффициент усиления схемы усилителя с обратной связью так же проведен с помощью схемы инвертирующего усилителя (рисунок 1.15). Коэффициент

усиления при не нулевом выходном сопротивлении и конечном коэффициенте усиления разомкнутой системы имеет вид:

$$K_y = \frac{-K_0 \cdot R_{OC} + R_{ВЫХ.ОУ}}{R_{OC} + R_{ВЫХ.ОУ} + R_{ВХ} (1 + K_0)} = \frac{-K_0 \frac{R_{OC}}{R_{ВХ}} + \frac{R_{ВЫХ.ОУ}}{R_{ВХ}}}{1 + K_0 + \frac{R_{OC}}{R_{ВХ}} + \frac{R_{ВЫХ.ОУ}}{R_{ВХ}}}. \quad (1.23)$$

Полученное выражение позволяет определить погрешность коэффициента усиления K_y , вызванную разбросом значений K_0 и $R_{ВЫХ.ОУ}$. Погрешность оценивается вторым членом в числителе и четвертым в знаменателе выражения (1.23). На точность коэффициента усиления схемы усилителя также влияют погрешности используемых резисторов, определяемых номинальное значение коэффициента усиления.

Из анализа всех источников погрешности схемы усиления на операционном усилителе следует, что главными источниками погрешности являются напряжение смещения нуля и значение коэффициента усиления дифференциального сигнала. Напряжение смещения представляет собой аддитивную составляющую погрешности, которая может быть минимизирована при помощи калибровки измерительного тракта, а погрешность коэффициента усиления может быть скорректирована при использовании методов автоматической коррекции погрешности [89, 90].

1.4.3 Синхронный детектор

Существует два типа синхронного детектора: ключевой и гармонический [78, 91]. В ключевом синхронном детекторе, выделение детектируемого сигнала $U_{ДЕК}$ из шума осуществляется умножением его на синхронный опорный сигнал $U_{ОП}$, принимающий два значения $+1$ и -1 :

$$u_{сд}(t) = u_{ДЕК}(t) \cdot u_{ОП}(t). \quad (1.24)$$

При этом опорный сигнал описывается следующей функцией:

$$u_{ОП}(t) = \begin{cases} +1 & \text{при } U_{УП} > 0; \\ -1 & \text{при } U_{УП} < 0. \end{cases} \quad (1.25)$$

Опорный сигнал можно записать в виде:

$$u_{\text{оп}}(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega t - \varphi_{\text{оп}}], \quad (1.26)$$

где ω – частота сигнала;

$\varphi_{\text{оп}}$ – фазовый сдвиг между детектируемым и опорным сигналами.

Если детектируемый сигнал имеет гармоническую форму $u_{\text{ДЕК}}(t) = U_{\text{ДЕК}} \cos(\omega t)$, выходное напряжение синхронного детектора определяется выражением:

$$U_{\text{сд}} = \frac{2U_{\text{ДЕК}}}{\pi} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{(-1)^n}{2n+1} [\cos[(2n+1)\omega t - \varphi_{\text{оп}}] + \cos[2n\omega t + \varphi_{\text{оп}}]] dt. \quad (1.27)$$

Первый компонент $\cos[2(n+1)\omega t - \varphi_{\text{оп}}]$, при $n = 0 \dots \infty$, подавляется интегрирующей цепочкой на выходе синхронного детектора, а второй компонент при $n = 1 \dots \infty$. В результате при $T \rightarrow \infty$ интеграл равен:

$$U_{\text{сд}} = \frac{2U_{\text{ДЕК}}}{\pi} \cos(\varphi_{\text{оп}}) = K_{\text{сд}} U_{\text{ДЕК}} \cos(\varphi_{\text{оп}}), \quad (1.28)$$

где $K_{\text{сд}} = 2/\pi$ – коэффициент передачи синхронного детектора.

Для реального синхронного детектора напряжение на выходе будет определяться как:

$$U_{\text{сд}} = K_{\text{сд}} U_{\text{ДЕК}} \cos(\varphi_{\text{оп}}) + U_{\text{см}} + U_{\Gamma}, \quad (1.29)$$

где $U_{\text{см}}$ – напряжение смещения нуля схемы синхронного детектора, определяемое напряжением смещения выходного операционного усилителя;

U_{Γ} – напряжение, определяемое гармониками в детектируемом сигнале.

Для синхронного детектора ключевого типа, если входное напряжение является произвольной смесью разных частот, в усредненное выходное напряжение синхронного детектора внесут вклад только те составляющие, частота которых равна частоте управляющего сигнала или нечетно кратна ей [92]. Таким образом, напряжение на выходе синхронного детектора ключевого типа не зависит от уровня опорного напряжения, но проявляется чувствительность к нечетным гармоникам в спектре детектируемого сигнала, которые могут вносить

значительную погрешность в результате измерения. Компенсировать погрешность от нечетных гармоник возможно при реализации ключевого синхронного детектора на дискретных элементах и регулирование углов срабатывания ключа.

Среднее значение выходного напряжения зависит от фазового сдвига между соответствующей составляющей входного напряжения и управляющим напряжением. При $\varphi_{оп} = 90^\circ$ выходное напряжение обращается в нуль, т. е. независимо от типа применяемого синхронного детектора возникает погрешность от некогерентности опорного и детектируемого сигналов на его входах. Если опорный сигнал сдвинут по фазе относительно детектируемого на значение $\varphi_{оп}$, тогда на выходе идеального синхронного детектора после интегрирования будет напряжение:

$$U_{сд} = K_{сд} U_{дек} \cos(\varphi_{оп}). \quad (1.30)$$

Косинус угла сдвига по фазе можно представить в виде:

$$\cos(\varphi_{оп}) = 1 - 2\sin^2\left(\frac{\varphi_{оп}}{2}\right). \quad (1.31)$$

При малом фазовом сдвиге $\varphi_{оп}$ (до 20°) сигнал на выходе синхронного детектора после интегрирования рассчитывается по упрощенной формуле:

$$U_{сд} = K_{сд} U_{дек} \left[1 - 2\sin^2\left(\frac{\varphi_{оп}}{2}\right) \right] \approx K_{сд} U_{дек} \left[1 - \frac{\varphi_{оп}^2}{2} \right]. \quad (1.32)$$

Относительная погрешность результата измерений от фазового сдвига, определяется по формуле:

$$\gamma, \% = \frac{\varphi_{оп}^2}{2} \cdot 100. \quad (1.33)$$

Напряжение смещения нуля схемы синхронного детектора и напряжение, определяемое гармониками в детектируемом сигнале, являются аддитивными погрешностями, и они могут быть исключены при калибровке. Погрешность, обусловленную фазовым сдвигом $\varphi_{оп}$ возможно устранить при реализации схемы двухканального синхронного детектирования [88, 93].

1.4.4 Аналогово-цифровой преобразователь

Под АЦП будем понимать устройство, выполняющее серию последовательных процессов для преобразования аналогового сигнала в цифровой код, таких как квантование, дискретизация и кодирование аналогового сигнала. При последовательном увеличении значений аналогового сигнала на входе АЦП от нуля до величины, соответствующей полной шкале АЦП, цифровой сигнал на выходе образует ступенчатую линию, которая называется передаточной характеристикой АЦП.

Шаг квантования $\Delta U_{\text{КВАН}}$ АЦП определяется по формуле:

$$\Delta U_{\text{КВАН}} = \frac{U_{\text{ПШ}}}{2^N - 1}, \quad (1.34)$$

где $U_{\text{ПШ}}$ – напряжение полной шкалы;

N – разрядность АЦП.

Реальная характеристика АЦП может отличаться от идеальной формы ступенек, размерами, расположением на плоскости координат. На точность преобразования АЦП влияют такие параметры как: погрешность смещения нуля, погрешность полной шкалы, интегральная погрешность, дифференциальная нелинейность, погрешность квантования [94, 95].

Погрешность смещения нуля, определяется как смещения передаточной характеристики относительно оси входного напряжения и представляет собой напряжение, которое необходимо приложить к его входу для получения нулевого выходного кода. Погрешность полной шкалы представляет собой относительную разность между идеальными и реальными значениями предела шкалы преобразования при отсутствии аддитивной погрешности. Уменьшение этих погрешностей может осуществляться при помощи подстройки аналоговой части схемы, либо коррекции вычислительного алгоритма цифровой части устройства.

Дифференциальная нелинейность представляет собой разность между значением шага квантования ΔU_k и их средним значением $\Delta U_{\text{КВАН}}$. Интегральная нелинейность представляет собой погрешность, вызванную максимальным отклонением реальной передаточной характеристики от оптимальной линии.

Погрешность квантования вызывается самим процессом преобразования и является одной из существенных составляющих погрешности измерения при помощи АЦП. Она определяется как половина величины наименьшего значащего разряда и имеет характер ломаной линии, т.е. выражается формулой:

$$|\Delta U|_{\text{МАКС}} = \pm \frac{\Delta U_{\text{КВАН}}}{2}, \quad (1.35)$$

где $|\Delta U|_{\text{МАКС}}$ – абсолютная погрешность квантования.

Для выбора АЦП достаточно рассмотрение основных параметров, таких как разрядность и нелинейность, определяющие за собой шаг квантования и его погрешности. Помимо этих статических параметров, при выборе АЦП также необходимо уделить внимание динамическим параметрам: времени установления и максимальной частоте дискретизации, удовлетворяющие требования по быстродействию и величине частоты Найквиста [96].

1.4.5 Фильтр нижних частот

Фильтр нижних частот (ФНЧ) является устройством, пропускающим низкие частоты с постоянным коэффициентом усиления и вызывающим подавление высоких частот [89-91]. Передаточная функция ФНЧ в общем виде имеет вид:

$$K(p_n) = \frac{K_{\Pi}}{\prod_i (1 + a_i p_n + b_i p_n^2)}, \quad (1.36)$$

где K_{Π} – коэффициент передачи ФНЧ на постоянном токе;

a_i и b_i – положительные действительные коэффициенты ФНЧ;

$p_n = p/\omega_c$ – нормированный оператор;

ω_c – частота среза фильтра.

Максимальная степень p_n после перемножения в знаменателе определяет порядок фильтра. АЧХ фильтра могут оптимизировать по различным критериям, каждому из которых удовлетворяют определенные значения коэффициентов a_i и b_i . Существует несколько типов ФНЧ, такие как фильтр Баттерворта, фильтр

Чебышева, фильтр Бесселя и др. [91], которые широко применяются в измерительной технике.

Частотная характеристика коэффициента передачи и фазового сдвига фильтра нижних частот определяется в соответствии с выражениями:

$$|K(\omega)|^2 = \frac{K_{\Pi}^2}{\prod_i [1 + (a_i^2 - 2b_i)\omega_n^2 + b_i^2\omega_n^4]}; \quad (1.37)$$

$$\varphi = -\sum_i \operatorname{arctg} \frac{a_i\omega_n}{1 - b_i\omega_n^2}. \quad (1.38)$$

Из приведенных выражений следует, что модуль и фазовый сдвиг передаточной функции ФНЧ зависят от коэффициента усиления на постоянном токе и коэффициентов a_i , b_i . В связи с тем, что фильтр нижних частот является активным, т.е. он реализуется на основе операционного усилителя, все перечисленные выше источники погрешности операционных усилителей также переносятся на схему проектируемого фильтра.

В зависимости от реализуемой схемы ФНЧ, его коэффициент усиления на постоянном токе и коэффициенты a_i , b_i являются функциями сопротивлений и емкостей применяемых резисторов и конденсаторов. Тогда отклонение частотных характеристик ФНЧ на практике определяется разбросом номиналов использованных дискретных элементов от значений, полученных при проведении расчета.

Выводы к главе 1

1. Проведенный анализ показывает, что выделение полезного сигнала из шума является крайне важной задачей, решение которой позволяет повысить точность измерений.

2. Как показал анализ источников погрешности функциональных блоков синхронных усилителях, основное влияние на разрешающую способность в синхронных усилителях оказывает синфазная помеха. Реальная разрешающая способность современных синхронных усилителей ограничена коэффициентом

ослабления синфазного сигнала порядка 100 – 120 дБ, а максимальное входное напряжение не превышает 1 – 3 В, что недостаточно, например, для метрологического обеспечения современных средств измерений, где требуется сравнение напряжений до 10 В среднеквадратического значения с разрешающей способностью до единиц нановольт.

3. В ходе диссертационной работы должны быть проведены разработка, исследование, аппаратно-программная реализация и экспериментальное исследование синхронного усилителя с дифференциальным входом, обладающего сигнальной инвариантностью к синфазному сигналу.

ГЛАВА 2

МЕТОДЫ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА

В этой главе рассмотрены методы подавления синфазного сигнала в схемах выделения дифференциального сигнала на инструментальных усилителях. Анализируются схемы компенсации синфазного сигнала, коррекции показаний на основе информации о синфазном сигнале и схемы следящего питания для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала. Для схем следящего питания предлагаются способы повышения точности и проводится их экспериментальная апробация.

2.1 Выделение дифференциального сигнала

Традиционно в синхронных усилителях с дифференциальным входом для прецизионного усиления разности входных напряжений используется инструментальный усилитель (ИУ) [92]. По сравнению с классическими схемами усиления разности напряжений на операционных усилителях, ИУ обладают рядом таких преимуществ как: более высокое входное сопротивление, возможность регулировки коэффициента усиления за счет изменения номинала только одного резистора, в интегральном исполнении зависимость параметров ИУ от внутренних сопротивлений усилительных каскадов сведена к минимуму технологически, возможность простого построения систем с цифровым управлением коэффициентом усиления и главное более высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала.

Благодаря указанным преимуществам ИУ нашли широкое применение в измерительной технике.

При усилении разности входных напряжений, выходное напряжение ИУ определяется следующей формулой:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{K}_d \dot{U}_d + \dot{K}_c \dot{U}_c = \dot{K}_d \left(\dot{U}_d + \frac{\dot{U}_c}{\dot{K}_{\text{occ}}} \right), \quad (2.1)$$

где K_D – коэффициент усиления дифференциального сигнала;
 K_C – коэффициент усиления синфазного сигнала;
 $K_{OCC} = K_D/K_C$ – коэффициент ослабления синфазного сигнала;
 $\dot{U}_D = \dot{U}_X - \dot{U}_0$ – дифференциальное напряжение;
 $\dot{U}_C = (\dot{U}_X + \dot{U}_0)/2$ – синфазное напряжение.

Таким образом, максимальная разрешающая способность синхронных усилителей с дифференциальным входом будет напрямую определяться эффективностью подавления синфазного сигнала.

Лучшие ИУ, производимые в интегральном исполнении компаниями Texas Instruments, Analog Devises, Maxsim, Intersil и др., обладают коэффициентом ослабления синфазного сигнала на уровне 100-140 дБ в полосе частот до 10 кГц, при этом у всех микросхем коэффициент ослабления синфазного сигнала начинает уменьшаться с увеличением частоты, обычно со скоростью 20 дБ на декаду (таблица 2.1).

Таблица 2.1 – Характеристики ИУ различных производителей [97-100]

Параметры	AD8428	PGA207	ISL28633	MAX4197
Диапазон входных синфазных напряжений, В	± 10	$\pm 12,5$	$\pm 2,65$	$\pm 3,5$
Точность усиления, %	$\pm 0,2$	$\pm 0,01$	$\pm 0,2$	$\pm 0,3$
Нелинейность усиления, %	$5 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$10 \cdot 10^{-6}$
Напряжение смещения, В	$100 \cdot 10^{-6}$	$500 \cdot 10^{-6}$	$10 \cdot 10^{-6}$	$225 \cdot 10^{-6}$
Входной ток, А	$200 \cdot 10^{-12}$	$2 \cdot 10^{-12}$	$400 \cdot 10^{-12}$	$20 \cdot 10^{-9}$
Входной ток смещения, А	$50 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$	$350 \cdot 10^{-12}$	$3 \cdot 10^{-9}$
Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ	120	100	114	101
Коэффициент ослабления влияния источник питания, дБ	120	98	140	120
Входное сопротивление, Ом	$1 \cdot 10^9$	$1 \cdot 10^{12}$	$0.01 \cdot 10^{12}$	$1 \cdot 10^9$
Входная емкость, Ф	$2 \cdot 10^{-12}$	$4 \cdot 10^{-12}$	$5 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$
Шумовое напряжение, нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	1,5	18	17	32
Полоса рабочих частот, кГц	$3,5 \cdot 10^3$	600	$2,3 \cdot 10^3$	250

В инструментальных усилителях коэффициент усиления либо жестко задается производителем (AD8428, MAX4197), либо настраивается с помощью дополнительных выводов микросхемы (PGA207, ISL28633), либо устанавливается пользователем с помощью внешнего резистора. При этом температурная зависимость резисторов может привести к увеличению погрешности усилителя.

Согласно данным в таблице 2.1, усилитель AD8428 обеспечивает высокую точность усиления (0,2 %), низкий уровень шумов и широкий диапазон частот. Высокое значение K_{OCC} предотвращает нежелательные искажения сигналов. Прецизионный усилитель PGA207 предлагает сверхнизкую погрешность усиления (0,01 %) и высокий диапазон синфазных напряжений.

Следовательно, для применения ИУ в синхронных усилителях с дифференциальным входом и повышения их разрешающей способности необходима разработка подходов к повышению коэффициента ослабления синфазного сигнала ИУ. Реализация таких подходов позволит добиться сигнальной инвариантности к синфазному сигналу.

Под инвариантностью будем понимать компенсацию возмущений, т.е. достижение полной или частичной независимости результата измерительных преобразований от возмущающего фактора, которым в данном случае является входное синфазное напряжение [101-103].

Численный анализ способов повышения коэффициента ослабления синфазного сигнала ИУ в дальнейшем будем проводить на типовой микросхеме ИУ PGA207, K_{OCC} которой составляет 100 дБ и начинает уменьшаться со скоростью 20 дБ на декаду после частоты около 5 кГц.

2.2 Схема компенсации синфазного сигнала

Одним из способов увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала является метод коррекции, который заключается в создании регулирующего влияния, управляемого возмущающим фактором (синфазным сигналом) и направленного на компенсацию погрешности, создаваемой этим же

фактором в измерительном устройстве (в схеме выделения дифференциального сигнала).

Метод коррекции в схеме выделения дифференциального сигнала на ИУ возможно реализовать, введя дополнительный блок, выходной сигнал которого не зависит от дифференциального сигнала, а зависит только от величины синфазного сигнала сравниваемых напряжений, с последующем вычитанием выделенного синфазного сигнала из сигнала на выходе ИУ.

Структурная схема, реализующая данный подход, представлена на рисунке 2.1 [104].

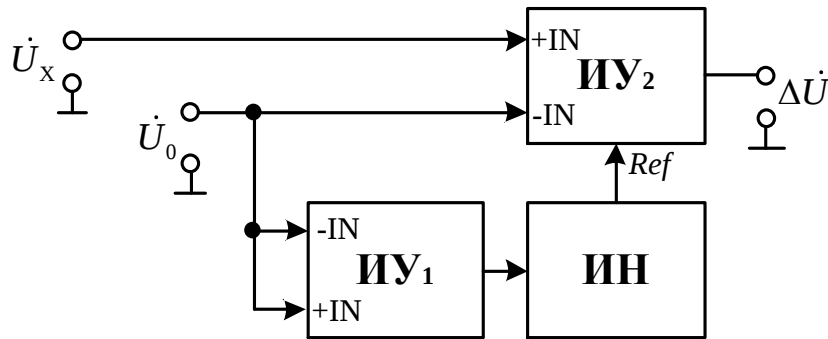


Рисунок 2.1 – Схема компенсации погрешности от синфазного сигнала

В схеме на рисунке 2.1 на оба входа ИУ1 подается эталонное напряжение, примем, что в рассматриваемой схеме единственный источник погрешности – синфазный сигнал, тогда напряжение на выходе ИУ₁:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ1}} = \dot{K}_{\text{Д1}} \frac{\dot{U}_0}{\dot{K}_{\text{ОСС1}}}. \quad (2.2)$$

Напряжение на выходе инвертирующего усилителя:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ.ИН}} = -\dot{K}_{\text{И}} \dot{U}_{\text{ВЫХ1}} = -\dot{K}_{\text{Д1}} \frac{\dot{K}_{\text{И}} \dot{U}_0}{\dot{K}_{\text{ОСС1}}}, \quad (2.3)$$

где $K_{\text{И}}$ – комплексный коэффициент передачи инвертирующего усилителя.

Напряжение на выходе ИУ₂:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{K}_{\text{Д2}} \left(\dot{U}_x - \dot{U}_0 + \frac{\dot{U}_x + \dot{U}_0}{2\dot{K}_{\text{ОСС2}}} \right) - \dot{K}_{\text{Д1}} \frac{\dot{K}_{\text{И}} \dot{U}_0}{\dot{K}_{\text{ОСС1}}}. \quad (2.4)$$

При условии близости дифференциальных коэффициентов усиления ИУ₁ и ИУ₂, формула (2.4) примет вид:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{K}_{\text{д}} \left(\dot{U}_{\text{Х}} - \dot{U}_0 + \frac{\dot{U}_{\text{Х}} + \dot{U}_0}{2\dot{K}_{\text{ОСС}}} - \frac{\dot{K}_{\text{И}}\dot{U}_0}{\dot{K}_{\text{ОСС}}} \right). \quad (2.5)$$

При сравнении двух идентичных по амплитуде и по фазе сигналов, выходное напряжение ИУ₂ рассчитывается по формуле:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{K}_{\text{д}} \left[\frac{\dot{U}_0(1 - \dot{K}_{\text{И}})}{\dot{K}_{\text{ОСС}}} \right]. \quad (2.6)$$

Из последнего выражения видно, что коэффициент ослабления синфазного сигнала инструментального усилителя прямо пропорционален точности близости коэффициента усиления инвертирующего усилителя к единице.

По формуле Эйлера, для комплексного коэффициента усиления инвертирующего усилителя выполняется следующее равенство:

$$\dot{K}_{\text{И}} = K_{\text{И}} e^{j\varphi_{\text{И}}} = K_{\text{И}} (\cos \varphi_{\text{И}} + j \sin \varphi_{\text{И}}). \quad (2.7)$$

При сравнении двух одинаковых сигнала $U_{\text{Х}} \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$, модуль и фаза напряжения на выходе инструментального усилителя со схемой компенсации погрешности из-за конечного подавления синфазного сигнала будут определяться в соответствии с выражениями:

$$|U_{\text{ВЫХ}}| = \sqrt{U_0^2 \frac{1 + 2K_{\text{И}} \cos \varphi_{\text{И}} + K_{\text{И}}^2}{K_{\text{ОСС}}^2}}; \quad (2.8)$$

$$\varphi_{\text{ВЫХ}} = \text{arctg} \left(\frac{K_{\text{И}} \sin \varphi_{\text{И}}}{1 + K_{\text{И}} \cos \varphi_{\text{И}}} \right).$$

Зависимости выходного напряжения ИУ₂ PGA207 от модуля коэффициента усиления инвертирующего усилителя, рассчитанные по формуле (2.8) при сравниваемых сигналах $U_{\text{Х}} \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В и фазовом сдвиге коэффициента усиления инвертирующего усилителя 180°, представлены на рисунке 2.2.

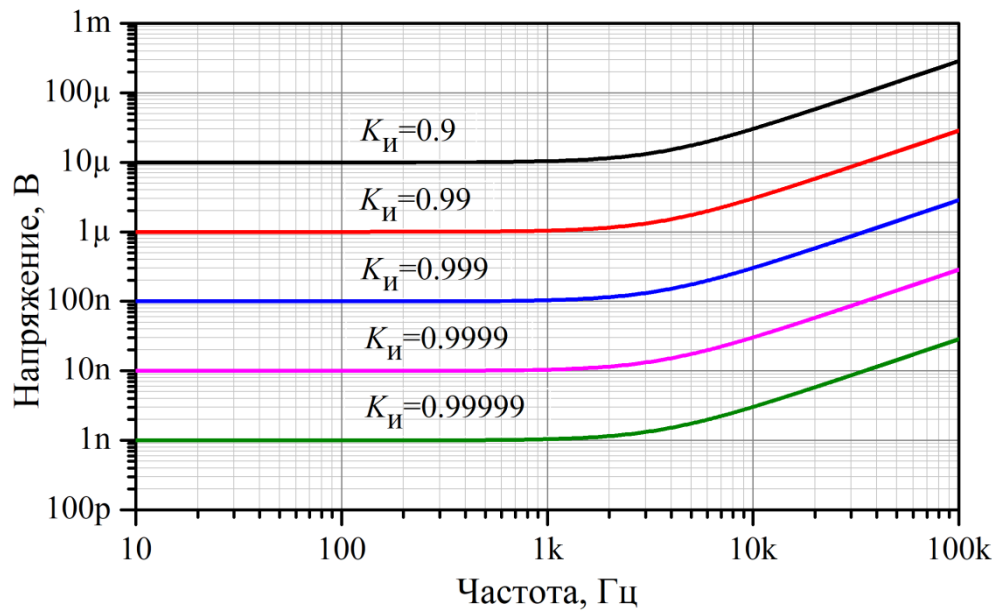


Рисунок 2.2 – Зависимости выходного напряжения ИУ₂ PGA207 от модуля $K_{\text{И}}$

Зависимости выходного напряжения ИУ PGA207 от фазового сдвига коэффициента усиления инвертирующего усилителя, рассчитанные по формуле (2.8) при сравниваемых сигналах $U_{\text{х}}\cos(\omega t) = U_0\cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В и коэффициента усиления инвертирующего усилителя равном 1 по модулю, представлены на рисунке 2.3.

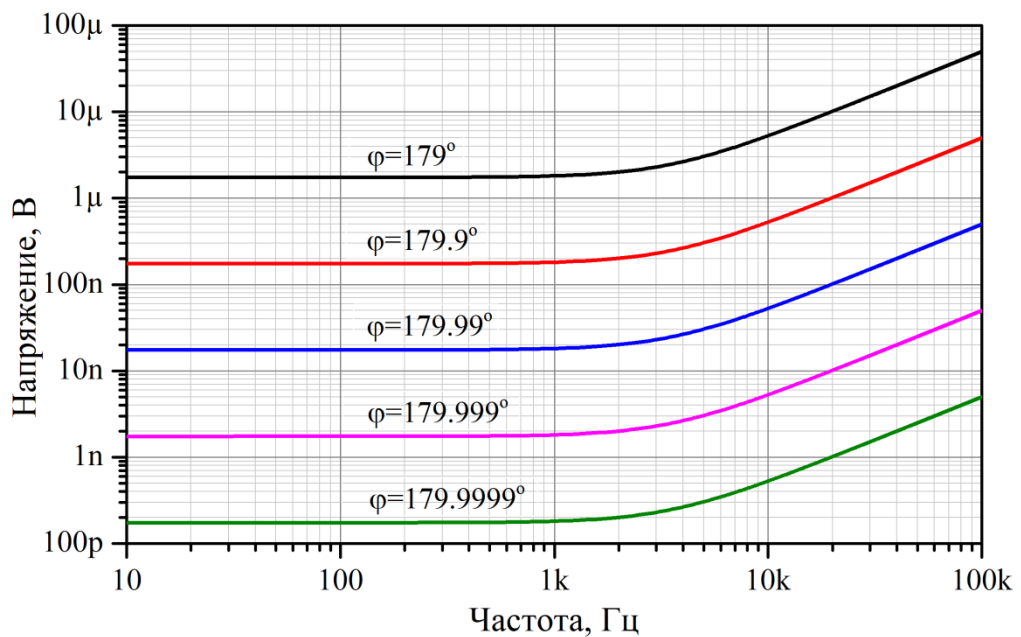


Рисунок 2.3 – Зависимости выходного напряжения ИУ₂ PGA207 от фазового сдвига $K_{\text{И}}$

Из графиков на рисунках 2.2 и 2.3 следует, что применение схемы компенсации погрешности, обусловленной конечным подавлением синфазного сигнала позволяет повысить $K_{\text{ОСС}}$ ИУ, однако большое влияние на результат компенсации оказывает точность комплексного коэффициента усиления инвертирующего усилителя.

2.3 Схема на трех инструментальных усилителях

Увеличения подавления синфазного сигнала в схеме выделения дифференциального сигнала можно добиться на основе принципа многоканальности [105-109]. На рисунке 2.4 представлена схема выделения дифференциального сигнала на трех ИУ, построенная по принципу многоканальности.

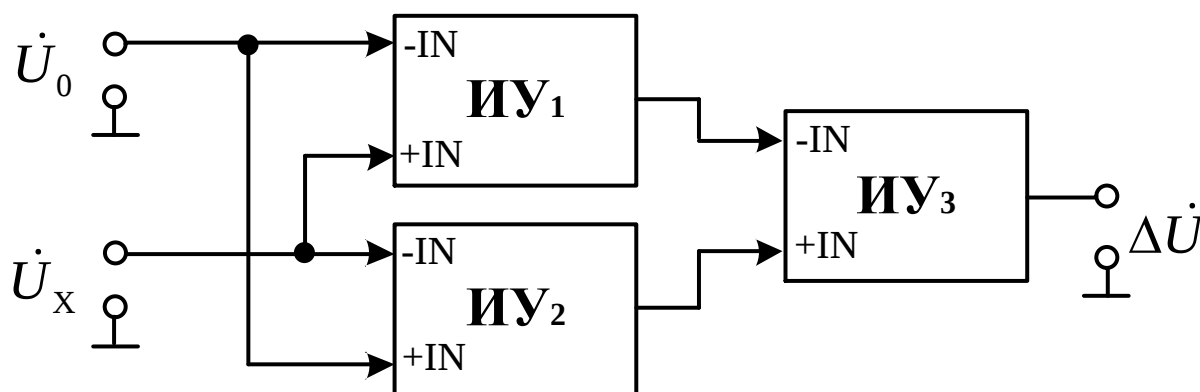


Рисунок 2.4 – Схема вычитания сигналов на трех инструментальных усилителях

Входной каскад схемы на двух параллельно подключенных к источникам сравниваемых сигналов ИУ обеспечивает дифференциальные вход/выход для третьего ИУ (ИУ₃). Выходное напряжение схемы образуется в результате вычитания соответствующих выходных напряжений ИУ₁, ИУ₂ третьим инструментальным усилителем ИУ₃.

Напряжения на выходе инструментальных усилителей ИУ₁ и ИУ₂ согласно формуле (2.1) при разных коэффициентах усиления дифференциального и ослабления синфазного сигнала определяется как:

$$\begin{aligned}\dot{U}_{\text{ВЫХ1}} &= \dot{K}_{\text{Д1}} \left(\dot{U}_{\text{X}} - \dot{U}_0 + \frac{\dot{U}_{\text{X}} + \dot{U}_0}{2\dot{K}_{\text{ОСС1}}} \right); \\ \dot{U}_{\text{ВЫХ2}} &= \dot{K}_{\text{Д2}} \left(\dot{U}_0 - \dot{U}_{\text{X}} + \frac{\dot{U}_{\text{X}} + \dot{U}_0}{2\dot{K}_{\text{ОСС2}}} \right).\end{aligned}\quad (2.9)$$

При этом $\dot{U}_{\text{Д}} = \dot{U}_{\text{X}} - \dot{U}_0$ и $\dot{U}_{\text{С}} = (\dot{U}_{\text{X}} + \dot{U}_0)/2$, тогда напряжение на выходе ИУ₃ при коэффициенте усиления дифференциального сигнала $K_{\text{ДЗ}}$ рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned}\dot{U}_{\text{ВЫХ}} &= \dot{K}_{\text{ДЗ}} \left(\dot{U}_{\text{ВЫХ1}} - \dot{U}_{\text{ВЫХ2}} + \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ1}} + \dot{U}_{\text{ВЫХ2}}}{2\dot{K}_{\text{ОСС3}}} \right) = \dot{K}_{\text{ДЗ}} \left[(\dot{K}_{\text{Д1}} + \dot{K}_{\text{Д2}}) \dot{U}_{\text{Д}} + \right. \\ &\left. + \left(\frac{\dot{K}_{\text{Д1}}}{\dot{K}_{\text{ОСС1}}} - \frac{\dot{K}_{\text{Д2}}}{\dot{K}_{\text{ОСС2}}} \right) \dot{U}_{\text{С}} + \frac{1}{2\dot{K}_{\text{ОСС3}}} \left[(\dot{K}_{\text{Д1}} - \dot{K}_{\text{Д2}}) \dot{U}_{\text{Д}} + \left(\frac{\dot{K}_{\text{Д1}}}{\dot{K}_{\text{ОСС1}}} + \frac{\dot{K}_{\text{Д2}}}{\dot{K}_{\text{ОСС2}}} \right) \dot{U}_{\text{С}} \right] \right].\end{aligned}\quad (2.10)$$

Если примем, что инструментальные усилители входного каскада идентичны, то выходное напряжение рассчитывается по формуле:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{K}_{\text{Д}} \dot{K}_{\text{ДЗ}} \left(2\dot{U}_{\text{Д}} + \frac{\dot{U}_{\text{С}}}{\dot{K}_{\text{ОСС}} \dot{K}_{\text{ОСС3}}} \right). \quad (2.11)$$

Из формулы (2.11) видно, что коэффициент ослабления синфазного сигнала данной схемы увеличивается на $K_{\text{ОСС3}}$ раз по сравнению со схемой на одном инструментальном усилителе.

Тогда при сравнении двух одинаковых по амплитуде и фазе сигналов, т. е. $U_{\text{X}} \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$, выходное остаточное напряжение схемы, вызванное синфазным сигналом, составляет:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\dot{U}_0}{\dot{K}_{\text{ОСС}} \dot{K}_{\text{ОСС3}}}. \quad (2.12)$$

Зависимости выходного напряжения схемы от коэффициентов ослабления синфазного сигнала ИУ₁-ИУ₃, рассчитанные по формуле (2.12) при синфазных сигналах $U_{\text{X}} \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В и $K_{\text{ОСС.ИУ1,2}} = 100$ дБ, представлены на рисунке 2.5.

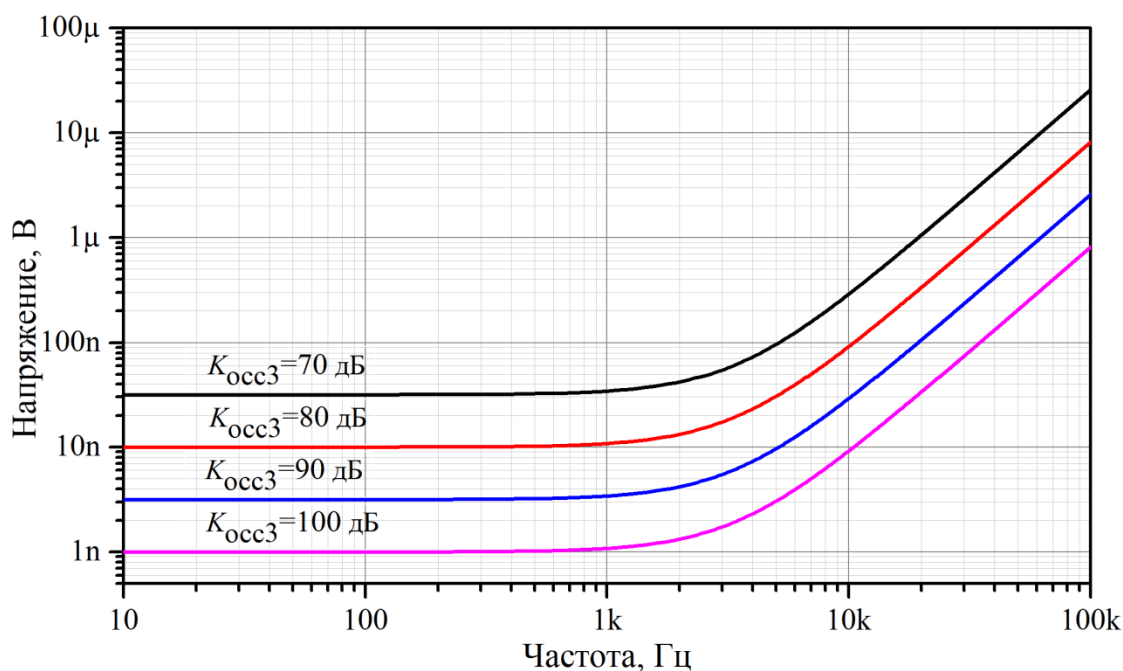


Рисунок 2.5 – Зависимости выходного напряжения от $K_{ОССЗ}$

Из графиков на рисунке 2.5 следует, что применение схемы вычитания сигналов на основе трех инструментальных усилителей позволяет повысить величину коэффициента ослабления синфазного сигнала схемы, однако требуется учитывать идентичность применяемых ИУ.

К недостаткам схем, представленных на рисунке 2.1 и рисунке 2.4, при практической их реализации следует отнести следующие: невозможность сравнения сигналов более 10 В из-за малых напряжений питания ИУ; неидентичность $K_{ОСС}$ ИУ, даже в пределах одной партии; необходимость реализации инвертирующего усилителя со сверхмалыми погрешностями коэффициента усиления, как по модулю, так и по фазе.

2.4 Схема со следящим питанием

Увеличение коэффициента ослабления синфазного сигнала ИУ можно получить, если обеспечить изменение напряжения питания ИУ в такт с изменением синфазного входного напряжения [92, 110]. На рисунке 2.6 показана схема организации следящего питания на основе повторителя напряжения, в

котором для повышения $K_{\text{ОСС}}$ использован подобный принцип [92, 111]. Данный метод устраняет недостатки рассмотренных выше решений.

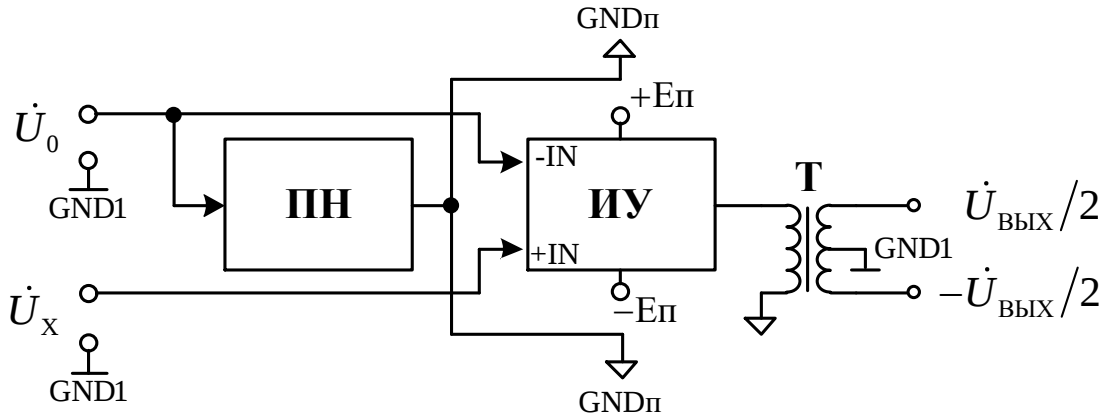


Рисунок 2.6 – Схема выделения дифференциального сигнала

Напряжения, действующие на входах ИУ, имеют вид:

$$\begin{aligned}\dot{U}_{-IN} &= \dot{U}_0 - \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi}; \\ \dot{U}_{+IN} &= \dot{U}_X - \dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi},\end{aligned}\quad (2.13)$$

где $\dot{U}_X$ и $\dot{U}_0$ – сравниваемые напряжения, В;

$\dot{K}_{\Pi}$ – комплексный коэффициент передачи повторителя.

Выходное напряжение ИУ относительно GND_{Π} :

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{K}_{\text{д}} \left(\dot{U}_X - \dot{U}_0 + \frac{\dot{U}_X + \dot{U}_0}{2\dot{K}_{\text{ОСС}}} - \frac{\dot{U}_0 \dot{K}_{\Pi}}{\dot{K}_{\text{ОСС}}} \right). \quad (2.14)$$

При сравнении одинаковых сигналов по амплитуду и по фазе, выходное напряжение ИУ рассчитывается по формуле:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{K}_{\text{д}} \left[\frac{\dot{U}_0 (1 - \dot{K}_{\Pi})}{\dot{K}_{\text{ОСС}}} \right]. \quad (2.15)$$

Из последнего выражения видно, коэффициент ослабления синфазного сигнала ИУ пропорционален точности коэффициента передачи повторителя напряжения.

По формуле Эйлера, для комплексного коэффициента передачи повторителя выполняется следующее равенство:

$$\dot{K}_{\Pi} = K_{\Pi} e^{j\varphi_{\Pi}} = K_{\Pi} (\cos \varphi_{\Pi} + j \sin \varphi_{\Pi}). \quad (2.16)$$

В случае, когда $U_X \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$, модуль и фаза напряжения на выходе ИУ, включенного по схеме со следящим питанием, будут определяться в соответствии с выражениями:

$$|U_{\text{ВЫХ}}| = \sqrt{U_0^2 \frac{1 - 2K_{\Pi} \cos \varphi_{\Pi} + K_{\Pi}^2}{K_{\text{ОСС}}^2}}; \quad (2.17)$$

$$\varphi_{\text{ВЫХ}} = \arctg \left(\frac{-K_{\Pi} \sin \varphi_{\Pi}}{1 - K_{\Pi} \cos \varphi_{\Pi}} \right).$$

Зависимости выходного напряжения ИУ PGA207 от модуля коэффициента передачи повторителя, рассчитанные по формуле (2.17) при идентичных сигналах $U_X \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В и нулевым фазовым сдвиге повторителя, представлены на рисунке 2.7.

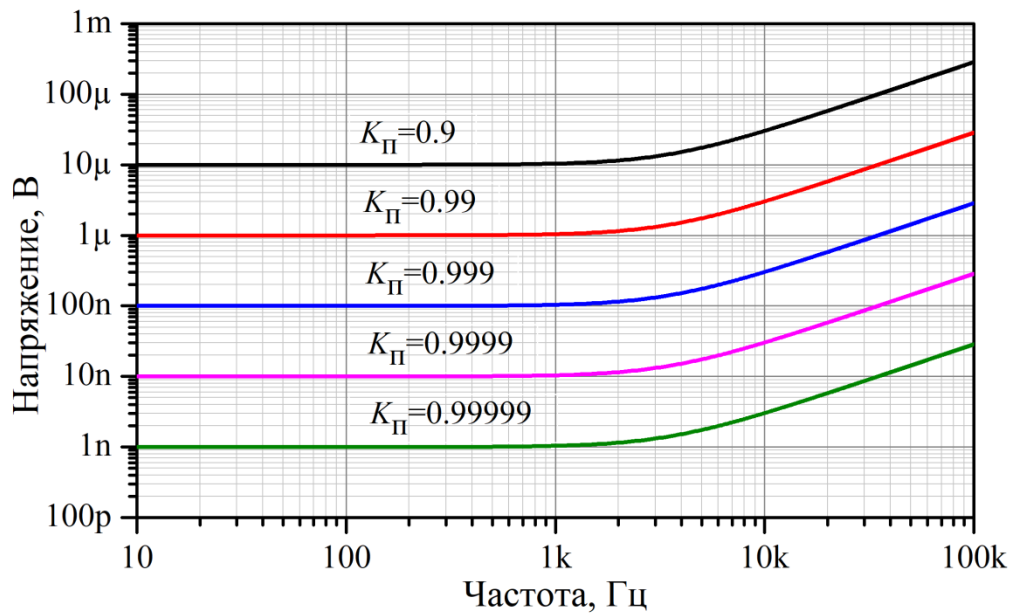


Рисунок 2.7 – Зависимости выходного напряжения ИУ от модуля K_{Π}

Зависимости выходного напряжения ИУ PGA207 от фазового сдвига повторителя, рассчитанные по формуле (2.17) при идентичных сигналах $U_X \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В и единичном модуле представлены на рисунке 2.8.

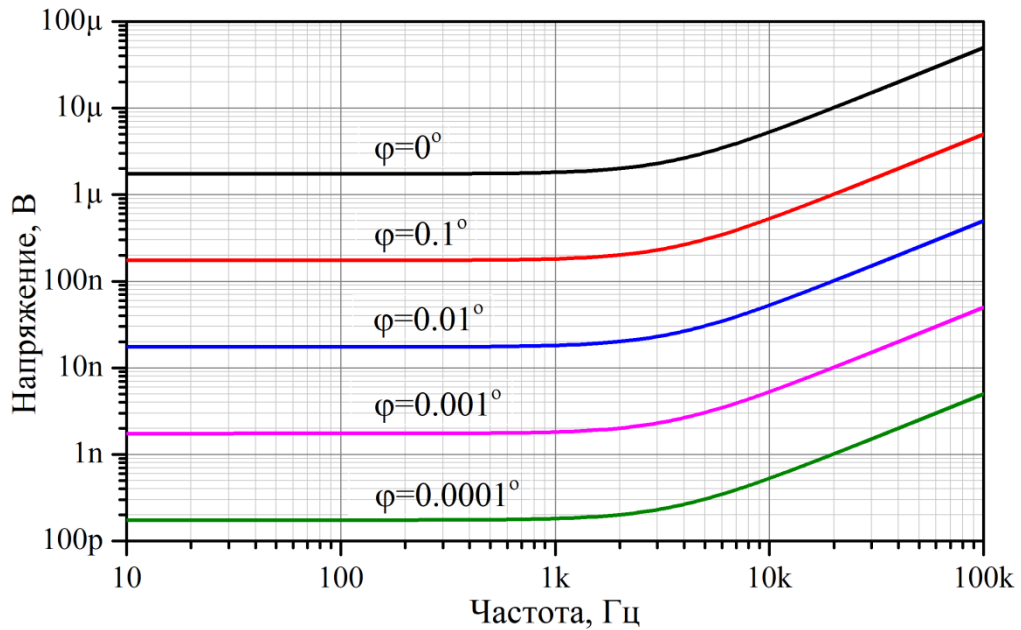


Рисунок 2.8 – Зависимости $U_{\text{вых.PGA207}}$ от фазового сдвига $K_{\text{П}}$

Из зависимостей на рисунках 2.7 и 2.8 следует, что организация следящего питания для ИУ позволяет повысить коэффициент ослабления синфазного сигнала ИУ, при этом при проектировании схемы следящего питания необходимо также учитывать не идеальность коэффициента передачи повторителя по модулю и фазовому сдвигу.

2.4.1 Следящее питание с выходным каскадом на транзисторах

На рисунке 2.9 показана схема организации следящего питания для ИУ с выходным каскадом на биполярных транзисторах, описанная в работе [92, 112].

Формирование постоянных составляющих выходных каналов $\pm E_{\text{П}}$ следящего питания осуществлено стабилитроном VD3 и резистором R13. Так как ток не может протекать с входа в цепи баз комплементарных эмиттерных повторителей на VT3-VT4, их токи базы обеспечиваются источниками стабилизированного тока на транзисторах VT1-VT2. Изменения переменных составляющих выходных напряжений $\pm E_{\text{П}}$ и $GND_{\text{П}}$ будут полностью повторять изменения входного напряжения повторителя.

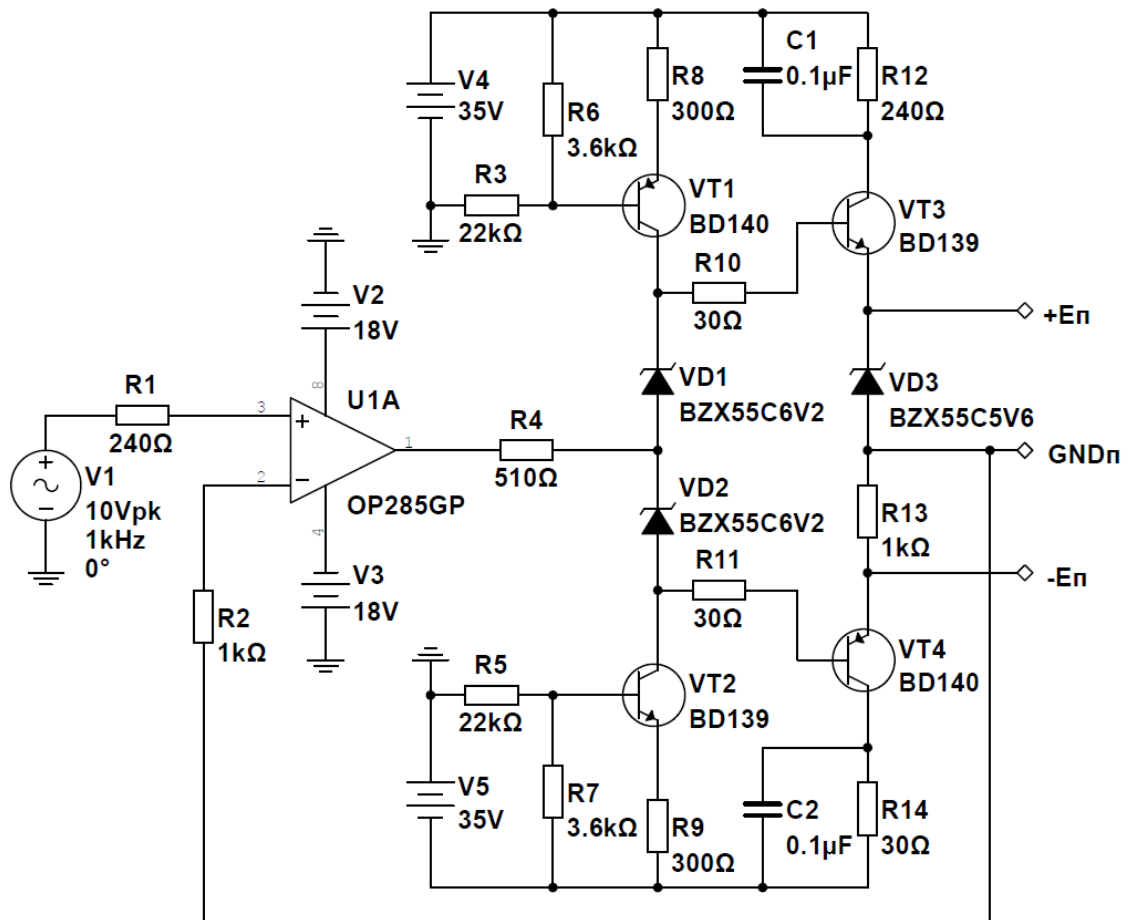


Рисунок 2.9 – Модель следящего питания для ИУ

Для решения задачи сравнения напряжений до 10 В среднеквадратического значения в качестве операционного усилителя для повторителя напряжения требуется ОУ с допустимым напряжением питания выше значений сравниваемых напряжений. Для исследования схем следящего питания была выбрана микросхема ОУ OP285 фирмы Analog Devices, сохраняющая свои метрологические характеристики при напряжениях питания ± 18 В.

Стабилизированные источники тока и комплементарные эмиттерные повторители построены на паре комплементарных транзисторов BD139 и BD140. Стабилитроны VD1-VD2 формируют напряжения смещения на уровне $\pm 6,2$ В, проходящие через эмиттерные повторители, и на выходах $\pm E_n$ присутствуют напряжения питания для ИУ, повторяющие входные синфазные напряжения,

смещенные на постоянную величину $\pm 5,6$ В за счет стабилитрона VD3 и резистора R13.

Схема, представленная на рисунке 2.9 была промоделирована в программе схемотехнического анализа NI Multisim. Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики схемы следящего питания с выходным каскадом на транзисторах напряжения представлены на рисунке 2.10.

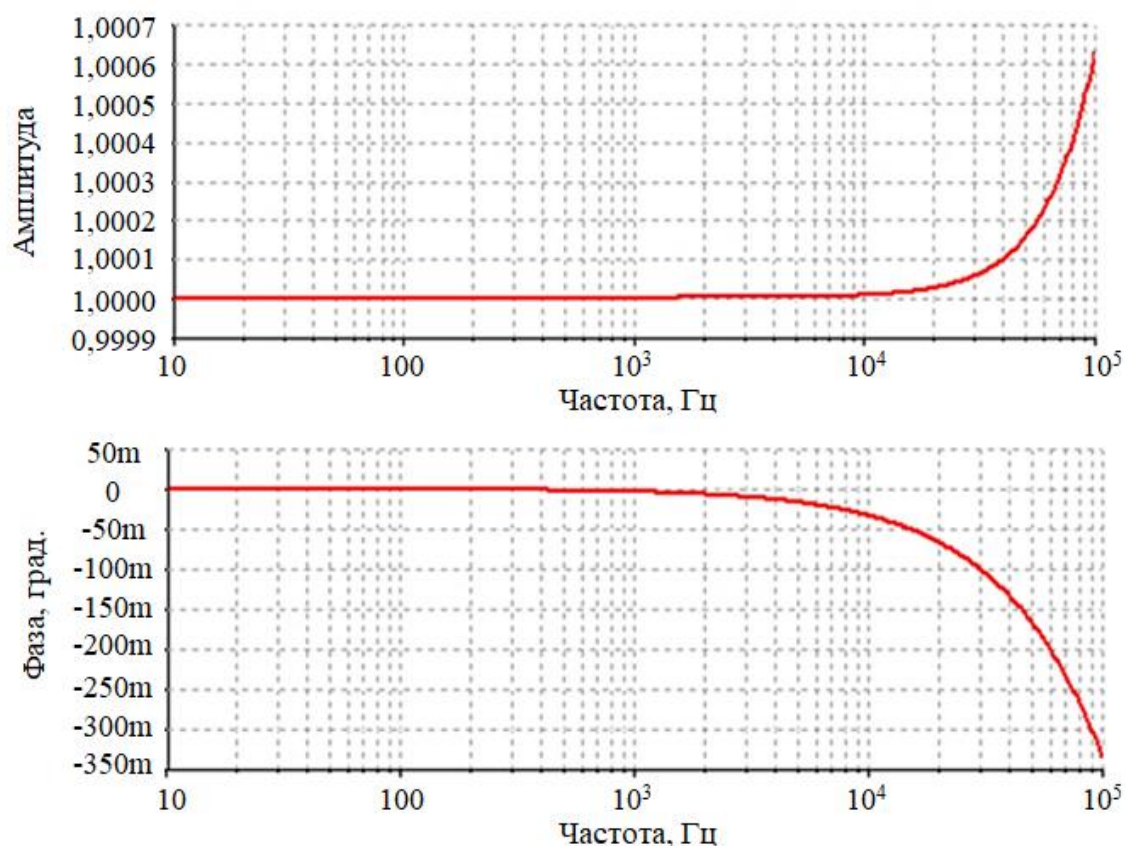


Рисунок 2.10 – Частотные характеристики следящего питания для ИУ

Зависимость выходного напряжения ИУ PGA207 от полученных при моделировании модуля и фазового сдвига коэффициента передачи схемы следящего питания с выходным каскадом на транзисторах, рассчитанная по формуле (2.17) при синфазных сигналах $U_x \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В представлена на рисунке 2.11.

Из анализа зависимости на рисунке 2.11 следует, что до частоты 1 кГц возможно достичь разрешающей способности до 10 нВ, на частоте 100 кГц возможно достичь разрешающей способности до 20 мкВ.

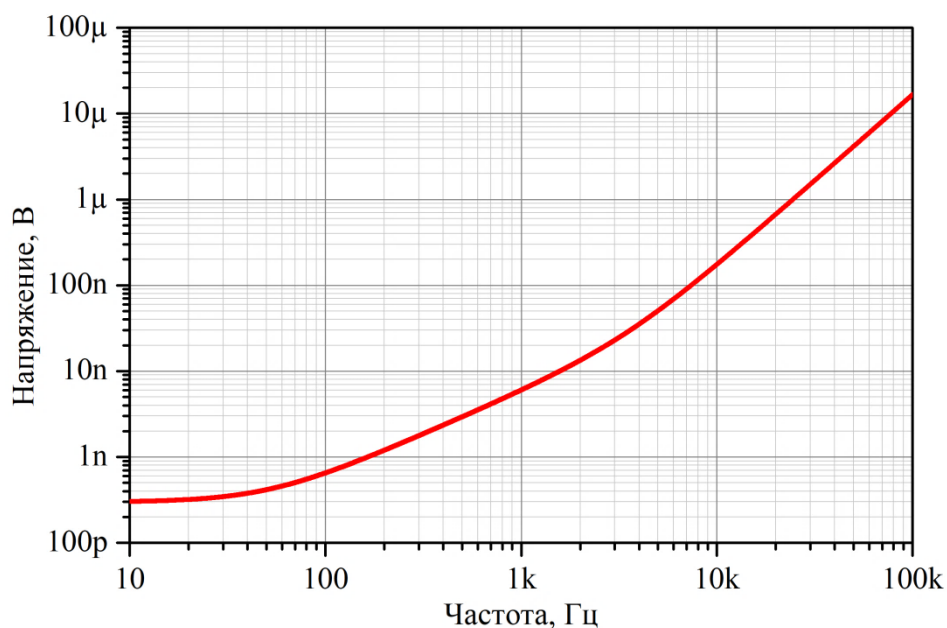


Рисунок 2.11 – Выходное напряжение ИУ при организации следящего питания

2.4.2 Следящее питание с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях

Альтернативной заменой выходного каскада на биполярных транзисторах могут служить фотоэлектрические модули с источником света [113]. Такие фотоэлектрические модули представляют собой сборку солнечных элементов, которые вырабатывают постоянные напряжения при попадании на них света.

На рисунке 2.12 представлена схема следящего питания с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях.

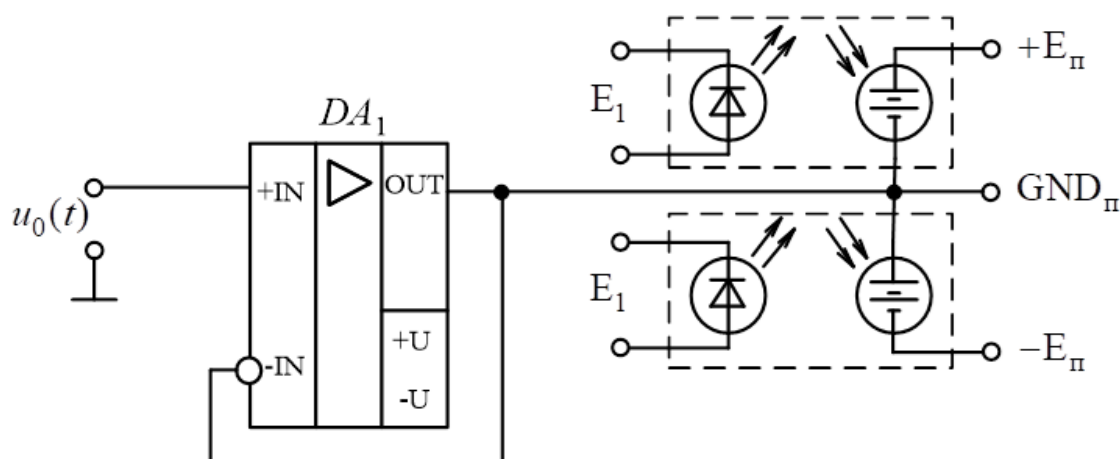


Рисунок 2.12 – Схемы следящего питания для ИУ

Для проверки работоспособности схемы, была создана ее модель на ОУ ОР285 и фотоэлектрических модулях с номинальным выходным напряжением 5,6 В максимальной мощностью 1 Вт. Фотоэлектрические модули соединены таким образом, чтобы при их засвечивании от светодиодной матрицы, создавались постоянные симметричные напряжения питания $\pm E_p$ для ИУ со средней точкой. При этом светодиодные матрицы запитываются от отдельного источника постоянного напряжения, гальванически не связанного со схемой следящего питания.

На рисунке 2.13 представлены АЧХ и ФЧХ схемы следящего питания с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях, полученные в программе схемотехнического анализа NI Multisim.

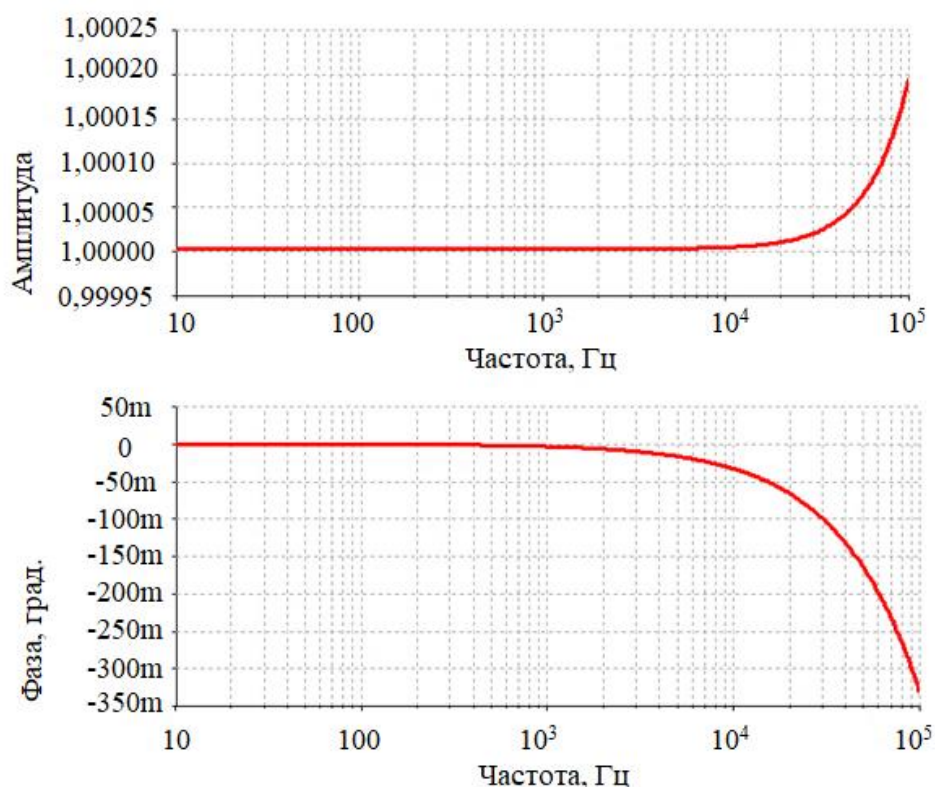


Рисунок 2.13 – Частотная характеристика следящего питания для ИУ с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях

Зависимость выходного напряжения ИУ PGA207 от полученных при моделировании модуля и фазового сдвига коэффициента передачи схемы следящего питания с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях,

рассчитанная по формуле (2.17) при синфазных сигналах $U_x \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В представлена на рисунке 2.14.

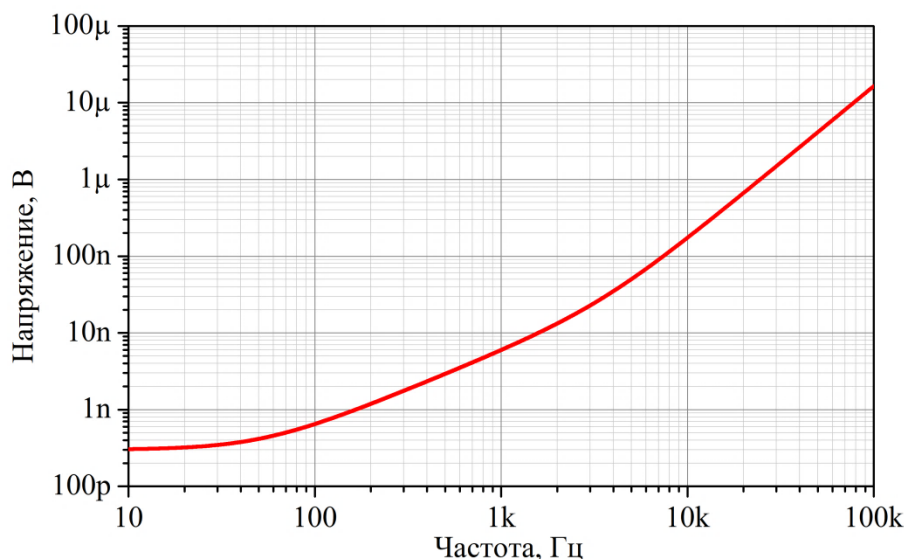


Рисунок 2.14 – Выходное напряжение ИУ при организации следящего питания с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях

Из анализа зависимости на рисунке 2.14 следует, что до частоты 1 кГц возможно достичь разрешающей способности до 10 нВ, на частоте 100 кГц возможно достичь разрешающей способности до 20 мкВ.

Таким образом, результаты моделирования показали, что оба схемотехнических решения по повышению коэффициента ослабления синфазного сигнала дают практически идентичные результаты. Следовательно, дальнейшее повышение разрешающей способности и увеличение коэффициента ослабления синфазного сигнала возможно за счет коррекции погрешности коэффициента передачи повторителя напряжения.

2.5 Повышение точности повторителя напряжения

2.5.1 Фазовая компенсация повторителя напряжения

Из математического анализа влияния коэффициента передачи повторителя напряжения на ослабление синфазного сигнала, проведённого выше, следует то, что чем меньше фазовый сдвиг повторителя напряжения относительно нуля, тем меньше погрешность из-за конечного подавления синфазного сигнала.

Минимизировать фазовый сдвиг повторителя можно при помощи метода активно-фазовой компенсации [114-116]. Для этой цели используются идентичные (или неидентичные) операционные усилители с активной обратной связью.

Операционный усилитель без обратной связи с цепью частотной коррекции близок по своим динамическим свойствам к инерционному звену первого порядка, т.е. передаточная функция имеет вид:

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{p}{\omega_{cp}}} = \frac{K_0 \omega_{cp}}{\omega_{cp} + p} = \frac{\omega_t}{\omega_{cp} + p}, \quad (2.18)$$

где K_0 – коэффициент усиления ОУ на постоянном токе;

ω_{cp} – частота среза ОУ без обратной связи;

$\omega_t = K_0 \omega_{cp}$ – частота единичного усиления ОУ.

В диапазоне частоты, когда $\omega \gg \omega_{cp}$, то имеем:

$$K(p) = \frac{\omega_t}{p}. \quad (2.19)$$

Рассмотрим базовую схему включения ОУ, представленную на рисунке 2.15 и определим ее частотные характеристики.

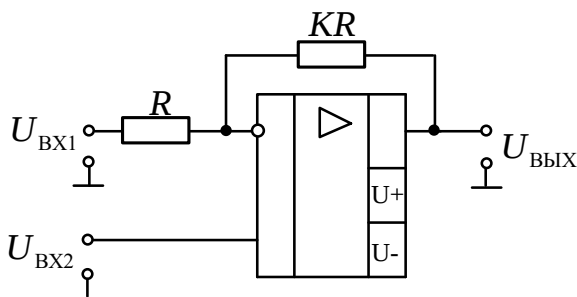


Рисунок 2.15 – Схема усилителя с двумя входами

Согласно схеме на рисунке 2.15, выходное напряжение является функцией входных напряжений:

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = (U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}})K(p) = \left[U_{\text{ВХ2}} - \left(\frac{KU_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВЫХ}}}{K + 1} \right) \right] \frac{\omega_t}{p}. \quad (2.20)$$

Найдем выходное напряжение по входным напряжениям:

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = \left[U_{\text{ВХ2}}(1+K) - U_{\text{ВХ1}}K \right] \frac{1}{1 + (1+K) \frac{p}{\omega_t}}. \quad (2.21)$$

Обозначаем:

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + (1+K) \frac{p}{\omega_t}}, \quad (2.22)$$

где $\varepsilon(p)$ – функция погрешности, обусловлена конечной частотой единичного усиления ОУ.

Тогда выходное напряжение схемы усилителя имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = \left[U_{\text{ВХ2}}(1+K) - U_{\text{ВХ1}}K \right] \varepsilon(p). \quad (2.23)$$

В идеальном случае, функция погрешности (2.22) не зависит от частоты, т.е. ее модуль и фаза равны единице и нулю соответственно. Переходя в частотную область путем замены $p = j\omega$, модуль и фаза функции погрешности определяются выражениями:

$$|\varepsilon(j\omega)| = 1 - \frac{1}{2}(K+1)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_t} \right)^2; \quad \arg[\varepsilon(j\omega)] \approx -(K+1) \frac{\omega}{\omega_t}. \quad (2.24)$$

Из формулы (2.24) следует, что погрешность по модулю является величиной второго порядка, а по фазе – первого порядка. Таким образом, для минимизации погрешности требуется фазовая компенсация.

Схема повторителя напряжения с фазовой компенсацией представлена на рисунке 2.16.

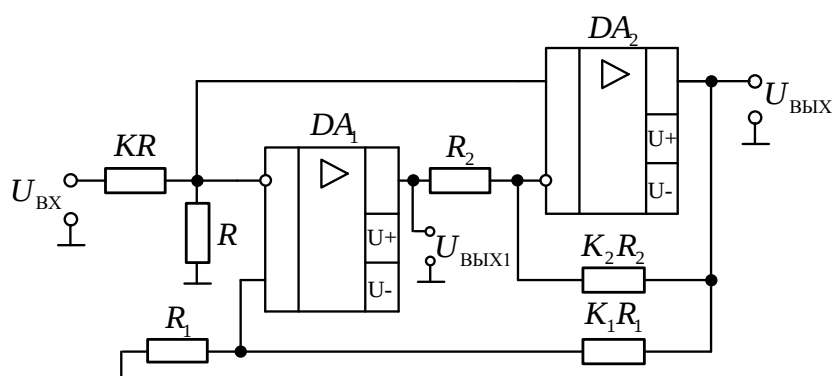


Рисунок 2.16 – Схема повторителя напряжения с фазовой компенсацией

Определим функцию передачи повторителя напряжения, реализованного по данной схеме. Напряжения на входах DA_2 :

$$\begin{aligned} U_{+IN2} &= \frac{U_{BX}}{1+K}; \\ U_{-IN2} &= \frac{U_{ВЫХ} + K_2 U_{ВЫХ1}}{1+K_2}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Аналогично, напряжения на входах DA_1 :

$$\begin{aligned} U_{-IN1} &= U_{+IN2}; \\ U_{+IN1} &= \frac{U_{ВЫХ}}{1+K_1}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Напряжения на выходах DA_1, DA_2 :

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ}(p) &= \left(\frac{U_{BX}}{1+K} - \frac{U_{ВЫХ} + K_2 U_{ВЫХ1}}{1+K_2} \right) \frac{\omega_{t2}}{p}; \\ U_{ВЫХ1}(p) &= \left(\frac{U_{ВЫХ}}{1+K_1} - \frac{U_{BX}}{1+K} \right) \frac{\omega_{t1}}{p}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Решая систему уравнений (2.27) относительно $U_{ВЫХ}$ и $U_{ВХ}$, получаем передаточную функцию повторителя напряжения с фазовой компенсацией:

$$K_y(p) = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}(p) = \frac{1+K_1}{1+K} \frac{\frac{1+K_2}{K_2} \frac{p}{\omega_{t1}} + 1}{\frac{p^2}{\omega_{t1}\omega_{t2}} \frac{(1+K_1)(1+K_2)}{K_2} + \frac{(1+K_1)}{K_2} \frac{p}{\omega_{t1}} + 1}. \quad (2.28)$$

Преобразуем передаточную функцию схемы усилителя в частотную область путем замены $p = j\omega$, получаем фазо-частотную характеристику:

$$\varphi(\omega) = \arg[K_y(j\omega)] \approx - \left(\frac{K_2 - K_1}{K_2} \right) \frac{\omega}{\omega_{t1}} - (1+K_1) \left(\frac{1+K_2}{K_2} \right)^2 \frac{\omega^3}{\omega_{t2}\omega_{t1}^2}. \quad (2.29)$$

Из выражений функции передачи усилителя (2.28) и ее аргумента (2.29) вытекают условия для единичного коэффициента усиления $K_1 = K$ и фазовой компенсации $K_2 = K_1$.

Тогда погрешности коэффициента усиления данной схемы по модулю и по фазе составляют:

$$\Delta K_y(\omega) = \frac{(1+K)^2}{K} \frac{\omega^2}{\omega_{t1}\omega_{t2}}; \quad (2.30)$$

$$\Delta\varphi(\omega) = -\frac{(1+K)^3}{K^2} \frac{\omega^3}{\omega_{t2}\omega_{t1}^2}.$$

Из выражений (2.30) видно что, погрешность по фазе функции передачи скомпенсированного повторителя напряжения является величиной третьего порядка, т.е. фазовый сдвиг значительно уменьшается по сравнению с (2.24).

Наличие на входе ОУ резистивного делителя напряжения приводит к уменьшению входного импеданса общей схемы, что является недостатком данной схемы.

Другой способ фазовой компенсации показан на рисунке 2.17, в такой и аналогичных схемах выполнение условия компенсации зависит от ширины полосы пропускания использованных операционных усилителей.

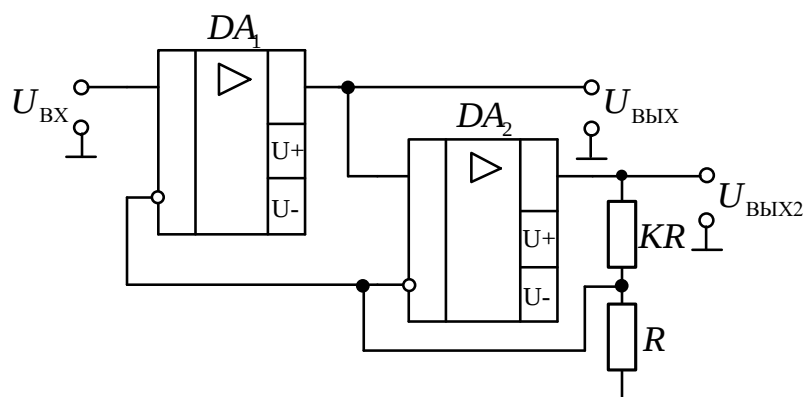


Рисунок 2.17 – Схема повторителя напряжения с фазовой компенсацией

Определим функцию передачи повторителя напряжения, реализованного по данной схеме. Напряжения на входах DA_1 :

$$\begin{aligned} U_{+IN1} &= U_{BX}; \\ U_{-IN1} &= U_{-IN2}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Аналогично, напряжения на входах DA_2 :

$$\begin{aligned} U_{+IN2} &= U_{BYX}; \\ U_{-IN2} &= \frac{U_{BYX2}}{1+K}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

Напряжения на выходах DA_1 , DA_2 :

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}}(p) &= \left(U_{\text{ВХ}} - \frac{U_{\text{ВЫХ2}}}{1+K} \right) \frac{\omega_{t1}}{p}; \\ U_{\text{ВЫХ2}}(p) &= \left(U_{\text{ВЫХ}} - \frac{U_{\text{ВЫХ2}}}{1+K} \right) \frac{\omega_{t2}}{p}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Решая системы уравнения (2.33) относительно $U_{\text{ВЫХ}}$ и $U_{\text{ВХ}}$, получаем функцию передачи схемы повторителя напряжения с фазовой компенсацией:

$$K_y(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}(p) = \frac{(1+K) \frac{p}{\omega_{t2}} + 1}{(1+K) \frac{p^2}{\omega_{t1}\omega_{t2}} + \frac{p}{\omega_{t1}} + 1}. \quad (2.34)$$

Преобразуем передаточную функцию схемы на рисунке 2.17 в частотную область путем замены $p = j\omega$, получаем:

$$\varphi(\omega) = \arg[K_y(j\omega)] \approx \left(\frac{1+K}{\omega_{t2}} - \frac{1}{\omega_{t1}} \right) \omega - (1+K)^2 \frac{\omega^3}{\omega_{t1}\omega_{t2}^2}. \quad (2.35)$$

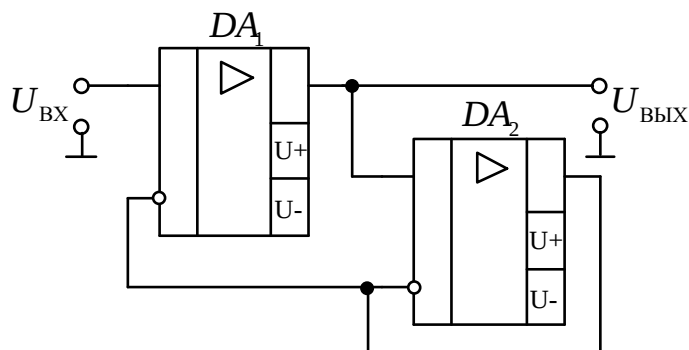
Из выражений функции передачи повторителя напряжения с фазовой компенсацией (2.34) и ее аргумента (2.35) вытекают условия для фазовой компенсации – $\omega_{t2}/\omega_{t1} = 1+K$.

Тогда погрешности коэффициента усиления данной схемы по модули и по фазе составляют:

$$\begin{aligned} \Delta K_y(\omega) &= (\omega/\omega_{t1})^2; \\ \Delta \varphi(\omega) &= -(\omega/\omega_{t1})^3. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Видно что, погрешность по фазе схемы повторителя напряжения с фазовой компенсацией является величиной третьего порядка, т.е. сдвиг по фазе значительно уменьшается. Если операционные усилители идентичны, то условие фазовой компенсации для схемы повторителя сводится к значению $K = 0$, а схема значительно упрощается и принимает вид, показанный на рисунке 2.18.

Для анализа эффективности схемы повторителя напряжения с фазовой компенсацией в схемах следящего питания было проведено схемотехническое моделирование в программе Multisim. Модель схемы следящего питания на



Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики повторителя напряжения с активной обратной связью при использовании двух идентичных операционных усилителей OP285 представлены на рисунке 2.20.

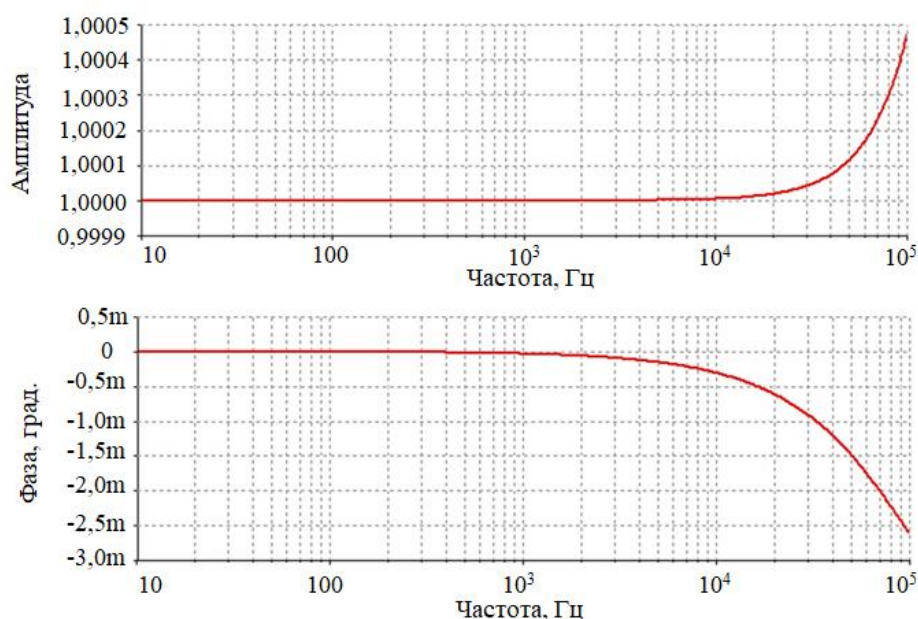


Рисунок 2.20 – АЧХ и ФЧХ схемы следящего питания с фазовой компенсацией

Из зависимостей АЧХ и ФЧХ на рисунке 2.20 видно, что точность модуля коэффициента передачи повторителя повышается, причем сдвиг по фазе значительно уменьшается по сравнению со схемой без фазовой компенсации.

Зависимость выходного напряжения ИУ PGA207 от полученных при моделировании модуля и фазового сдвига коэффициента передачи схемы следящего питания с фазовой компенсацией, рассчитанная по формуле (2.17) при синфазных сигналах $U_X \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В представлены на рисунке 2.21.

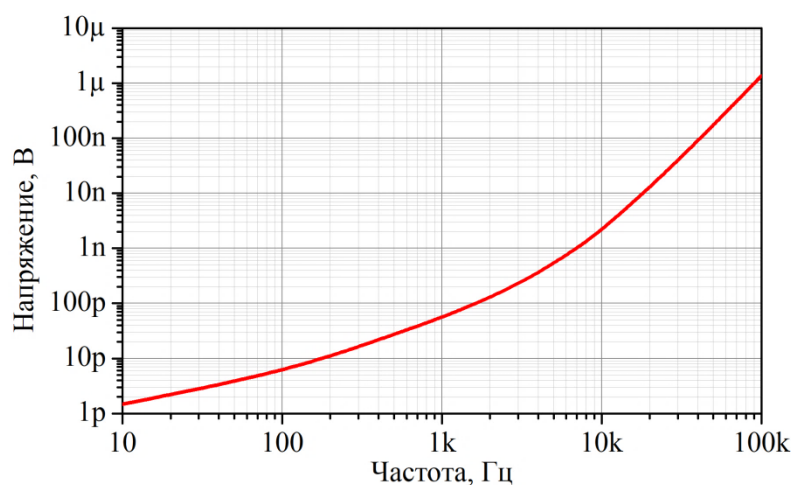


Рисунок 2.21 – Выходное напряжение ИУ при организации следящего питания с фазовой компенсацией

Из данных на рисунке 2.21 следует, что при такой реализации следящего питания разрешающей способности 10 нВ, возможно добиться в диапазоне частот до 20 кГц. Отметим, что при проектировании схем повторителей с фазовой компенсацией требуется учитывать влияния емкостной нагрузки использованных операционных усилителей.

2.5.2 Каскадирование повторителей напряжения

Повысить точность коэффициента передачи повторителя также можно, используя методы аддитивной коррекции на основе каскадирования повторителей (рисунок 2.22) [92, 117, 118].

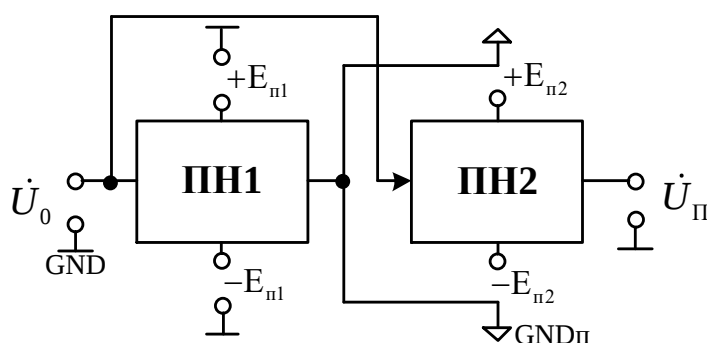


Рисунок 2.22 – Скорректированный повторитель напряжения

В схеме на рисунке 2.22 напряжение на выходе первого повторителя относительно GND:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ.П1}} = \dot{U}_0 \dot{K}_{\text{П1}}. \quad (2.37)$$

Напряжение на входах второго повторителя относительно GND_П:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{+\text{IN2}} &= \dot{U}_0 - \dot{U}_0 \dot{K}_{\text{П1}}; \\ \dot{U}_{-\text{IN2}} &= \dot{U}_{\text{ВЫХ.П2}}. \end{aligned} \quad (2.38)$$

Напряжение на выходе второго повторителя относительно GND_П:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ.П2}} = (\dot{U}_0 - \dot{U}_0 \dot{K}_{\text{П1}}) \dot{K}_{\text{П2}}. \quad (2.39)$$

Выходное напряжение скорректированного повторителя относительно GND:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ.П(К)}} = \dot{U}_0 (\dot{K}_{\text{П1}} + \dot{K}_{\text{П2}} - \dot{K}_{\text{П1}} \dot{K}_{\text{П2}}). \quad (2.40)$$

Следовательно, коэффициент передачи скорректированного повторителя:

$$\dot{K}_{\text{П(К)}} = \dot{K}_{\text{П1}} + \dot{K}_{\text{П2}} - \dot{K}_{\text{П1}} \dot{K}_{\text{П2}}. \quad (2.41)$$

Переходя к комплексным величинам можно записать:

$$\dot{K}_{\text{П(К)}} = K_{\text{П1}} e^{j\varphi_{\text{П1}}} + K_{\text{П2}} e^{j\varphi_{\text{П2}}} - K_{\text{П1}} e^{j\varphi_{\text{П1}}} K_{\text{П2}} e^{j\varphi_{\text{П2}}}. \quad (2.42)$$

Модуль и фаза коэффициента передачи повторителя напряжения при каскадировании будут определяться в соответствии с выражениями [48]:

$$K_{\text{П(К)}} = \sqrt{K_{\text{П1}}^2 + K_{\text{П2}}^2 + K_{\text{П1}}^2 K_{\text{П2}}^2 + 2K_{\text{П1}} K_{\text{П2}} \cos(\varphi_{\text{П1}} - \varphi_{\text{П2}}) - 2K_{\text{П1}}^2 K_{\text{П2}} \cos(\varphi_{\text{П2}}) - 2K_{\text{П1}} K_{\text{П2}}^2 \cos(\varphi_{\text{П1}})}; \quad (2.43)$$

$$\varphi_{\text{П(К)}} = \arctg \frac{K_{\text{П1}} \sin \varphi_{\text{П1}} + K_{\text{П2}} \sin \varphi_{\text{П2}} - K_{\text{П1}} K_{\text{П2}} \sin(\varphi_{\text{П1}} + \varphi_{\text{П2}})}{K_{\text{П1}} \cos \varphi_{\text{П1}} + K_{\text{П2}} \cos \varphi_{\text{П2}} - K_{\text{П1}} K_{\text{П2}} \cos(\varphi_{\text{П1}} + \varphi_{\text{П2}})}.$$

Из полученных формул следует, что при проектировании схем скорректированного повторителя требуется учитывать, как коэффициент передачи по амплитуде, так и фазовый сдвиг входящих повторителей.

Если повторители напряжения идентичны, то модуль коэффициента передачи скорректированного повторителя будет определяться как:

$$K_{\text{П(К)}} = \sqrt{4K_{\text{П}}^2 - 4K_{\text{П}}^3 \cos(\varphi) + K_{\text{П}}^4}. \quad (2.44)$$

Зависимость модуля коэффициента передачи скорректированного повторителя от модуля $K_{\text{П}}$ при нулевом фазовом сдвиге, рассчитанного по формуле (2.44) будет иметь вид, представленный на рисунке 2.23.

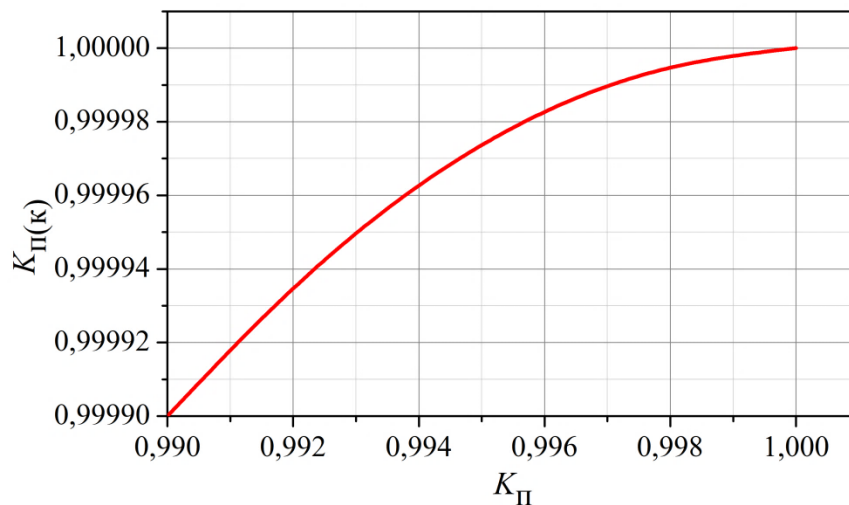


Рисунок 2.23 – Зависимость $K_{\text{П(К)}}$ от $K_{\text{П}}$ при нулевом фазовом сдвиге

Анализ полученной зависимости на рисунке 2.23 показывает, что при использовании двух идентичных повторителей с нулевым фазовым сдвигом, точность коэффициента передачи скорректированного повторителя повышается по сравнению со схемой с одним повторителем.

Погрешность модуля коэффициента передачи скорректированного повторителя [117, 118] определяется по формуле:

$$\gamma_{\Pi(K)} = -\gamma_{\Pi1}\gamma_{\Pi2} + \varphi_{\Pi1}\varphi_{\Pi2}, \quad (2.45)$$

где $\gamma_{\Pi1}$, $\gamma_{\Pi2}$ – погрешности модуля коэффициента передачи повторителей 1 и 2;
 $\varphi_{\Pi1}$, $\varphi_{\Pi2}$ – фазовый сдвиг коэффициента передачи повторителей 1 и 2 (до 0,6 рад).

Из последнего выражения следует, что частотная погрешность модуля коэффициента передачи скорректированного повторителя зависит в основном от фазовых сдвигов входящих повторителей, поскольку для минимально фазовых цепей, а тем более неминимально фазовых, $\varphi_{\Pi} > \gamma_{\Pi}$ [118].

Для анализа частотных характеристик повторителя напряжения при каскадировании проведем схемотехническое моделирование в программе Multisim. Модель, собранная на двух повторителях напряжения, первый с выходным каскадом на транзисторах и второй с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях, представлена на рисунке 2.24.

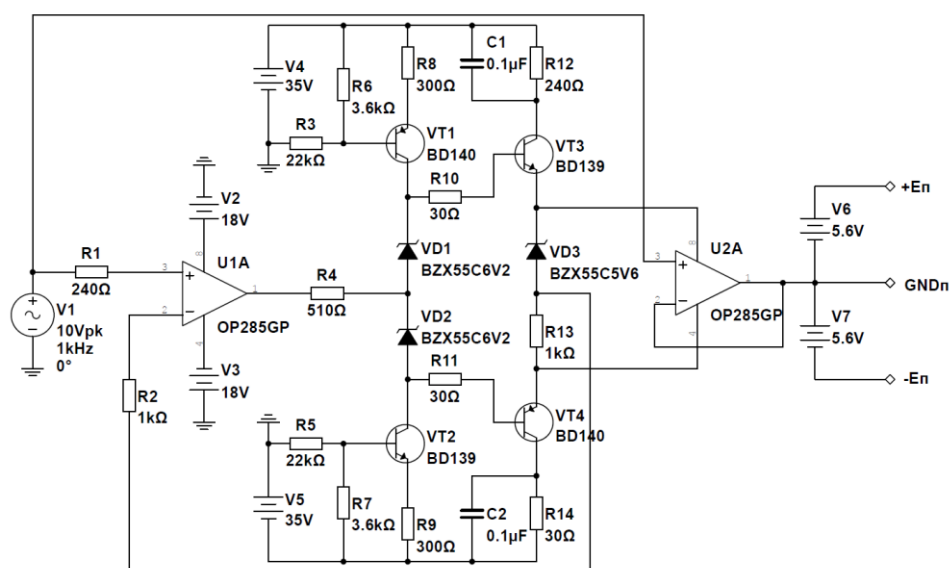


Рисунок 2.24 – Каскадирование повторителя напряжения

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики каскадированного повторителя напряжения, полученные в результате моделирования представлены на рисунке 2.25.

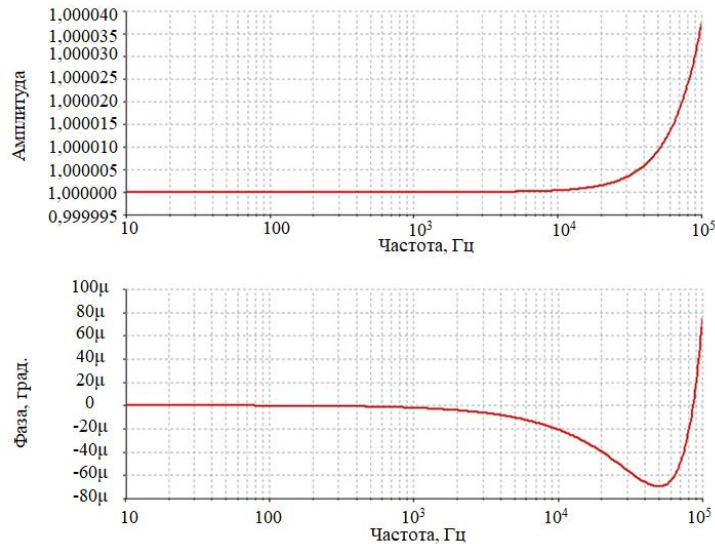


Рисунок 2.25 – АЧХ и ФЧХ каскадированного повторителя напряжения

Из анализа АЧХ и ФЧХ на рисунке 2.25 видно, что точность модуля коэффициента передачи повторителя повышается, причем сдвиг по фазе значительно уменьшается по сравнению со схемой с одним повторителем.

Зависимость выходного напряжения ИУ PGA207 от полученных при моделировании модуля и фазового сдвига коэффициента передачи схемы следящего питания с каскадированием повторителей, рассчитанная по формуле (2.17) при синфазных сигналах $U_x \cos(\omega t) = U_0 \cos(\omega t)$ с амплитудой 10 В представлены на рисунке 2.26.

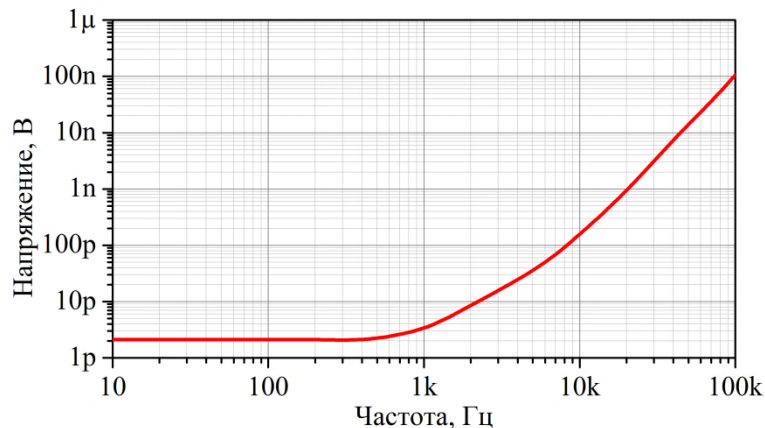


Рисунок 2.26 – Выходное напряжение ИУ при каскадировании повторителей

Из данных на рисунке 2.26 следует, что при такой реализации следящего питания разрешающей способности 10 нВ, возможно добиться в диапазоне частот до 40 кГц, разрешающей способности 100 нВ возможно добиться в диапазоне частот до 100 кГц.

Для экспериментального определения работоспособности схемы следящего питания при каскадировании повторителей была собрана схема эксперимента, представленная на рисунке 2.27.

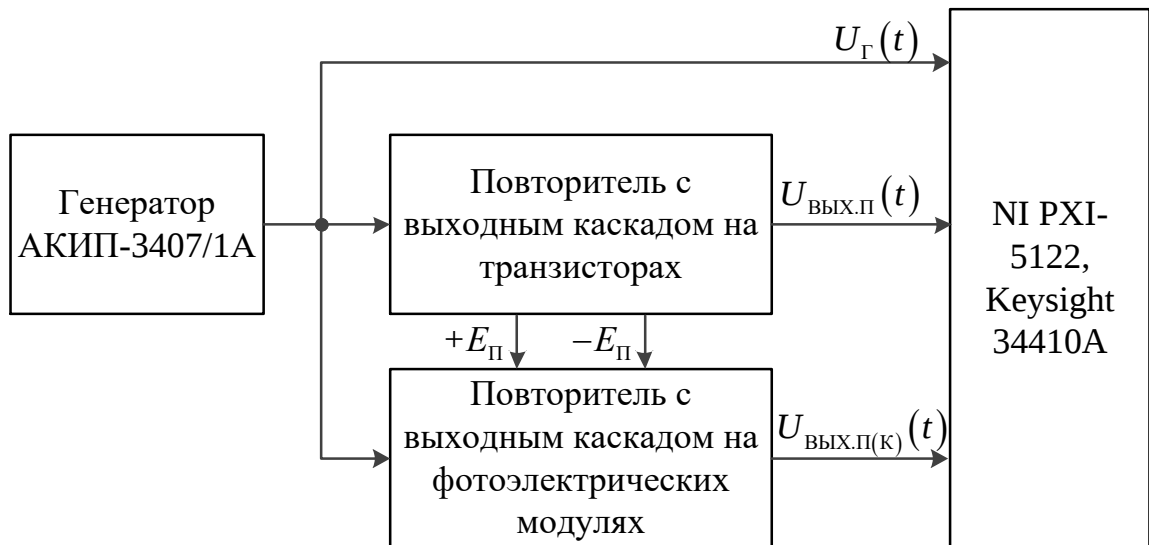


Рисунок 2.27 – Схема для определения частотных характеристик следящего питания при каскадировании повторителей

Измерение фазового сдвига в схеме следящего питания проводилось с помощью платформы PXI-1042Q фирмы National Instruments с модулем PXI-5122 (Двухканальный, 14-битный АЦП с полосой пропускания 100 МГц, и частотой дискретизации 100 МВывб/с). Модуль коэффициента передачи измерялся с помощью цифрового мультиметра Keysight 34410A.

Результаты определения модуля и фазового сдвига коэффициентов передачи на выходах схемы с одним повторителем напряжения и на выходе каскадированного повторителя при различных значениях частоты приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Результаты экспериментального определения модуля и фазового сдвига коэффициента передачи схем слеящего питания

Частота, кГц	$ K_{п} $	$\theta_{п}$, град.	$ K_{п(к)} $	$\theta_{п(к)}$, град.
0,02	1,000048	0,003	0,999952	0,001
0,1	1,000058	0,007	0,999954	0,004
0,4	1,000058	0,008	0,999962	0,005
1	1,000056	0,009	0,999952	0,005
10	1,000066	-0,012	0,999956	0,008
20	1,000106	-0,045	0,999962	-0,022
40	1,000431	-0,114	0,999974	-0,057
60	1,001346	-0,180	0,999936	-0,086
80	1,003344	-0,270	0,999904	-0,105
100	1,006702	-0,357	0,999391	-0,121

АЧХ и ФЧХ схем слеящего питания с одним повторителем и при их каскадировании, полученные экспериментально представлены на рисунке 2.28.

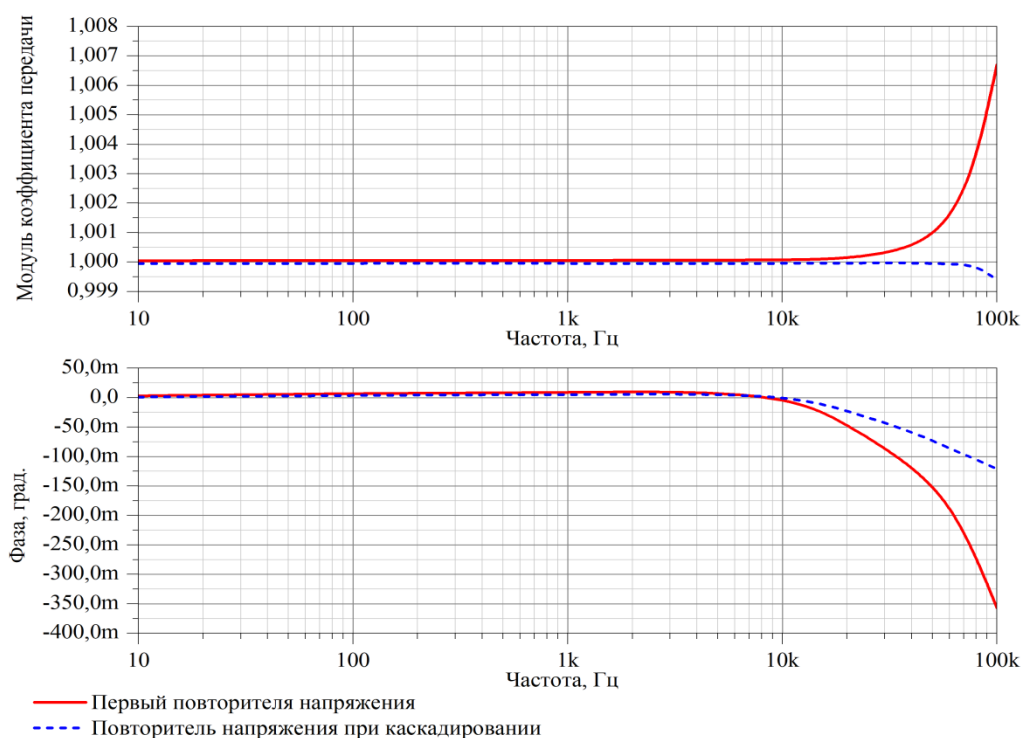


Рисунок 2.28 – Экспериментальные АЧХ и ФЧХ схем слеящего питания

Из анализа АЧХ и ФЧХ на рисунке 2.28 видно, что точность модуля коэффициента передачи повторителя при их каскадировании повышается, причем фазовый сдвиг уменьшается по сравнению со схемой с одним повторителем, особенно при высоких частотах.

В таблице 2.3 приведены значения выходного напряжения ИУ PGA207 при организации следящего питания по схеме с одним повторителем и по схеме каскадирования повторителей, полученные экспериментальным с помощью цифрового синхронного усилителя SR830 фирмы Stanford Research Systems при синфазных входных сигналах амплитудой $10\sqrt{2}$ В.

Таблица 2.3 – Результаты экспериментального определения напряжения на выходе ИУ PGA207 при организации следящего питания

Частота, кГц	$U_{\text{вых.п}}, \text{ В}$	$U_{\text{вых.п(к)}}, \text{ В}$
0,02	$6,25 \cdot 10^{-9}$	$2,78 \cdot 10^{-9}$
0,1	$1,74 \cdot 10^{-8}$	$1,08 \cdot 10^{-8}$
0,4	$4,56 \cdot 10^{-8}$	$2,86 \cdot 10^{-8}$
1	$1,18 \cdot 10^{-7}$	$7,07 \cdot 10^{-8}$
10	$1,28 \cdot 10^{-6}$	$8,51 \cdot 10^{-7}$
20	$7,02 \cdot 10^{-6}$	$3,42 \cdot 10^{-6}$
40	$2,65 \cdot 10^{-5}$	$1,29 \cdot 10^{-5}$
60	$5,53 \cdot 10^{-5}$	$2,43 \cdot 10^{-5}$
80	$1,03 \cdot 10^{-4}$	$3,27 \cdot 10^{-5}$
100	$1,16 \cdot 10^{-4}$	$3,89 \cdot 10^{-5}$

Полученные результаты, приведенные в таблице 2.3 показывают, что при каскадировании повторителей напряжения в схеме организации следящего питания ИУ PGA207 остаточное выходное напряжение ИУ, обусловленное конечным подавлением синфазного сигнала уменьшается по сравнению со схемой с одним повторителем. Из таблицы 2.3 также видно, что существуют отличия полученных данных от результатов моделирования. Эти различия обусловлены отклонениями параметров реальных электронных компонентов от виртуальных в среде в программе Multisim.

Для дополнительного повышения коэффициента подавления синфазного сигнала можно использовать схемы на основе устройств выборки-хранения [119].

Выводы к главе 2

1. Проведен анализ схемотехнических решений по минимизации погрешности от синфазного сигнала в схемах выделения дифференциального сигнала на инструментальных усилителях.

2. Для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала в схемах на инструментальных усилителях и построения синхронного усилителя, обладающего инвариантностью к синфазному сигналу предложено использовать схемы следящего питания на основе каскадного включения повторителей напряжения.
3. Для практической реализации схемы следящего питания предложено выходной каскад для питания инструментального усилителя реализовывать на фотоэлектрических модулях.

ГЛАВА 3

РАЗРАБОТКА ДВУХКАНАЛЬНОГО АНАЛОГОВОГО СИНХРОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Данная глава посвящена разработке двухканального аналогового синхронного усилителя на основе решений, предложенных в главе 2. Приведены схемотехнические решения по реализации отдельных блоков аналогового синхронного усилителя. Проведена экспериментальная оценка характеристик разработанных блоков синхронного усилителя. Определены метрологические характеристики изготовленного двухканального аналогового синхронного усилителя.

3.1 Структурная схема синхронного усилителя

Структурная схема двухканального синхронного усилителя с дифференциальным входом представлена на рисунке 3.1.

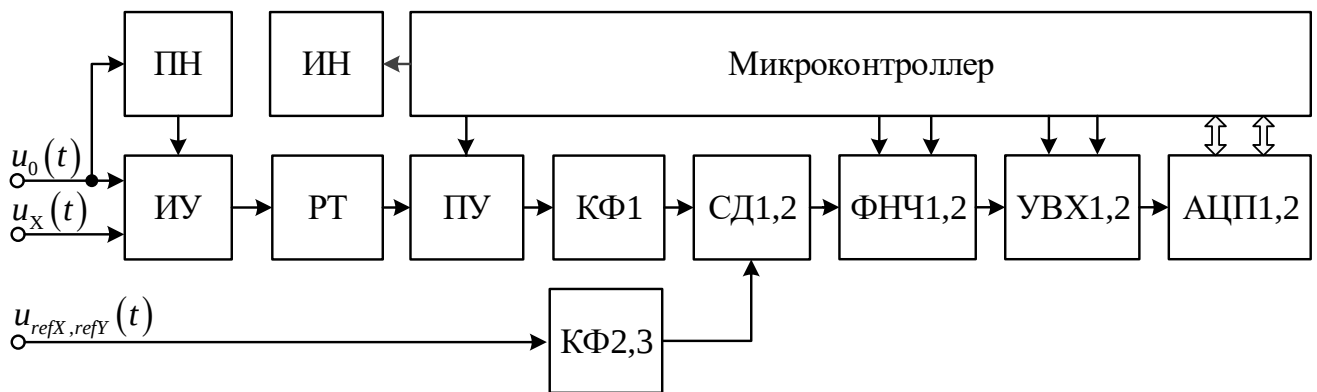


Рисунок 3.1 – Структура двухканального аналогового синхронного усилителя

Синхронный усилитель включает:

- входной инструментальный усилитель (ИУ) со следящим питанием на основе повторителя напряжения (ПН);
- разделительный трансформатор (РТ);
- программируемый трехкаскадный усилитель напряжения (ПУ);
- двухкаскадные фильтры (КФ1, КФ2, КФ3);

- синхронные детекторы (СД1 и СД2);
- фильтры нижних частот (ФНЧ1 и ФНЧ2);
- устройство выборки и хранения (УВХ1 и УВХ2);
- аналогово-цифровые преобразователи (АЦП1 и АЦП2);
- микроконтроллер (МК);
- индикатор (ИН).

Измеряемые напряжения подаются на дифференциальный вход инструментального усилителя ИУ. Разностное напряжение $\Delta u(t)$ с выхода ИУ поступает на программируемый трехкаскадный инструментальный усилитель ПУ через разделительный трансформатор РТ.

Далее выходное напряжение ПУ фильтруется двухкаскадным фильтром КФ1, построенным на основе последовательного соединения фильтров верхних (ФВЧ) и нижних частот. Напряжение с выхода фильтра КФ1 поступает на первые входы первого и второго синхронных детекторов. На вторые входы синхронных детекторов через двухкаскадные фильтры КФ2 и КФ3 поступают опорные синфазное и квадратурное напряжения. Напряжения с выходов синхронных детекторов фильтруются фильтрами нижних частот и оцифровываются АЦП. Затем в микроконтроллере осуществляется вычисление модуля и фазы измеряемого дифференциального напряжения. Результат измерения отображается на индикаторе [120].

В схеме синхронного усилителя предусмотрен режим калибровки измерительных каналов. Для этого применяется УВХ. В режиме калибровки на оба входа инструментального усилителя подаются эталонные напряжения $u_0(t)$, схема УВХ находится в режиме выборки. Затем производится установка нулей за счет перевода схемы УВХ в режиме хранения, показания индикатора обнуляются.

Микроконтроллер также используется для управления коэффициентами усиления программируемого усилителя напряжения, фильтров нижних частот и режимами работы УВХ.

3.2. Расчет и анализ блоков синхронного усилителя

3.2.1 Блок выделения дифференциального сигнала

Блок выделения дифференциального сигнала состоит из двух частей: непосредственно входного инструментального усилителя для выделения разностного напряжения и схемы следящего питания для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала и организации инвариантности к синфазной помехе.

В качестве входного инструментального усилителя было принято решение использовать микросхему PGA207. В указанной микросхеме коэффициент усиления устанавливается посредством цифрового интерфейса, таким образом, отсутствует внешний резистор по цепи регулировки усиления, что повышает точность и стабильность как усиления дифференциального сигнала, так и ослабления синфазного сигнала. При этом микросхема обладает низким входным током (менее 2 пА) и высоким входным сопротивлением.

Для 6 образцов микросхемы PGA207 были проведены экспериментальные исследования коэффициента ослабления синфазного сигнала при коэффициенте усиления дифференциального сигнала $K_d = 10$. Исследования проводились в диапазоне частот от 100 Гц до 100 кГц. Схема включения стандартная ($E_{\Pi} = \pm 15\text{В}$), в соответствии с технической документацией на микросхему PGA207. Для определения коэффициента ослабления синфазного сигнала на оба измерительных входа микросхемы было подано переменное напряжение $u_0(t)$ амплитудой 5 В от генератора сигналов АКИП-3407/1А. Напряжение на выходе микросхемы PGA207 измерялось с помощью синхронного усилителя SR830, на опорный вход которого подавался тот же сигнал, что и на измерительные входы микросхемы PGA207.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала рассчитывался по формуле (3.1):

$$K_{\text{осс}} = 20 \lg \frac{u_0(t)}{\Delta U}. \quad (3.1)$$

Результаты определения коэффициента ослабления синфазного сигнала для 6 образцов микросхемы PGA207 приведены на рисунке 3.2.

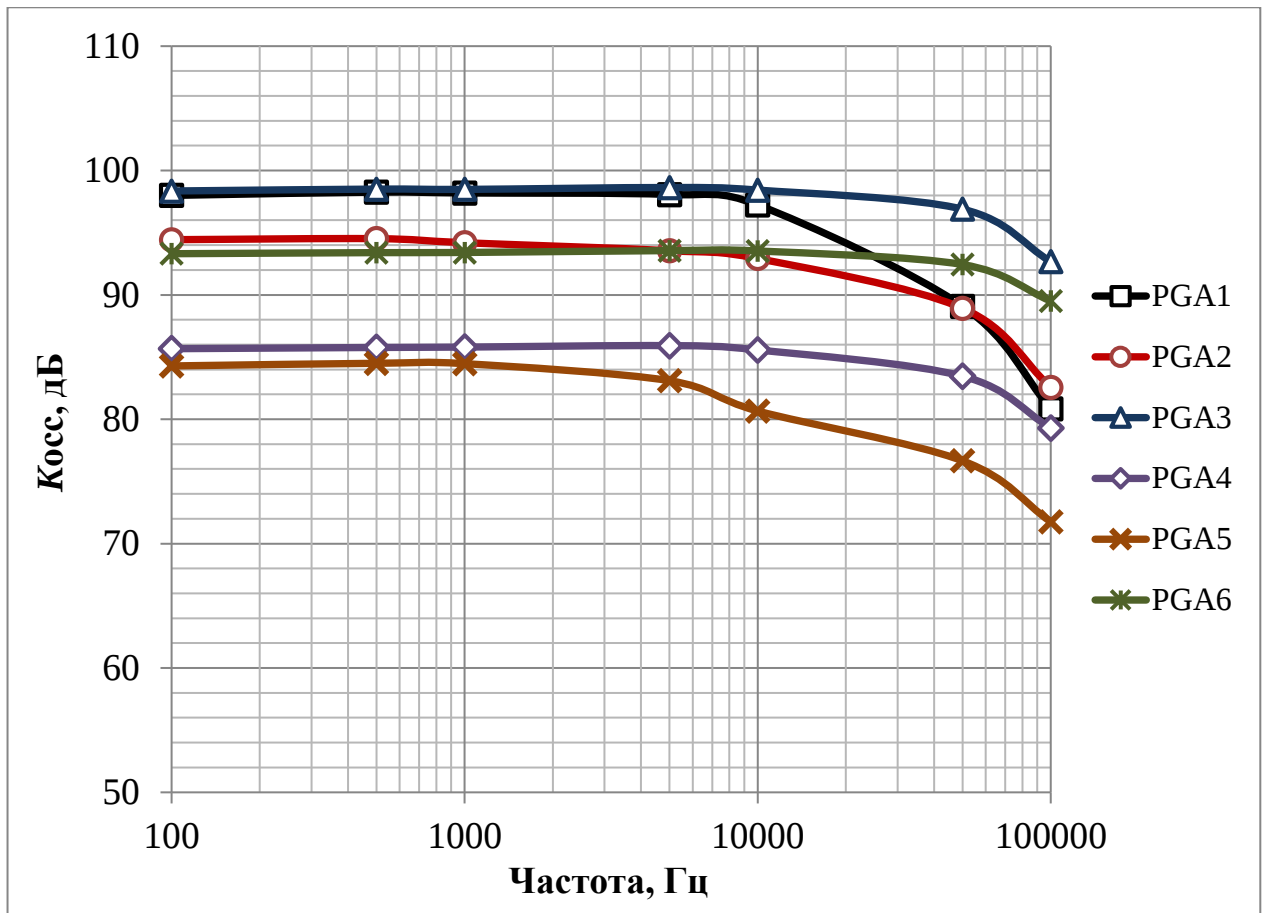


Рисунок 3.2 – Результаты экспериментального определения $K_{\text{осс}}$ микросхем PGA207

Предложенная схема блока выделения дифференциального сигнала, собранная на микросхеме PGA207 изображена на рисунке 3.3. Входы питания и общая точка ИУ подключены к выходам $\pm E_{\text{П}}$ и $\text{GND}_{\text{П}}$ повторителя напряжения, организующего следящее питание за входным синфазным напряжением с целью повышения динамического диапазона сравниваемых напряжений и ослабления влияния входного синфазного напряжения. Выход блока выделения дифференциального сигнала подключен к входу разделительного трансформатора РТ для реализации перехода от общей точки схемы следящего питания в общую землю синхронного усилителя. Входы, задающие коэффициенты усиления инструментального усилителя присоединены к выходу положительного питания

повторителя. Режим работы ИУ по постоянному току обеспечивается резисторами R_2 и R_3 . Коммутация напряжений на входах ИУ осуществляется герконовым реле DIP05-1C90-51L, которым управляет микроконтроллер.

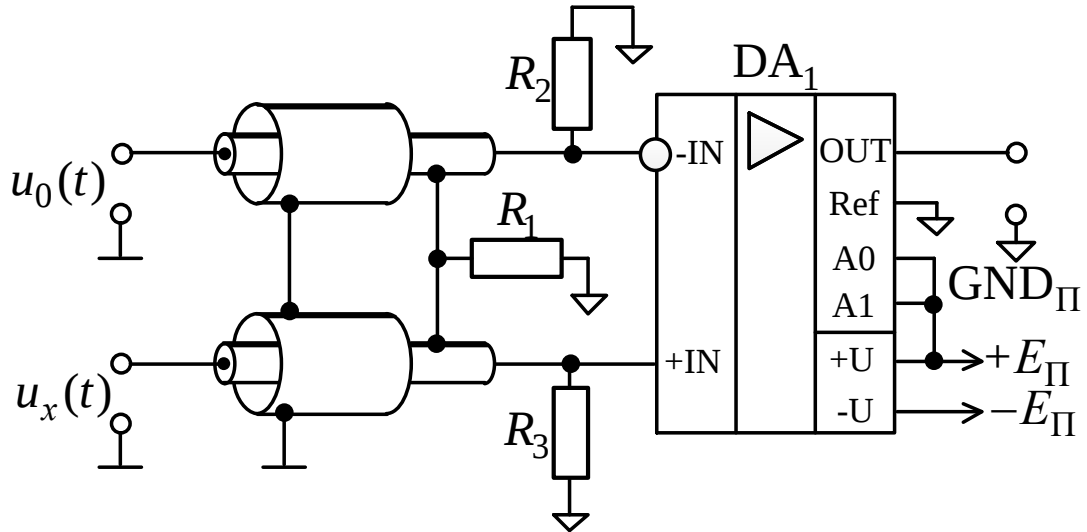


Рисунок 3.3 – Схема блока выделения дифференциального сигнала на ИУ

Для ослабления эффектов емкости кабеля и утечек, сигнальные кабели были помещены в двойной экран: внешний экран является частью внешнего проводника коаксиальной цепи и соединен к общей земле источников сравниваемых сигналов, а внутренний экран соединен с выходом повторителя напряжения через резистор R_1 .

3.2.2 Повторитель напряжения с выходным каскадом на комплементарных транзисторах

Схема следящего питания для схемы вычитания сигналов на ИУ, собранная на операционном усилителе OP285 с выходным каскадом на комплементарных транзисторах [121] представлена на рисунке 3.4. Принцип работы схемы описан в главе 2.

Собранный на печатной плате блок выделения дифференциального сигнала на инструментальном усилителе PGA207 со схемой следящего питания с выходным каскадом на транзисторах представлен на рисунке 3.5.

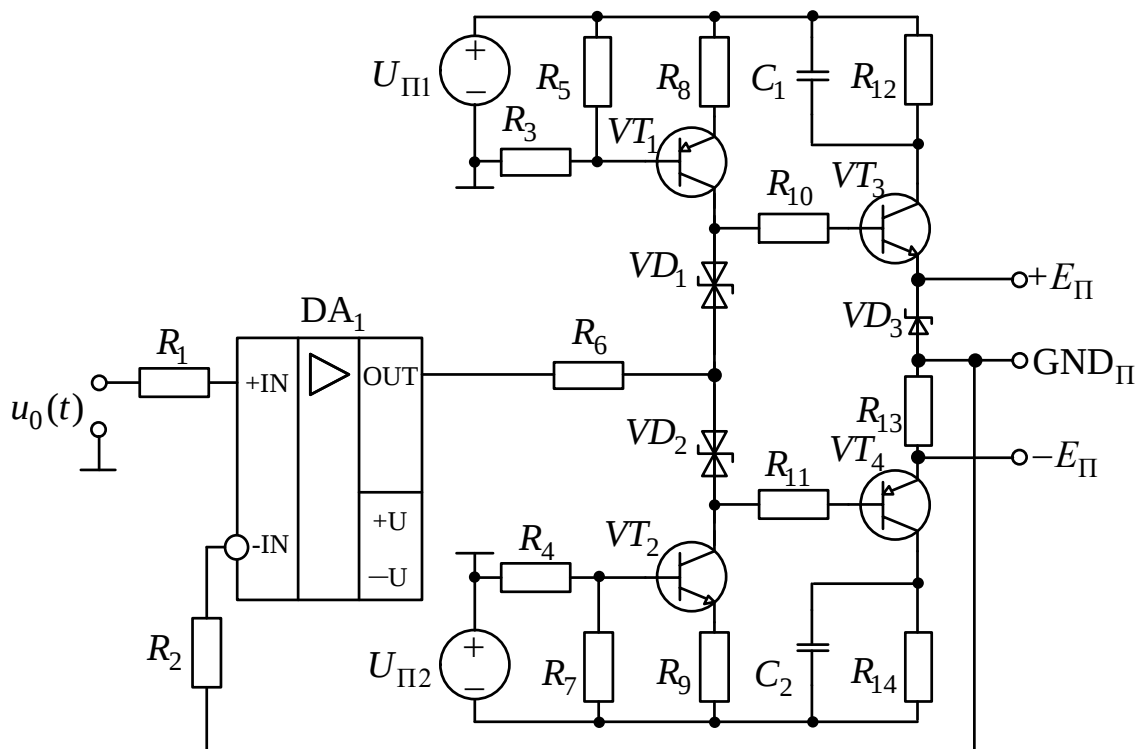


Рисунок 3.4 – Схема следящего питания на повторителе напряжения с выходным каскадом на комплементарных транзисторах

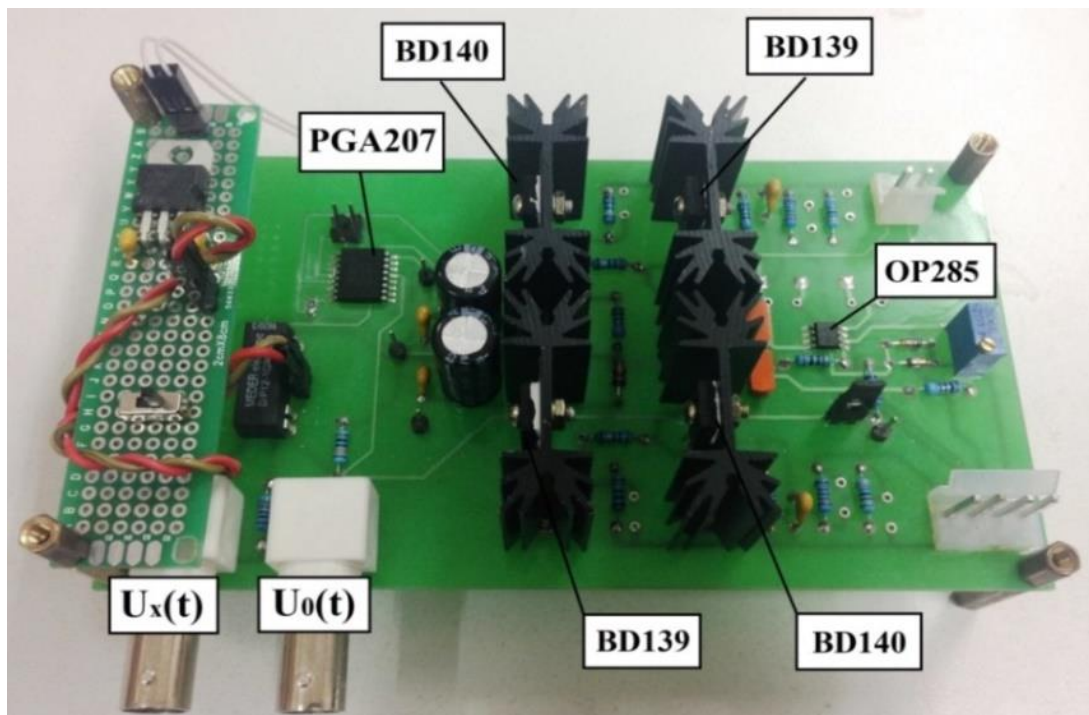


Рисунок 3.5 – Внешний вид печатной платы блока выделения дифференциального сигнала со схемой следящего питания с выходным каскадом на транзисторах

Для изготовленного блока выделения дифференциального сигнала был экспериментально определен коэффициент ослабления синфазного сигнала. Для этого была собрана схема эксперимента, показанная на рисунке 3.6.

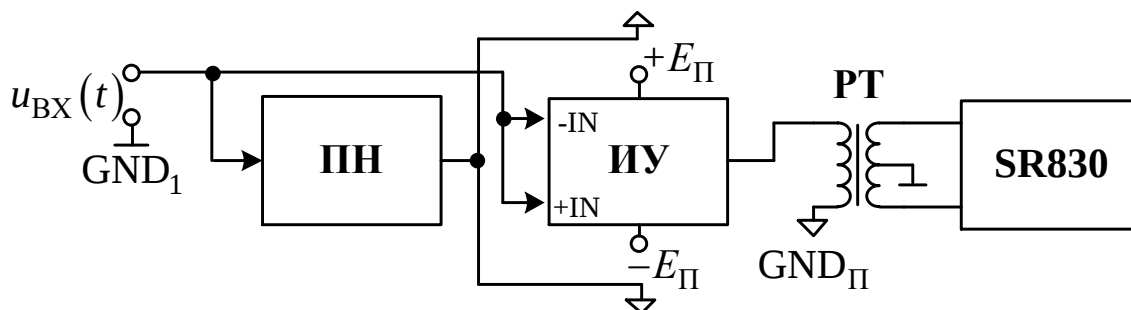


Рисунок 3.6 – Схема определения $K_{\text{ОСС}}$ блока выделения дифференциального сигнала

На оба входа блока выделения дифференциального сигнала подавалось одинаковое напряжение синусоидальной формы с генератора сигналов ГЗ-118 амплитудами $1\sqrt{2}$ В, $5\sqrt{2}$ В, $10\sqrt{2}$ В на частотах 20, 40, 80, 400 Гц и 1, 10, 20, 40, 80, 100 кГц. Напряжение на выходе разделительного трансформатора измерялось с помощью синхронного усилителя SR830. Коэффициент усиления ИУ равен 10, коэффициент передачи разделительного трансформатора равен 2.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала определялся по формуле:

$$K_{\text{ОСС}} = 20 \cdot \lg \left(\frac{U_{\text{С}} \cdot K_{\text{ИУ}} \cdot K_{\text{РТ}}}{\Delta U} \right), \quad (3.2)$$

где $U_{\text{С}}$ – входное синфазное напряжение, В;

$K_{\text{ИУ}}$ – коэффициент усиления инструментального усилителя;

$K_{\text{РТ}}$ – коэффициент передачи разделительного трансформатора.

Полученные значения коэффициента ослабления синфазного сигнала блока выделения дифференциального сигнала при организации следящего питания на повторителе напряжения с выходным каскадом на транзисторах приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Результаты определения $K_{\text{ОСС}}$ блока выделения дифференциального сигнала с выходным каскадом на транзисторах

Частота, кГц	Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ		
	$U_C = 1\sqrt{2} \text{ В}$	$U_C = 5\sqrt{2} \text{ В}$	$U_C = 10\sqrt{2} \text{ В}$
0,02	179,17	183,50	182,44
0,04	175,92	180,93	179,79
0,08	174,66	178,86	178,42
0,4	165,19	162,51	165,64
1	156,22	157,48	157,85
10	134,35	135,26	133,77
20	124,92	125,74	123,41
40	113,67	114,38	111,81
80	101,58	102,08	99,88
100	97,49	97,79	95,36

Из таблицы 3.1 видно, что организация следящего питания для ИУ с помощью повторителя напряжения с выходным каскадом на транзисторах позволяет повысить коэффициент ослабления синфазного сигнала до 100 – 180 дБ в диапазоне частот до 100 кГц.

3.2.3 Повторитель напряжения с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях

Второй вариант схемы следящего питания для схемы вычитания сигналов на ИУ собран также, как и первый вариант, на операционном усилителе ОР285. В качестве выходного каскада схемы применены фотоэлектрические модули (фирма ANGUL, модель Sunpower C60) – рисунок 3.7.

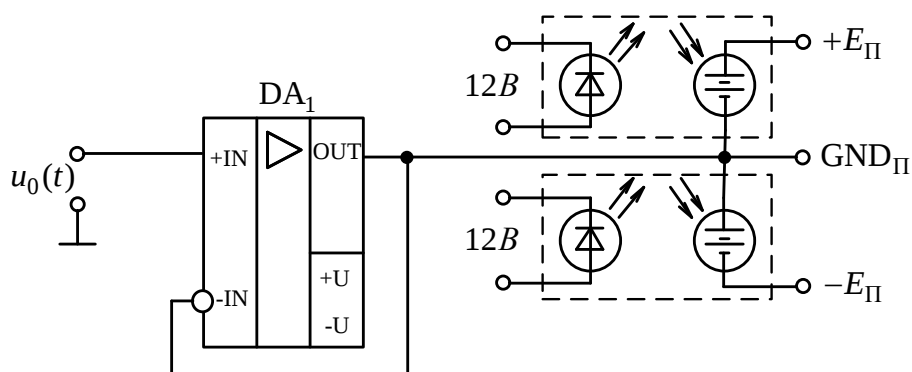


Рисунок 3.7 – Схема следящего питания на повторителе напряжения с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях

Формирование напряжения питания ИУ в данном случае осуществляется фотоэлектрическими модулями, которые были выбраны так, чтобы на их выходе при засвечивании светодиодами присутствовали напряжения 5,6 В. Светодиоды запитаны с помощью отдельного стабилизированного источника постоянного тока с номинальным напряжением +12 В.

Собранный на печатной плате блок выделения дифференциального сигнала на инструментальном усилителе PGA207 со схемой следящего питания с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях представлен на рисунке 3.8.

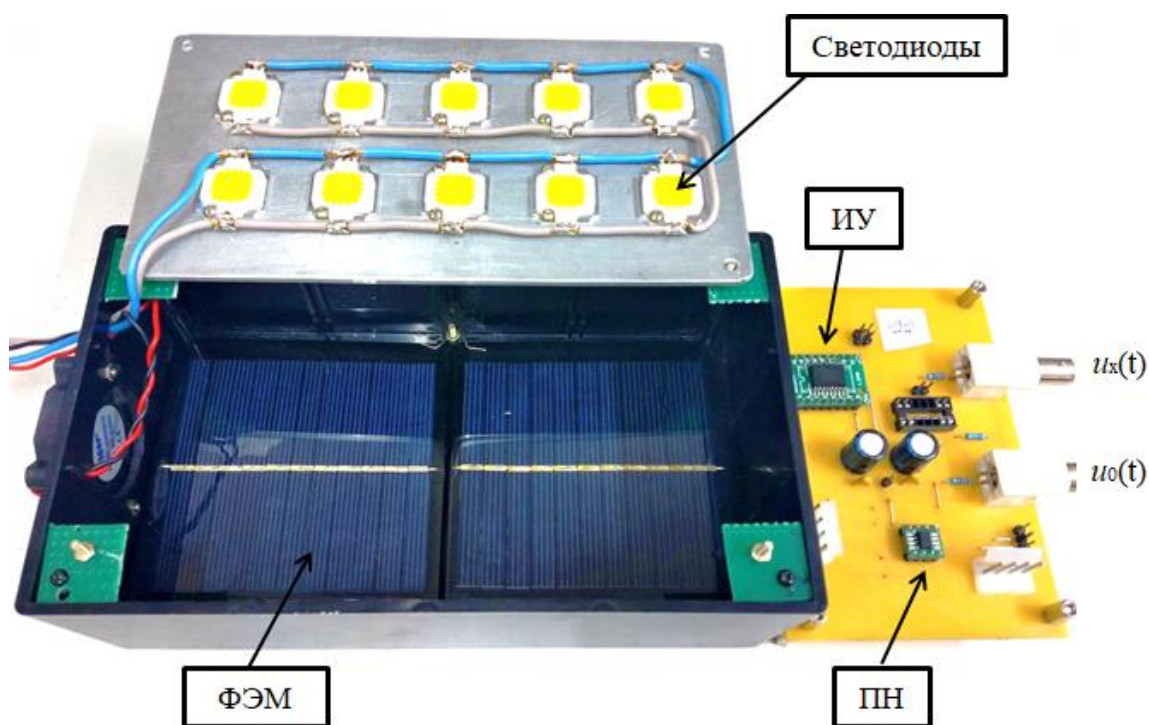


Рисунок 3.8 – Внешний вид печатной платы блока выделения дифференциального сигнала со схемой следящего питания с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях

Для изготовленного блока выделения дифференциального сигнала был экспериментально определен коэффициент ослабления синфазного сигнала. Эксперимент проведен аналогично описанному в разделе 3.2.2 определению коэффициента ослабления синфазного сигнала в схеме следящего питания с выходным каскадом на транзисторах.

Результаты проведения экспериментов приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Результаты определения $K_{\text{ОСС}}$ блока выделения дифференциального сигнала с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях

Частота, кГц	Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ		
	$U_C = 1\sqrt{2}$ В	$U_C = 5\sqrt{2}$ В	$U_C = 10\sqrt{2}$ В
0,02	175,92	176,77	184,08
0,04	175,92	176,42	182,56
0,08	172,04	171,80	176,17
0,4	164,81	163,92	166,83
1	159,79	157,75	158,53
10	133,91	133,80	133,88
20	123,05	122,99	123,07
40	111,38	111,40	111,55
80	99,52	99,51	99,73
100	95,67	95,67	95,81

Для наглядного сравнения эффективности подавления синфазного сигнала в схеме вычитания сигналов на ИУ при организации следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях данные, приведенные в таблицах 3.1 и 3.2 были представлены в виде графиков – рисунок 3.9.

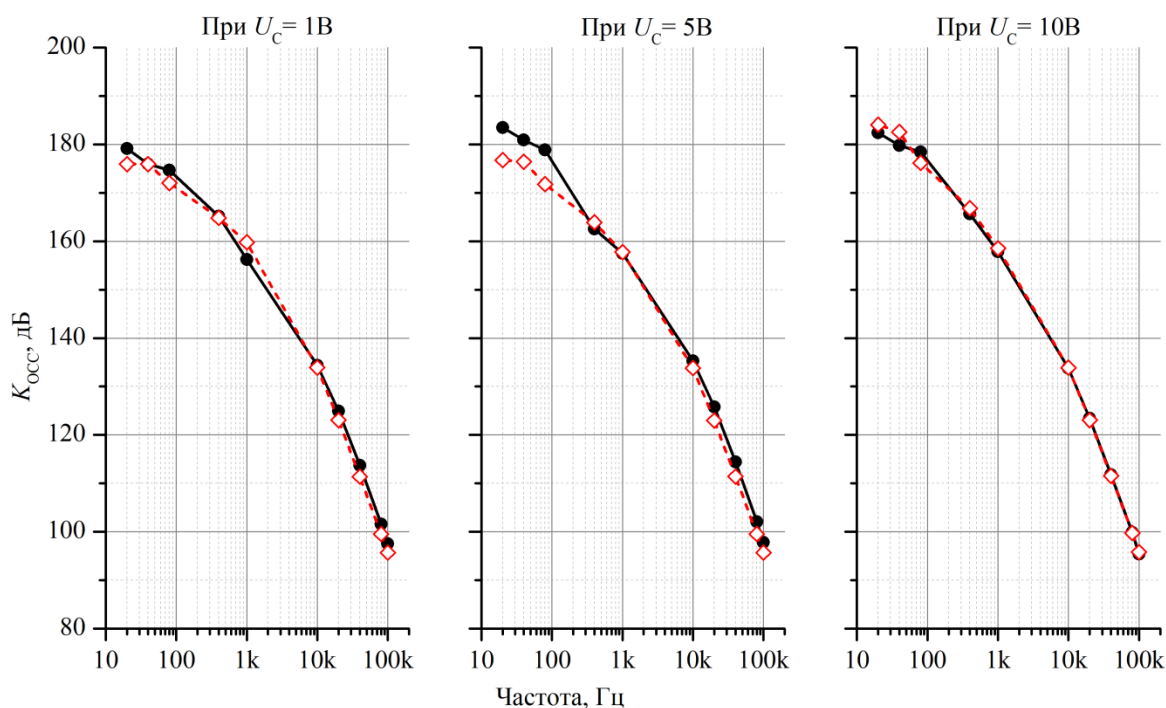


Рисунок 3.9 – Зависимости $K_{\text{ОСС}}$ блока выделения дифференциального сигнала при организации следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на солнечных панелях (сплошная)

Из данных таблицы 3.2 и зависимостей на рисунке 3.9 следует, что организация следящего питания для ИУ с помощью повторителя напряжения с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях позволяет повысить коэффициент ослабления синфазного сигнала до 100 – 180 дБ в диапазоне частот до 100 кГц, аналогично схеме с выходным каскадом на транзисторах.

Таким образом, реализация следящего питания для блока выделения дифференциального сигнала на ИУ по двум схемам дает практически идентичный результат по увеличению коэффициента ослабления синфазного сигнала.

Решение по применению фотоэлектрических модулей в синхронном усилителе защищено патентом РФ на изобретение (Приложение А).

3.2.4 Определение нагрузочной способности повторителей

Для оценки нагрузочной способности разработанных схем повторителей напряжения были проведены измерения их выходных токов, протекающих через имитаторы активной нагрузки (резисторы с сопротивлением R_H), подключенных между общей точкой GND_{Π} и выходами $\pm E_{\Pi}$ (см. рисунок 3.10).

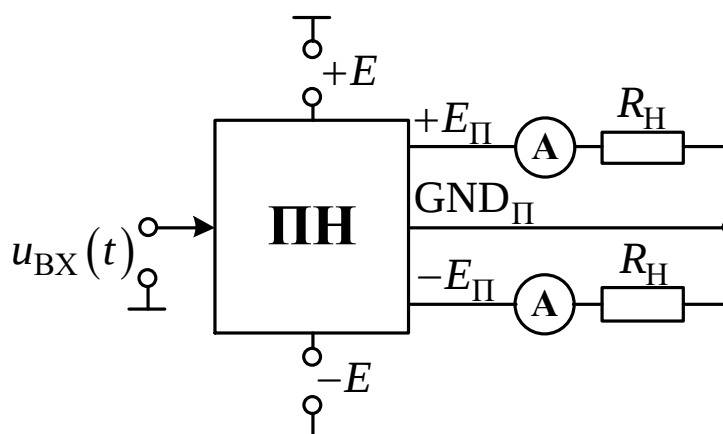


Рисунок 3.10 – Схема определения нагрузочной способности повторителя напряжения

Номинальный ток потребления по питанию инструментального усилителя PGA207 составляет 10 мА [122]. Тогда минимальное значение сопротивления для

имитатора активной нагрузки вычисляется как отношение выходного напряжения повторителя к току потребления по питанию ИУ PGA207 (3.3).

$$R_{H0} = \frac{|E_{II}|}{I_{PGA207}} = \frac{5,6}{0,01} = 560. \quad (3.3)$$

Для оценки максимального рабочего тока с выходов $\pm E_{II}$ повторителей пропорционально уменьшали R_{H0} . Ток через имитаторы нагрузки измеряли с помощью цифрового мультиметра Keysight 34410A.

Результаты оценки нагрузочной способности повторителей напряжения с выходным каскадом на транзисторах и фотоэлектрических модулях приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – Выходные токи повторителя напряжения

R_H , Ом	Расчетный ток $I_{\text{потр.}}$, мА	Транзисторный каскад		Фотоэлектрический каскад	
		$I_{-E_{II}}$, мА	$I_{+E_{II}}$, мА	$I_{-E_{II}}$, мА	$I_{+E_{II}}$, мА
R_{H0}	10	10,1	10,0	10,0	10,5
$R_{H0}/2$	20	20,1	19,8	19,5	20,6
$R_{H0}/3$	30	29,9	29,9	-	-
$R_{H0}/4$	40	39,5	39,9	-	-
$R_{H0}/5$	50	49,0	49,7	-	-
$R_{H0}/6$	60	58,3	59,3	-	-
$R_{H0}/7$	70	67,7	68,9	-	-
$R_{H0}/8$	80	76,9	78,6	-	-
$R_{H0}/9$	90	-	-	-	-
$R_{H0}/10$	100	-	-	-	-

Из данных в таблице 3.3 следует, что повторитель напряжения с выходным каскадом на транзисторах имеет пятикратный запас по мощности для питания ИУ PGA207, повторитель напряжения с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях имеет двукратный запас по мощности.

3.2.5 Разделительный трансформатор

Переход от общей точки схемы следящего питания для ИУ на общую точку (нулевой потенциал) синхронного усилителя осуществляется через разделительный трансформатор.

Разделительный трансформатор представляет собой тороидальный трансформатор, намотанный на ферритовом сердечнике серии 2000НМ, с номинальным коэффициентом трансформации равным 2. В результате расчета параметров трансформатора было получено количество витков первичной обмотки равно 100, а вторичной – 200, со средней точкой.

Первичная обмотка трансформатора подключается между выходом ИУ PGA207 и средней точкой повторителя напряжения $GND_{П}$. Средняя точка вторичной обмотки подключается к общей точке синхронного усилителя, крайние точки вторичной обмотки подключаются к неинвертирующему и инвертирующему входам трехкаскадного программируемого усилителя.

После изготовления разделительного трансформатора, с помощью измерителя RLC APPA 703, были определены его электрические параметры, приведённые в таблице 3.4.

Таблица 3.4 – Результаты определения параметров разделительного трансформатора

f , кГц	Первичная обмотка			Вторичная обмотка		
	R , Ом	L , мГн	C , мкФ	R , Ом	L , мГн	C , мкФ
0	0,55	-	-	1,01	-	-
0,1	0,69	22,18	114,39	1,91	86,57	27,57
0,12	0,72	22,20	79,36	2,17	86,23	19,24
1	2,13	21,71	1,17	6,59	80,76	0,29
10	10,53	22,11	$11,46 \cdot 10^{-3}$	34,96	81,97	$2,87 \cdot 10^{-3}$
100	75,02	4,757	$5,33 \cdot 10^{-4}$	295,4	21,59	$1,33 \cdot 10^{-4}$

Для экспериментального определения коэффициента трансформации первичная обмотка разделительного трансформатора подключалась к генератору напряжения ГЗ-118 через индуктивный делитель ДИ-3, на генераторе ГЗ-118 устанавливали фиксированное выходное напряжение $10\sqrt{2}$ В частотой 20 Гц, которое ослабляли индуктивным делителем напряжения до значений $1\sqrt{2}$ мВ и $10\sqrt{2}$ мВ. Напряжение на выходе вторичной обмотки трансформатора измеряли с помощью цифрового мультиметра Keysight 34410A. Коэффициент трансформации определяли в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц. Результаты определения коэффициента трансформации приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Результаты определения коэффициента трансформации

$f, \text{кГц}$	При $U_{\text{ВХ}} = 1\sqrt{2} \text{ мВ}$		При $U_{\text{ВХ}} = 10\sqrt{2} \text{ мВ}$	
	$K_{\text{ПТ}}$	$\gamma, \%$	$K_{\text{ПТ}}$	$\gamma, \%$
0,02	1,96990	1,51	1,96308	1,85
0,04	1,99487	0,26	1,98908	0,55
0,08	2,00202	0,10	1,99655	0,17
0,1	2,00237	0,12	1,99761	0,12
0,2	2,00354	0,18	1,99868	0,07
0,4	2,00419	0,21	1,99930	0,03
0,8	2,00520	0,26	1,99921	0,04
1	2,00447	0,22	1,99951	0,02
2	2,00474	0,24	1,99925	0,04
4	2,00703	0,35	1,99934	0,03
8	2,00495	0,25	2,00030	0,02
10	2,00494	0,25	1,99955	0,02
20	2,00413	0,21	1,99976	0,01
40	2,00736	0,37	2,00108	0,05
80	2,01229	0,61	2,00517	0,26
100	2,01725	0,86	2,00898	0,45

Из результатов, приведенных в таблице 3.5 видно, что в рабочем диапазоне частот коэффициент трансформации разделительного трансформатора близок к расчетному значению. Наличие отклонения коэффициента трансформации обусловлено зависимостью индуктивных сопротивлений обмоток от частоты и свойствами материала сердечника, при этом относительное отклонение коэффициента трансформации разделительного трансформатора не превышает 2 % на частоте 20 Гц и 1 % в остальном рабочем диапазоне частот.

3.2.6 Программируемый трехкаскадный усилитель

Для усиления дифференциального сигнала с выхода разделительного трансформатора был спроектирован трехкаскадный программируемый усилитель напряжения с дифференциальным входом. Программируемый трехкаскадный усилитель построен по схеме последовательного включения трех инструментальных усилителей PGA207. Неинвертирующий и инвертирующий входы первого ИУ подключены к крайним точкам разделительного трансформатора относительно средней точки (общая земля синхронного усилителя), а выход первого ИУ через реле подключен к неинвертирующему

входу второго ИУ, при этом инвертирующий вход второго ИУ подключен к общей земле синхронного усилителя. Третий ИУ подключен ко второму идентично, см. рисунок 3.11.

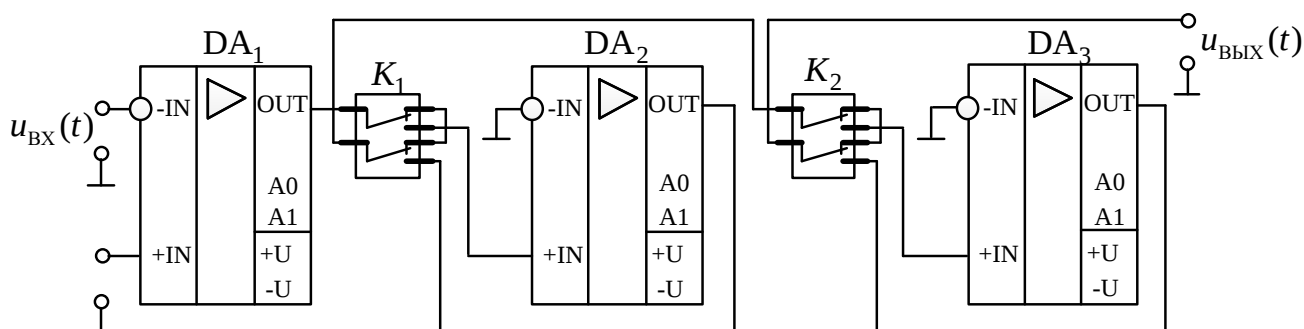


Рисунок 3.11 – Схема программируемого трехкаскадного инструментального усилителя

Такая реализация позволяет усиливать дифференциальный сигнал в $10^1, 10^2, 10^3$ раз, при этом наличие реле позволяет минимизировать шумы ИУ, вносящие погрешность в итоговый результат, так как дифференциальный сигнал не проходит через неиспользуемые для усиления ИУ.

Программирование коэффициента усиления ведется микроконтроллером за счет изменения двухразрядного кода на входах A1, A0 ИУ.

Для изготовленного трехкаскадного программируемого усилителя напряжения была определена погрешность коэффициента усиления в диапазоне частот от 0,01 до 100 кГц. Для этого на вход программируемого усилителя подавали напряжения синусоидальной формы амплитудами $1\sqrt{2}$ мВ и $9\sqrt{2}$ мВ с выхода генератора сигналов специальной формы АКИП – 3407/4А, напряжение на выходе усилителя измеряли с помощью синхронного усилителя SR830.

Коэффициенты усиления инструментальных усилителей, входящих в состав программируемого усилителя, устанавливали согласно таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Коэффициенты усиления программируемого усилителя

$K_{пу}$	$K_{иу1}$	$K_{иу2}$	$K_{иу3}$
10	10	отключен	отключен
100	10	10	отключен
1000	10	10	10

Результаты определения погрешности коэффициента усиления приведены в таблицах 3.7 и 3.8.

Таблица 3.7 – Результаты определения погрешности коэффициента усиления при усилении напряжения амплитудой $1\sqrt{2}$ мВ

f , кГц	$ K_{иу1} $	$ K_{иу12} $	$ K_{иу123} $	$\gamma_{иу1}$, %	$\gamma_{иу12}$, %	$\gamma_{иу123}$, %
0,01	9,99588	99,84555	996,18950	0,041	0,154	0,381
0,02	9,98265	99,62245	994,08163	0,174	0,378	0,592
0,04	9,99282	99,79490	995,69231	0,072	0,205	0,431
0,08	9,94721	99,20810	990,05076	0,528	0,792	0,995
0,1	9,96748	99,45123	992,17480	0,325	0,549	0,783
0,2	9,96138	99,40043	992,17480	0,386	0,600	0,783
0,4	9,96640	99,41962	992,56619	0,336	0,580	0,743
0,8	9,95918	99,33675	991,73469	0,408	0,663	0,827
1	9,94592	99,24487	990,20408	0,541	0,755	0,980
2	9,94388	99,21427	990,10204	0,561	0,786	0,990
4	10,0010	99,87719	996,51996	0,010	0,123	0,348
8	9,96217	99,40702	991,71779	0,378	0,593	0,828
10	9,92159	99,02243	987,27088	0,784	0,978	1,273
20	9,94581	99,17176	989,05930	0,542	0,828	1,094
40	9,93756	99,04806	986,48925	0,624	0,952	1,351
80	9,84049	97,48462	968,50716	1,595	2,515	3,149
100	9,78476	96,48820	956,02472	2,152	3,512	4,398

Таблица 3.8 – Результаты определения погрешности коэффициента усиления при усилении напряжения амплитудой $9\sqrt{2}$ мВ

f , кГц	$ K_{иу1} $	$ K_{иу12} $	$ K_{иу123} $	$\gamma_{иу1}$, %	$\gamma_{иу12}$, %	$\gamma_{иу123}$, %
0,01	9,97936	99,84469	998,00244	0,206	0,155	0,200
0,02	9,98034	99,84452	997,89006	0,197	0,155	0,211
0,04	9,98157	99,84455	997,89006	0,184	0,155	0,211
0,08	9,98023	99,84452	997,89006	0,198	0,155	0,211
0,1	9,97890	99,83341	997,66822	0,211	0,167	0,233
0,2	9,98112	99,84454	997,88959	0,189	0,155	0,211
0,4	9,98023	99,84452	997,88959	0,198	0,155	0,211
0,8	9,98089	99,84443	998,00044	0,191	0,156	0,200
1	9,98089	99,84443	998,00044	0,191	0,156	0,200
2	9,98100	99,84443	998,11153	0,190	0,156	0,189
4	9,97967	99,83333	997,88959	0,203	0,167	0,211
8	9,97900	99,82223	997,44501	0,210	0,178	0,255
10	9,97767	99,80005	997,33393	0,223	0,200	0,267
20	9,97300	99,71115	995,88843	0,270	0,289	0,411
40	9,95423	99,37786	990,77983	0,458	0,622	0,922
80	9,88286	98,11071	971,4381	1,171	1,889	2,856
100	9,83215	97,20614	958,59305	1,679	2,794	4,141

Из данных в таблицах 3.7 и 3.8 следует, что для первого ИУ максимальная погрешность не превышает 2,2 %, для второго ИУ максимальная погрешность не превышает 3,5 % и для третьего ИУ максимальная погрешность не превышает 4,4 %. Следует отметить, что погрешность на частотах менее 40 кГц значительно меньше полученных максимальных значений, характерных для частотных точек 80 и 100 кГц.

3.2.7 Двухкаскадный фильтр

Для устранения влияния сверхнизкочастотных и высокочастотных помех в дифференциальном сигнале был спроектирован двухкаскадный фильтр, представляющий собой последовательное включение фильтров верхних и нижних частот. Двухкаскадный фильтр включен последовательно между выходом программируемого усилителя и сигнальным входом синхронного детектора.

Фильтр верхних частот обеспечивает удаление низкочастотной составляющей, которая с большой степенью вероятности может характеризоваться низкочастотными помехами и напряжениями смещения схем предыдущих каскадов. В то время фильтр нижних частот подавляет высокочастотные составляющие сигналов.

Схема двухкаскадного фильтра представлена на рисунке 3.12.

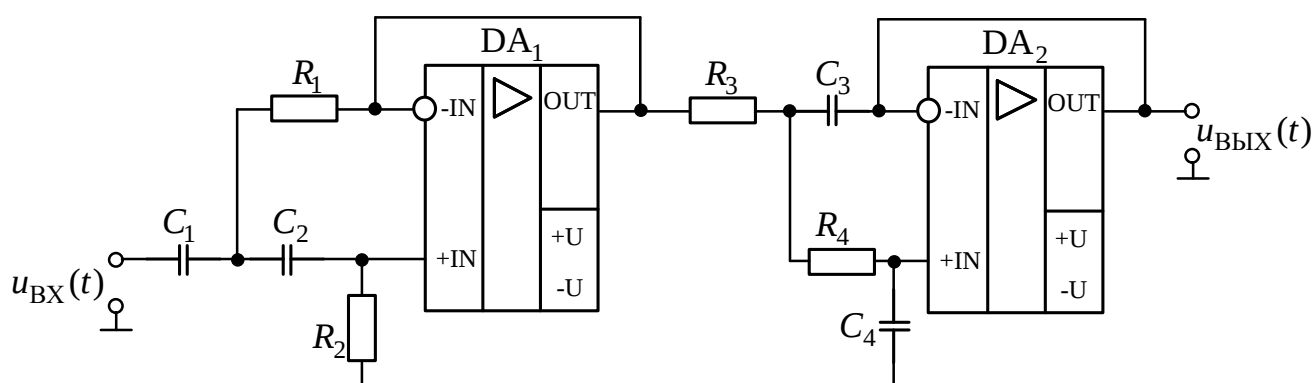


Рисунок 3.12 – Схема двухкаскадного фильтра

Фильтр рассчитывался таким образом, чтобы обеспечить максимальную линейность в рабочем диапазоне частот от 0,02 до 100 кГц как по амплитуде, так и по фазе.

Первый каскад двухкаскадного фильтра представляет собой ФВЧ Бесселя второго порядка. Передаточная функция ФВЧ второго порядка в общем случае имеет вид [121]:

$$K(p_n) = \frac{K_\infty}{1 + \frac{a_1}{p_n} + \frac{b_1}{p_n^2}}, \quad (3.4)$$

где K_∞ – коэффициент усиления при частоте $f \rightarrow \infty$;

a_1 и b_1 – положительные действительные коэффициенты;

$p_n = p/\omega_c$ – нормированная комплексная частотно-зависимая переменная;

ω_c – частота среза.

Характеристика ФВЧ аппроксимируется фильтрами Бесселя, обладающими оптимальной переходной характеристикой с очень малым положительным выбросом [91]. Тогда для ФВЧ Бесселя второго порядка, коэффициенты принимают следующие значения: $a_1 = 1,3617$, $b_1 = 0,6180$ [88].

ФВЧ собран на операционном усилителе ОР285 и представляет собой фильтр с одной петлей положительной обратной связи с единичным коэффициентом усиления (рисунок 3.12). Положительная обратная связь обусловлена наличием сопротивления R_1 . Передаточная функция фильтра описывается следующим выражением:

$$K(p) = \frac{1}{1 + \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2 p} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}}. \quad (3.5)$$

Для упрощения расчетов выбраны $C_1 = C_2 = C = 20$ мкФ. С учетом коэффициентов в уравнении (3.4) получаем следующие расчетные формулы:

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{\pi f_{c1} C a_1} = \frac{1}{\pi \cdot 0,1 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 1,3617} = 116,9 (\text{кОм}); \\ R_2 &= \frac{a_1}{4\pi f_{c1} C b_1} = \frac{1}{\pi \cdot 0,1 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 1,3617} = 87,7 (\text{кОм}). \end{aligned} \quad (3.6)$$

Из ряда сопротивления E24 выбраны $R_1 = 100$ кОм, $R_2 = 133$ кОм.

Второй каскад двухкаскадного фильтра представляет собой ФНЧ Бесселя второго порядка, для которого передаточная функция в общем случае имеет вид:

$$K(p_n) = \frac{K_0}{1 + a_1 p_n + b_1 p_n^2}, \quad (3.7)$$

где K_0 – коэффициент усиления напряжения при частоте $f = 0$.

ФНЧ также собран на операционном усилителе ОР285. Положительная обратная связь осуществлялась через конденсатор C_3 . Передаточная функция фильтра описывается следующим выражением:

$$K(p) = \frac{1}{1 + C_4(R_3 + R_4)p + R_3 R_4 C_3 C_4 p^2}. \quad (3.8)$$

Для определения параметров ФНЧ, C_4 задан равным 27 пФ, тогда условие для расчета емкости C_3 :

$$C_3 \geq C_4 \frac{4b_1}{a_1^2} = 27(n\Phi) \cdot \frac{4 \cdot 0,6180}{1,3617^2} = 36(n\Phi). \quad (3.9)$$

Зная коэффициенты фильтра и значения емкости конденсаторов C_3 и C_4 , получим:

$$R_3 = R_4 = \frac{a_1 C_3 \mp \sqrt{a_1^2 C_3^2 - 4b_1 C_3 C_4}}{4\pi f_{c2} C_3 C_4}. \quad (3.10)$$

Для рассчитываемой частоты среза $f_{c2} = 4$ МГц, $R_3 = 992,2$ Ом, $R_4 = 1014$ Ом. Из ряда сопротивления E24 выбраны $R_3 = R_4 = 1$ кОм.

Для изготовленного двухкаскадного фильтра была определена амплитудно-частотная характеристика и погрешность коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот и напряжений.

Определение амплитудно-частотной характеристики в диапазоне частот от 0 до 10 МГц при фиксированном значении напряжения синусоидальной формы амплитудой $1/\sqrt{2}$ В на входе фильтра проводили с помощью генератора сигналов специальной формы АКИП – 3407/4А, амплитуды напряжений на входе и выходе фильтра измеряли с помощью 12-битного осциллографа АКИП 4122/10.

Результаты измерения входного и выходного напряжений и рассчитанный коэффициент передачи приведены в таблице 3.9.

Таблица 3.9 – Результат определения коэффициента передачи двухкаскадного фильтра

f , кГц	$U_{вх}$, В	$U_{вых}$, В	$ K_{п.кф} $
0,0001	1,014	0,625	0,617
0,0002	1,002	0,875	0,873
0,001	0,998	0,990	0,992
0,01	1,073	1,073	1,000
0,02	1,084	1,084	1,000
0,04	1,017	1,017	1,000
0,08	0,999	0,999	1,000
0,1	1,008	1,008	1,000
0,2	0,993	0,993	1,000
0,4	0,993	0,993	1,000
0,8	0,992	0,992	1,000
1	1,005	1,005	1,000
2	0,992	0,992	1,000
4	0,993	0,993	1,000
8	0,992	0,992	1,000
10	1,005	1,005	1,000
20	0,992	0,92	1,000
40	0,993	0,993	1,000
80	0,996	0,996	1,000
100	1,009	1,009	1,000
200	1,005	1,005	1,000
400	1,002	1,005	1,003
500	1,018	1,023	1,005
800	0,997	1,015	1,019
1000	1,001	1,035	1,034
2000	1,002	1,122	1,120
3000	1,005	0,669	0,666
4000	1,002	0,314	0,314
5000	1,003	0,172	0,171
6000	1,003	0,102	0,101
7000	1,005	0,062	0,062
8000	1,009	0,040	0,040
9000	1,006	0,027	0,027
10000	1,008	0,019	0,018

Для более наглядного представления полученных результатов были построены АЧХ, полученная в результате моделирования схемы двухкаскадного фильтра в среде Multisim и АЧХ, полученная по результатам экспериментальных измерений – рисунок 3.13.

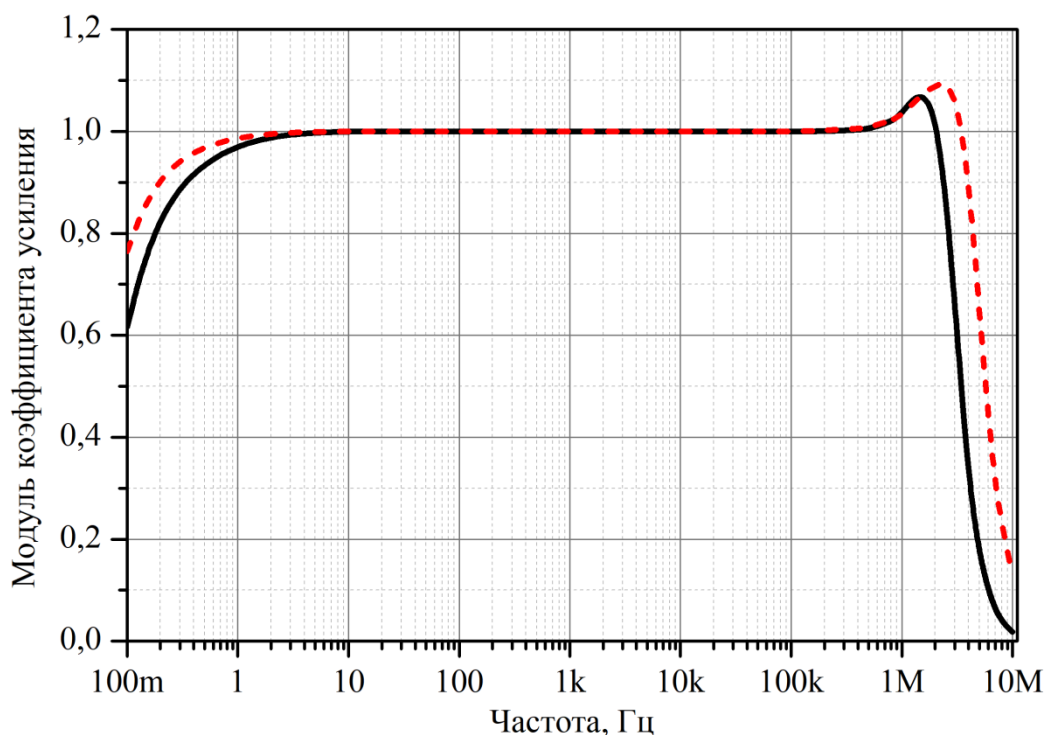


Рисунок 3.13 – Амплитудно-частотные характеристики двухкаскадного фильтра:
пунктирная – результат моделирования, сплошная – результат эксперимента

Анализ данных, приведенных в таблице 3.9 и зависимостей на рисунке 3.13 показывает, что в рассматриваемом диапазоне частот, АЧХ изготовленной схемы и АЧХ модели практически идентичны.

Для реализованной схемы двухкаскадного фильтра была проведена оценка погрешности коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот. Для этого на вход схемы фильтра подавалось напряжение амплитудой $0,1\sqrt{2}$ мВ с помощью генератора сигналов специальной формы АКИП – 3407/4А, напряжение на выходе схемы измерялось с помощью синхронного усилителя SR380. Таким образом проводился анализ работы схемы при минимальном напряжении. Результаты измерений и расчета погрешности приведены в таблице 3.10.

Для оценки погрешности при максимальном напряжении на входе фильтра амплитудой $8\sqrt{2}$ В, напряжение подавалось с помощью генератора сигналов ГЗ-118, выходное напряжение измерялось с помощью цифрового мультиметра Keysight 34410А. Результаты измерений и расчета погрешности приведены в таблице 3.11.

Таблица 3.10 – Результаты определения погрешности коэффициента передачи двухкаскадного фильтра при входном напряжении амплитудой $0,1\sqrt{2}$ мВ

Частота, кГц	$U_{вх}$, мВ	$U_{вых}$, мВ	$ K_{п.кф} $	γ , %
0,01	0,09308	0,09293	0,998388	0,161
0,02	0,09291	0,09289	0,999785	0,022
0,04	0,09311	0,09305	0,999356	0,064
0,08	0,08497	0,08501	1,000471	0,047
0,1	0,07412	0,07419	1,000944	0,094
0,2	0,07728	0,07722	0,999224	0,078
0,4	0,07918	0,07927	1,001137	0,114
0,8	0,08694	0,08688	0,999310	0,069
1	0,08225	0,08219	0,999271	0,073
2	0,08319	0,08311	0,999038	0,096
4	0,08613	0,08605	0,999071	0,093
8	0,08328	0,08319	0,998919	0,108
10	0,08166	0,08159	0,999143	0,086
20	0,08428	0,08419	0,998932	0,107
40	0,07196	0,07191	0,999305	0,069
80	0,09918	0,09911	0,999294	0,071
100	0,10259	0,10249	0,999025	0,097

Таблица 3.11 – Результаты определения погрешности коэффициента передачи двухкаскадного фильтра при входном напряжении амплитудой $8\sqrt{2}$ В

Частота, кГц	$U_{вх}$, В	$U_{вых}$, В	$ K_{п.кф} $	γ , %
0,01	8,02993	8,02767	0,999719	0,028
0,02	8,03975	8,03979	1,000005	0,001
0,04	8,03520	8,03509	0,999986	0,001
0,08	8,03242	8,03214	0,999965	0,004
0,1	8,03283	8,03307	1,000030	0,003
0,2	8,04073	8,04061	0,999985	0,001
0,4	8,03603	8,03640	1,000046	0,005
0,8	8,03215	8,03209	0,999993	0,001
1	8,02938	8,02922	0,999980	0,002
2	8,02615	8,02652	1,000046	0,005
4	8,01924	8,01920	0,999995	0,001
8	8,00576	8,00638	1,000077	0,008
10	8,01626	8,01560	0,999918	0,008
20	8,06350	8,06383	1,000041	0,004
40	8,05704	8,05718	1,000017	0,002
80	8,02339	8,02409	1,000087	0,009
100	8,02575	8,02651	1,000095	0,009

Из данных приведенных в таблицах 3.10 и 3.11 видно, что в рабочем диапазоне частот и напряжений, относительное отклонение коэффициента передачи двухкаскадного фильтра не превышает 1 %.

3.2.8 Синхронный детектор

После фильтрации двухкаскадным фильтром дифференциальный сигнал поступает на сигнальный вход синхронного детектора. На опорный вход синхронного детектора поступает опорное напряжение через идентичную схему двухкаскадного фильтра, фиксированное по амплитуде и той же частоты, что и дифференциальный сигнал.

Схема синхронного детектора собрана на прецизионном, высокоскоростном четырехкватерном аналоговом перемножителе AD734 [123]. Схема включения аналогового перемножителя AD734 представлена на рисунке 3.14.

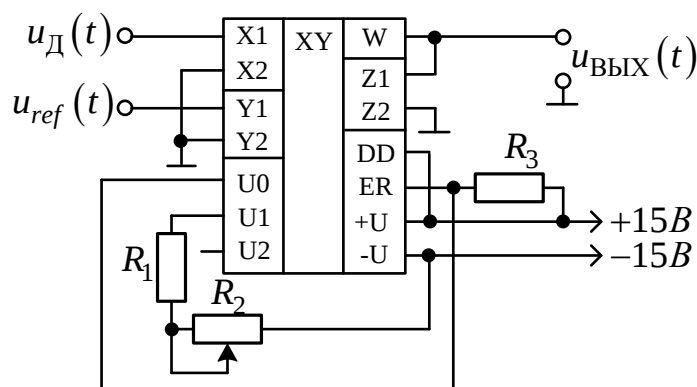


Рисунок 3.14 – Схема включения аналогового перемножителя AD734

Для повышения чувствительности синхронного детектора с помощью подбора номиналов резисторов R_1 , R_3 и переменного резистора R_2 установлено значение деноминатора E близкое к 1 В [123].

Для оценки погрешности коэффициента передачи синхронного детектора в диапазоне частот от 0,02 до 100 кГц на сигнальный вход синхронного детектора подавали синусоидальные напряжения амплитудой $10\sqrt{2}$ мВ и $0,9\sqrt{2}$ В с первого выхода генератора сигналов специальной формы АКИП – 3407/4А, на опорный вход синхронного детектора подавали напряжение амплитудой $5\sqrt{2}$ В той же частоты со второго выхода генератора сигналов АКИП – 3407/4А, при этом фазовый сдвиг устанавливали равным 0. Напряжение на входах и выходе

синхронного детектора измеряли с помощью цифрового мультиметра Keysight 34410A.

Результаты измерения детектируемого, опорного и выходного напряжений, рассчитанные значения коэффициента передачи синхронного детектора и относительная погрешность детектирования приведены в таблицах 3.12 и 3.13.

Таблица 3.12 – Результаты определения коэффициента передачи синхронного детектора при входном напряжении амплитудой $10\sqrt{2}$ мВ

Частота, кГц	$U_{вх}$, мВ	U_{ref} , мВ	$U_{вых}$, мВ	$ K_{п.сд} $	γ , %
0,01	9,965	4,992	49,827	1,00164	0,16
0,02	9,967	4,992	49,753	0,99995	0,00
0,04	9,967	4,992	49,728	0,99945	0,06
0,08	9,964	4,993	49,687	0,99873	0,13
0,1	9,964	4,993	49,655	0,99809	0,19
0,2	9,960	4,993	49,585	0,99708	0,29
0,4	9,957	4,993	49,569	0,99706	0,29
0,8	9,956	4,993	49,563	0,99704	0,30
1	9,956	4,993	49,556	0,99690	0,31
2	9,956	4,993	49,532	0,99641	0,36
4	9,956	4,992	49,552	0,99702	0,30
8	9,957	4,992	49,557	0,99702	0,30
10	9,957	4,992	49,572	0,99732	0,27
20	9,954	4,991	49,550	0,99737	0,26
40	9,956	4,992	49,543	0,99683	0,32
80	9,956	4,998	49,607	0,99692	0,31
100	9,936	4,987	49,352	0,99599	0,40

Таблица 3.13 – Результаты определения коэффициента передачи синхронного детектора при входном напряжении амплитудой $0,9\sqrt{2}$ В

Частота, кГц	$U_{вх}$, мВ	U_{ref} , мВ	$U_{вых}$, мВ	$ K_{п.сд} $	γ , %
0,01	0,895	4,992	4,501	1,00742	0,74
0,02	0,896	4,992	4,501	1,00630	0,63
0,04	0,896	4,992	4,501	1,00630	0,63
0,08	0,896	4,992	4,502	1,00652	0,65
0,1	0,896	4,992	4,502	1,00652	0,65
0,2	0,896	4,992	4,502	1,00652	0,65
0,4	0,896	4,993	4,501	1,00610	0,61
0,8	0,896	4,993	4,501	1,00610	0,61
1	0,896	4,993	4,501	1,00610	0,61
2	0,896	4,992	4,500	1,00607	0,61
4	0,896	4,992	4,497	1,00540	0,54
8	0,896	4,992	4,495	1,00496	0,50

Частота, кГц	$U_{ВХ}$, мВ	U_{ref} , мВ	$U_{ВЫХ}$, мВ	$ K_{п.сд} $	γ , %
10	0,896	4,992	4,495	1,00496	0,50
20	0,896	4,991	4,496	1,00538	0,54
40	0,896	4,992	4,502	1,00652	0,65
80	0,896	4,998	4,509	1,00688	0,69
100	0,894	4,987	4,493	1,00777	0,78

Из данных приведенных в таблицах 3.12 и 3.13 видно, что в рабочем диапазоне частот и напряжений, относительное отклонение коэффициента передачи синхронного детектора не превышает 0,78 %.

3.2.9 Выходной фильтр нижних частот

Для выделения постоянной составляющей, пропорциональной измеряемому дифференциальному сигналу, напряжение с выхода синхронного детектора подается на фильтр нижних частот.

ФНЧ собран по схеме фильтра Бесселя третьего порядка с частотой среза 0,2 Гц и представляет собой последовательное включение ФНЧ первого и второго порядков – рисунок 3.15.

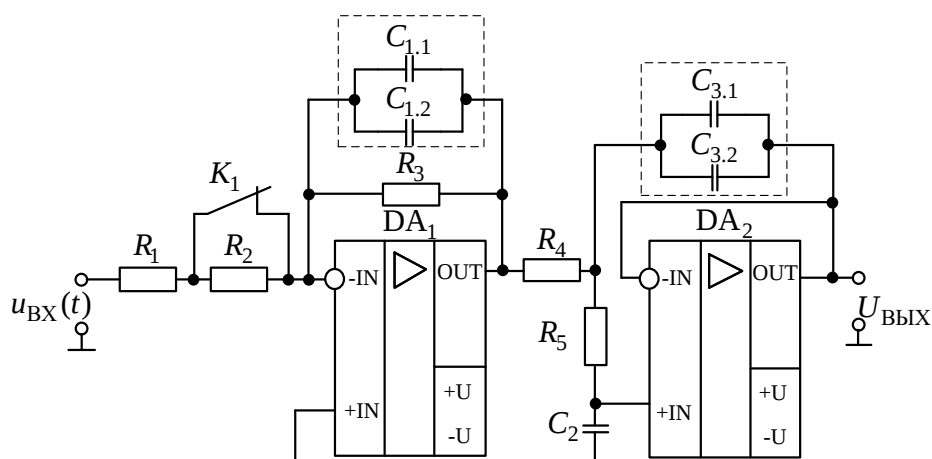


Рисунок 3.15 – Схема выходного фильтра нижних частот

Передаточная функция ФНЧ имеет вид [121]:

$$K(p_n) = \frac{K_0}{(1 + a_1 p_n)(1 + a_2 p_n + b_2 p_n^2)}, \quad (3.11)$$

где K_0 – коэффициент передачи напряжения на постоянном токе;
 a_1, a_2, b_2 – коэффициенты звеньев фильтра.

Коэффициент передачи первого каскада ФНЧ:

$$K(p) = -\frac{R_3/R_{BX}}{1 + R_3 C_1 p}, \quad (3.12)$$

где $R_{BX} = R_1$ – при K_1 замкнутом, Ом;

$R_{BX} = R_1 + R_2$ – при K_1 разомкнутом, Ом.

При заданной частоте среза $f_c = 0,2$ Гц, сопротивлении $R_3 = 62$ кОм и коэффициенте первого звена ФНЧ фильтра $a_1 = 0,7560$ [91], получим:

$$C_1 = \frac{a_1}{2\pi f_c R_3} = \frac{0,7560}{2\pi \cdot 0,2 \cdot 62 \cdot 10^3} = 9,7 (\text{мкФ}). \quad (3.13)$$

Из ряда номинальных емкостей E24 выбраны конденсаторы $C_{1.1} = C_{1.2} = 4,7$ мкФ, тогда $C_1 = C_{1.1} \parallel C_{1.2} = 9,4$ мкФ.

Максимальный коэффициент усиления постоянного напряжения ФНЧ (при замкнутом ключе K_1) принят равным 10, тогда входное сопротивление R_{BX} равно:

$$R_{BX} = R_1 = \frac{R_3}{K_0} = \frac{62 \cdot 10^3}{10} = 6,2 \cdot 10^3 (\text{Ом}). \quad (3.14)$$

При единичном коэффициенте усиления ФНЧ (когда ключ K_1 разомкнутый), сопротивление R_2 определяется как:

$$R_2 = \frac{R_3}{1} - R_1 = \frac{62 \cdot 10^3}{1} - 6,2 \cdot 10^3 = 55,8 \cdot 10^3 (\text{Ом}). \quad (3.15)$$

Из ряда сопротивления E24 выбрано значение сопротивления $R_2 = 56$ кОм.

Второй каскад ФНЧ представляет собой фильтр нижних частот Бесселя второго порядка. Процедура определения параметров фильтра аналогична той, которая была принята для расчета второго каскада двухкаскадного фильтра.

Для определения параметров второго каскада ФНЧ, задана емкость $C_2 = 4,7$ мкФ, тогда условия для расчета емкости C_3 :

$$C_3 \geq C_2 \frac{4b_2}{a_2^2} = 4,7 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{4 \cdot 0,4772}{0,9996^2} = 8,98 (\text{мкФ}). \quad (3.16)$$

Из ряда номинальных емкостей E24 выбраны конденсаторы $C_{3.1} = C_{3.2} = 4,7$ мкФ, тогда $C_3 = C_{3.1} \parallel C_{3.2} = 9,4$ мкФ.

Зная коэффициенты фильтра и значения емкостей конденсаторов C_2 и C_3 , получим:

$$R_4 = R_5 = \frac{a_2 C_3 \mp \sqrt{a_2^2 C_3^2 - 4b_2 C_2 C_3}}{4\pi f_C C_2 C_3}. \quad (3.17)$$

Для проектируемой частоты среза $f_C = 0,2$ Гц:

$$R_4 = 66,7 \cdot 10^3 (\text{Ом});$$

$$R_5 = 102,5 \cdot 10^3 (\text{Ом}).$$

Из ряда сопротивления E24 выбраны $R_4 = 68$ кОм, $R_5 = 100$ кОм.

ФНЧ собран на сдвоенном, малошумящем, прецизионном операционном усилителе ОР270.

Коэффициент усиления ФНЧ по постоянному току (1 или 10) задается микроконтроллером с помощью реле K_1 . Выходное напряжение ФНЧ поступает на вход устройства выборки и хранения УВХ.

Определение амплитудно-частотной характеристики выходного ФНЧ осуществлено с помощью генератора сигналов специальной формы АКИП 3407/4А и цифрового синхронного усилителя SR830. Для этого на вход схемы ФНЧ с генератора сигналов подавалось напряжение $10\sqrt{2}$ мВ в диапазоне частот от 0,01 до 100 Гц, которое контролировалось с помощью цифрового мультиметра Keysight 34410А. Напряжение на выходе ФНЧ при коэффициентах усиления по постоянному току 1 и 10 измеряли синхронным усилителем SR830. Результаты измерений и вычисления коэффициентов усиления ФНЧ приведены в таблице 3.14.

Таблица 3.14 – Результаты определения коэффициента усиления выходного ФНЧ при входном напряжении амплитудой $10\sqrt{2}$ мВ

Частота, Гц	$U_{\text{ВХ}}, \text{ мВ}$	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ мВ} (K_y=1)$	$K_y=1$	$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ мВ} (K_y=10)$	$K_y=10$
0,05	10,164	9,973	0,9812	99,12	9,7521
0,1	9,993	9,264	0,927	92,47	9,2535
0,2	9,998	7,269	0,727	73,37	7,3385
0,3	9,991	4,484	0,4488	43,33	4,3369
0,4	9,998	2,692	0,2693	25,65	2,5655

Частота, Гц	$U_{ВХ}$, мВ	$U_{ВЫХ}$, мВ ($K_y=1$)	$K_y=1$	$U_{ВЫХ}$, мВ ($K_y=10$)	$K_y=10$
0,6	9,996	0,871	0,0871	9,474	0,9478
0,8	10,035	0,425	0,0424	4,356	0,4341
1	10,035	0,223	0,0222	2,084	0,2077
2	10,013	0,031	0,0031	0,268	0,0268
4	10,014	0,011	0,0011	0,042	0,0042
8	10,008	0,005	0,0005	0,009	0,0009
10	10,015	$4,24 \cdot 10^{-3}$	0,0004	$6,8 \cdot 10^{-3}$	0,0007
20	10,007	$3,44 \cdot 10^{-3}$	0,0003	$4,7 \cdot 10^{-3}$	0,0005
40	10,007	$3,20 \cdot 10^{-3}$	0,0003	$4,4 \cdot 10^{-3}$	0,0004
80	9,991	$2,60 \cdot 10^{-3}$	0,0003	$3,0 \cdot 10^{-3}$	0,0003
100	10,009	$3,10 \cdot 10^{-3}$	0,0003	$3,1 \cdot 10^{-3}$	0,0003

На рисунке 3.16 приведены АЧХ ФНЧ при коэффициенте усиления по постоянному току – 1, полученные в результате моделирования в среде Multisim и эксперименте.

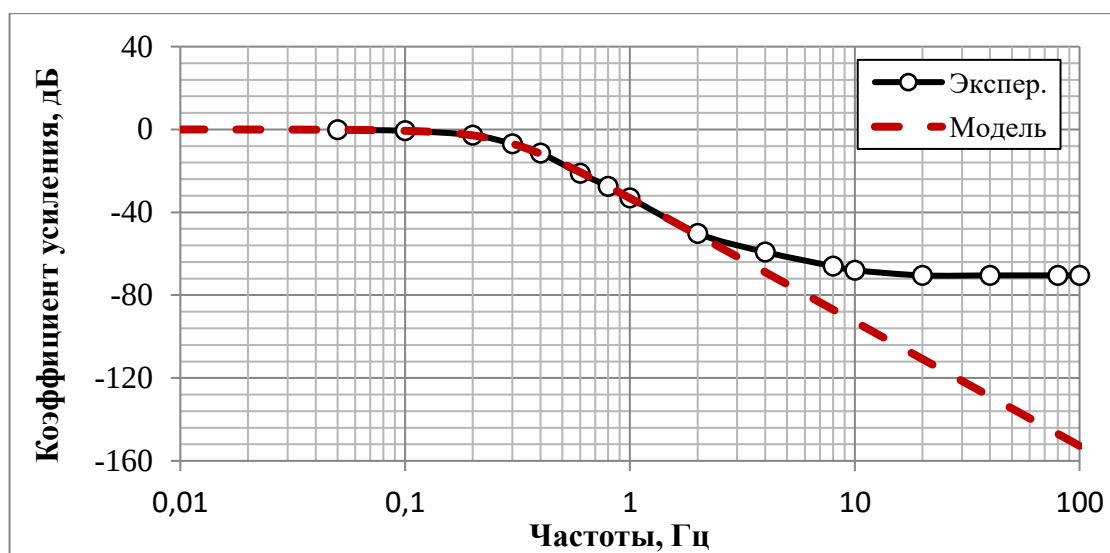


Рисунок 3.16 – АЧХ ФНЧ при единичном коэффициенте усиления

Анализ данных, приведенных в таблице 3.14 и на рисунке 3.16 показывает, что рассчитанная и реализованная схема ФНЧ имеет частоту среза 0,2 Гц при коэффициентах усиления по постоянному току 1 и 10.

3.2.10 Устройство выборки и хранения

С выхода ФНЧ сигнал поступает на схему УВХ для минимизации влияния остаточного синфазного сигнала в тракте синхронного усилителя. Главным элементом УВХ служит накопительный конденсатор C_1 , функционирующий в

качестве запоминающего устройства [92]. Схема УВХ представлена на рисунке 3.17.

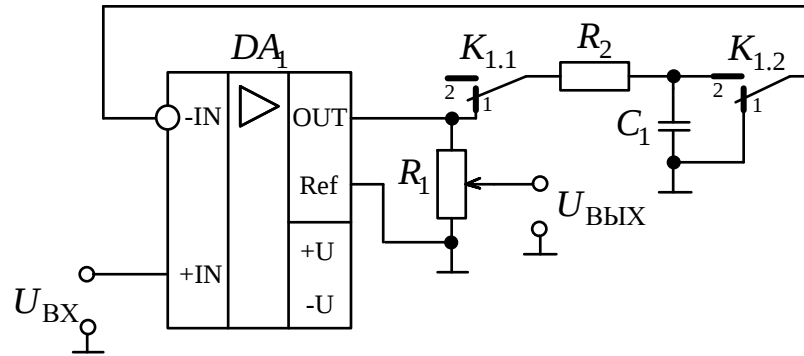


Рисунок 3.17 –УВХ на инструментальном усилителе PGA207

При первом положении ключа (режим выборки) K_1 происходит заряд конденсатора C_1 до уровня входного напряжения, инструментальный усилитель используется как преобразователь полного сопротивления, он реализует схему повторителя напряжения. При втором положении ключа K_1 , напряжение на конденсаторе C_1 подается на инверсный вход инструментального усилителя и осуществляется процесс вычитания сигналов, тем самым проводится калибровка измерительного тракта синхронного усилителя.

В режиме выборки, на измерительные входы синхронного усилителя поступают один и тоже сигнал $u_0(t)$. Время хранения определяется скоростью разряда конденсатора:

$$V_c = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta t} = \frac{I_p}{C_1}, \quad (3.18)$$

где I_p – ток разряда конденсатора, А.

Ток разряда конденсатора складывается из токов утечки конденсатора $I_{\text{УТЧ.С}}$ и коммутатора $I_{\text{УТЧ.К1}}$, а также из входного тока инструментального усилителя $I_{\text{ВХ.ИУ}}$.

В качестве накопительного конденсатора используется полиэтилентерефталатный металлизированный конденсатор типа К73-16 номинальной ёмкостью 22 мкФ, который характеризуется высокой

температурной стабильностью параметров и высоким сопротивлением изоляции $R_{\text{ИЗ}} > 30000 \text{ МОм}$.

Максимальное значение тока разряда через цепь изоляции конденсатора C_1 составит в начальный момент времени, когда максимальное напряжение конденсатора принимается равным $U_{C1.\text{МАКС}}$:

$$V_C = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta t} = \frac{\frac{U_{C1.\text{МАКС}}}{R_{\text{ИЗ}}} + I_{\text{ВХ.ИУ}}}{C_1}. \quad (3.19)$$

Как видно из формулы (3.19), скорость спада выходного напряжения УВХ пропорциональна максимальному напряжению конденсатора. Примем $U_{C1.\text{МАКС}} = 5 \text{ В}$, $I_{\text{ВХ.ИУ}} = 2 \text{ пА}$, при этом током утечки реле можно пренебречь, тогда скорость разряда составляет $7,67 \text{ мкВ/с}$.

Экспериментальное определение скорости разряда конденсатора осуществлялось при подаче на неинвертирующий вход инструментального усилителя напряжения постоянного тока $U_{\text{ВХ}} = 5 \text{ В}$ с лабораторного источника питания GPS-74303, при этом УВХ находилось в режиме выборки, в котором выходное напряжение ИУ фиксируется как начальное (максимальное) напряжение накопительного конденсатора. Затем УВХ было переведено в режим хранения и с помощью цифрового мультиметра Keysight 34410А проводили измерение выходного напряжения ИУ в течение 720 с .

Результаты эксперимента проведены в таблице 3.15.

Таблица 3.15 – Результаты измерения выходного напряжения УВХ

Время, с	0	120	240	360	480	600	720
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$	5,00051	4,99817	4,99709	4,99637	4,99581	4,99532	4,99491

На основании измеренных значений, приведенных в таблице 3.16, скорость спада выходного напряжения УВХ на основании формулы (3.18) рассчитывается как:

$$V_C = \frac{U_{t=720} - U_{t=0}}{t_{720} - t_0}. \quad (3.20)$$

И составляет 7,78 мкВ/с.

Таким образом, значение скорости спада, полученное экспериментально практически совпадает с рассчитанным значением, что подтверждает работоспособность схемы УВХ.

На основе полученных экспериментальных данных было определено относительное отклонение выходного напряжения схемы УВХ в режиме хранения по формуле:

$$\delta = \frac{U_{\text{ВЫХ}(t=0)} - U_{\text{ВЫХ}(t)}}{U_{\text{ВЫХ}(t=0)}} \cdot 100 \%, \quad (3.21)$$

где δ – относительное отклонение выходного напряжения схемы УВХ, %;

$U_{\text{ВЫХ}(t=0)}$ – выходное напряжение УВХ в моменте времени $t = 0$, принимаемое как начальное (максимальное) напряжение накопительного конденсатора, В;

$U_{\text{ВЫХ}(t)}$ – выходное напряжение в измеряемом моменте времени t , В.

Зависимость относительного отклонения выходного напряжения схемы УВХ от времени, рассчитанная по формуле (3.21) представлена на рисунке 3.18.

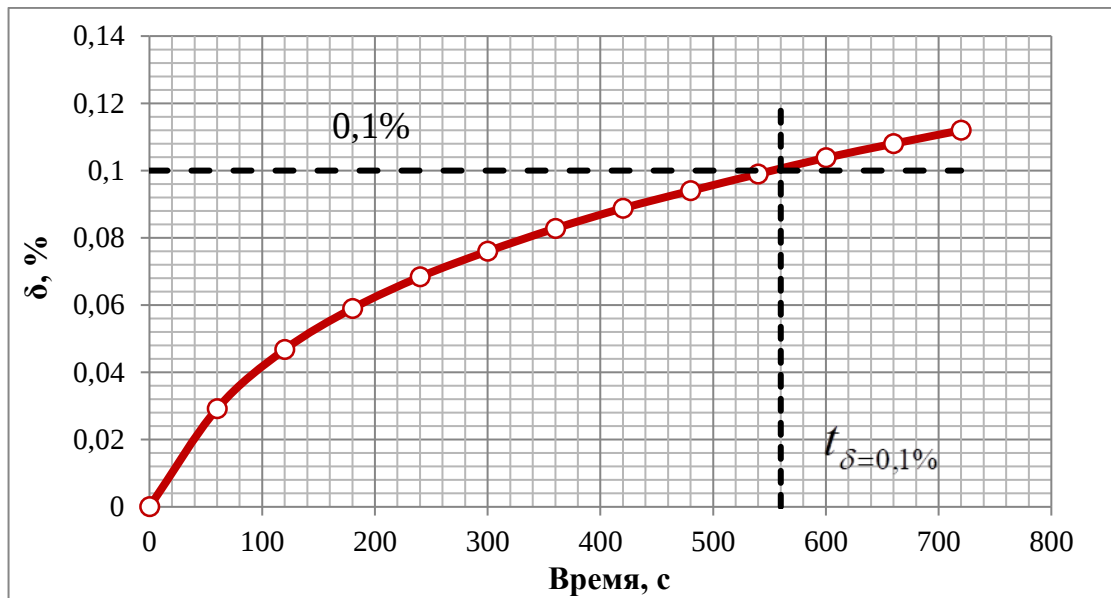


Рисунок 3.18 – Относительное отклонение выходного напряжения УВХ в режиме хранения

Как видно из рисунка 3.18, относительное отклонение выходного напряжения U_{BX} при подаче на входе ИУ $U_{BX} = 5$ В не превышает 0,1 % при $t \leq 560$ с.

На основе полученного результата можно прийти к выводу, что реализуемая схема U_{BX} корректно работает в широком интервале времени хранения.

3.2.11 АЦП, микроконтроллер

Выходное напряжение после ФНЧ оцифровалось двухканальным 17-битным АЦП MAX110. В качестве опорного напряжения АЦП используется микросхема REF191.

В качестве микроконтроллера была использована микросхема ATmega128.

Печатная плата АЦП и микроконтроллера выполнена как отдельный узел для минимизации помех в аналоговой части синхронного усилителя.

Внешний вид печатной платы АЦП и микроконтроллера представлен на рисунке 3.19.

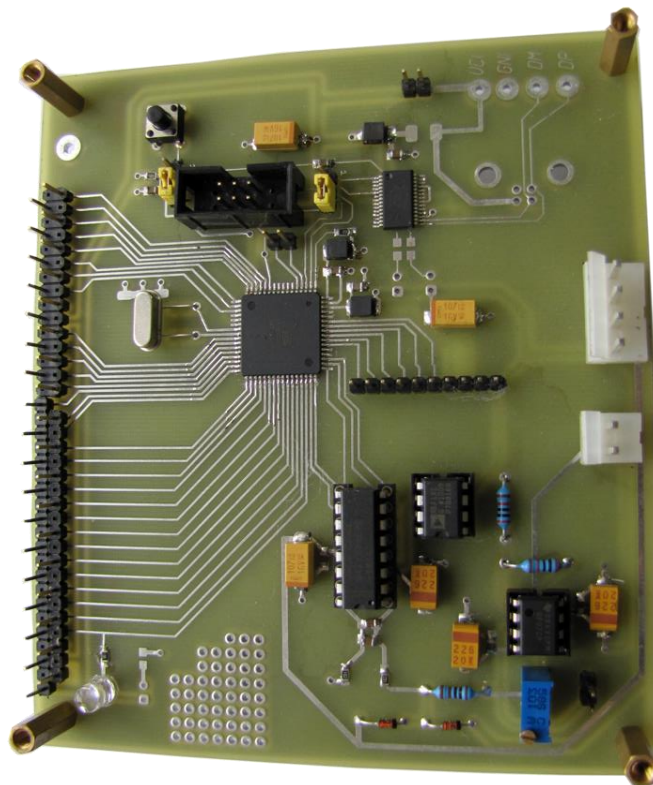


Рисунок 3.19 – Внешний вид печатной платы АЦП и микроконтроллера

LM337 (DA_3 , DA_4). Для формирования остальных напряжений питания применялась схема аналогичная схеме для напряжения ± 18 В.

Внешний вид печатной платы источника питания после монтажа показан на рисунке 3.21.



Рисунок 3.21 – Внешний вид печатной платой источника питания

Внешний вид печатной платы разработанного синхронного усилителя после монтажа показан на рисунке 3.22.

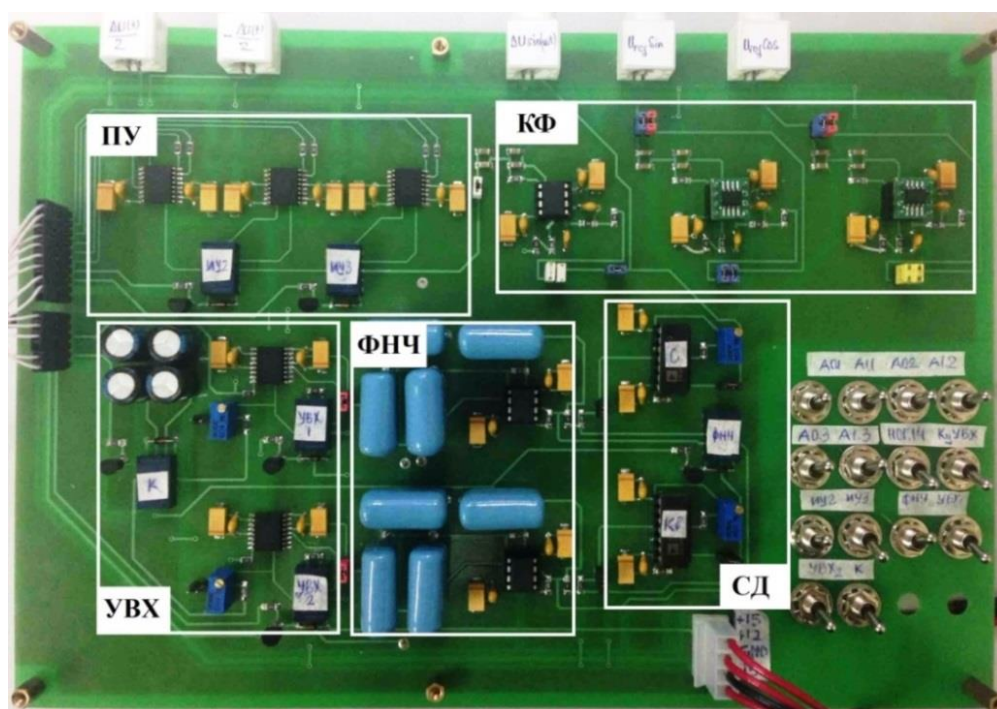


Рисунок 3.22 – Внешний вид основной печатной платы разработанного синхронного усилителя

Печатная плата имеет габаритные размеры 265x185 мм.

3.3 Определение метрологических характеристик синхронного усилителя

При определении метрологических характеристик разработанного двухканального синхронного усилителя с дифференциальным входом были использованы следующие средства измерений: генератор сигналов специальной формы АКИП-3407/4А, генератор сигналов низкочастотных ГЗ-118, цифровой мультиметр Keysight 34401А, эталонный индуктивный делитель напряжения ДИ-3м.

Модуль выходного напряжения синхронного усилителя определяется в соответствии с выражением:

$$\Delta U = \frac{\sqrt{U_c^2 + U_k^2}}{K_{ИУ} K_{РТ} K_{ПУ} K_{ФНЧ} U_{ref}}, \quad (3.22)$$

где U_c , U_k – синфазная и квадратурная составляющие, измеряемые на выходе ФНЧ1 и ФНЧ2 соответственно;

$K_{ИУ}$ – номинальный коэффициент усиления схемы вычитания на ИУ (10);

$K_{РТ}$ – номинальный коэффициент усиления РТ (2);

$K_{ПУ}$ – номинальный коэффициент усиления ПУ (1, 10, 100, 1000);

$K_{ФНЧ}$ – номинальный коэффициент усиления ФНЧ (1, 10);

U_{ref} – опорное напряжение, В.

3.3.1 Определение коэффициента ослабления синфазного сигнала синхронного усилителя

Определение коэффициента ослабления синфазного сигнала синхронного усилителя проводили следующим образом: с помощью генератора сигналов специальной формы АКИП-3407/1А одновременно на оба входа синхронного усилителя подавали напряжение $u_0(t)$ амплитудой $5\sqrt{2}$ В на частотах 20, 40, 80, 400 Гц и 1, 10, 20, 40, 80, 100 кГц. Фиксировали выходное напряжение синхронного усилителя ΔU и рассчитывали коэффициент ослабления синфазного сигнала по формуле (3.1).

Полученные значения коэффициента ослабления синфазного сигнала при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях без применения схемы УВХ и при использовании схемы УВХ приведены в таблицах 3.16 и 3.17 соответственно.

Таблица 3.16 – Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ОСС}}$ синхронного усилителя с выходным каскадом повторителя на транзисторах

Частота, кГц	Без УВХ		При УВХ	
	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$K_{\text{ОСС}}, \text{дБ}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$K_{\text{ОСС}}, \text{дБ}$
0,02	$82 \cdot 10^{-9}$	155,65	$< 3 \cdot 10^{-9}$	> 184
0,04	$92 \cdot 10^{-9}$	154,69	$< 3 \cdot 10^{-9}$	> 184
0,08	$92 \cdot 10^{-9}$	154,69	$< 3 \cdot 10^{-9}$	> 184
0,4	$91 \cdot 10^{-9}$	154,84	$< 3 \cdot 10^{-9}$	> 184
1	$94 \cdot 10^{-9}$	154,49	$7 \cdot 10^{-9}$	176,99
10	$1,28 \cdot 10^{-6}$	131,83	$28 \cdot 10^{-9}$	164,95
20	$4,59 \cdot 10^{-6}$	120,73	$85 \cdot 10^{-9}$	155,36
40	$16,38 \cdot 10^{-6}$	109,69	$223 \cdot 10^{-9}$	146,99
80	$65,17 \cdot 10^{-6}$	97,70	$670 \cdot 10^{-9}$	137,45
100	$104,03 \cdot 10^{-6}$	93,64	$1,12 \cdot 10^{-6}$	133,01

Таблица 3.17 – Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ОСС}}$ синхронного усилителя с выходным каскадом повторителя на фотоэлектрических модулях

Частота, кГц	Без УВХ		При УВХ	
	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$K_{\text{ОСС}}, \text{дБ}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$K_{\text{ОСС}}, \text{дБ}$
0,02	$96 \cdot 10^{-9}$	154,33	$< 5 \cdot 10^{-9}$	> 180
0,04	$102 \cdot 10^{-9}$	153,81	$< 5 \cdot 10^{-9}$	> 180
0,08	$103 \cdot 10^{-9}$	153,72	$< 5 \cdot 10^{-9}$	> 180
0,4	$102 \cdot 10^{-9}$	152,81	$< 5 \cdot 10^{-9}$	> 180
1	$105 \cdot 10^{-9}$	153,56	$6 \cdot 10^{-9}$	178,42
10	$1,68 \cdot 10^{-6}$	129,47	$26 \cdot 10^{-9}$	165,68
20	$5,12 \cdot 10^{-6}$	119,79	$80 \cdot 10^{-9}$	155,92
40	$21,76 \cdot 10^{-6}$	107,23	$235 \cdot 10^{-9}$	146,56
80	$82,16 \cdot 10^{-6}$	95,69	$612 \cdot 10^{-9}$	138,24
100	$130,43 \cdot 10^{-6}$	91,67	$1,02 \cdot 10^{-6}$	133,81

Из таблиц 3.16 и 3.17 видно, что коэффициент ослабления синфазного сигнала синхронного усилителя при наличии УВХ находится в диапазоне от 130 до 185 дБ в диапазоне частот до 100 кГц.

3.3.2 Оценка шумовой составляющей

При применении метода оценки шумов на основе дисперсии Аллана анализируют временные последовательности измеряемых величин с целью определения характеристик шумов в сочетании со временем усреднения [124-144]. Дисперсия Аллана в классическом виде описана формулой:

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2(N-1)} \sum_{k=1}^{N-1} [\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k]^2, \quad (3.23)$$

где σ^2 – вариация Аллана;

τ – интервал усреднения;

$\bar{y}_k$ – усреднение выборки измерений на времени τ , $k = 1, 2 \dots N$.

При измерении выходного напряжения синхронного усилителя имеется массив данных длиной N , время выборки составляет t_0 . Из n точек ($n < N/2$) формируется группа, каждый член которой представляет собой кластер. Таким образом, время измерения каждого кластера $\tau = nt_0$. Среднее значение кластера определяется интегралом мгновенного значения напряжения $\Delta U(t)$ по времени:

$$\Delta \bar{U}_k(\tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} \Delta U(t) dt. \quad (3.24)$$

Выражение (3.24) представляет собой среднее значение выходного напряжения синхронного усилителя по кластерам, начинается с k -й точки данных и содержит n точек. Определение среднего значения последующего кластера проводится по формуле:

$$\Delta \bar{U}_{k+1}(\tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t_{k+1}}^{t_{k+1} + \tau} \Delta U(t) dt, \quad t_{k+1} = t_k + \tau. \quad (3.25)$$

Разность средних значений для каждого из двух соседних кластеров определяется формулой:

$$\xi_{k+1,k} = \Delta \bar{U}_{k+1}(\tau) - \Delta \bar{U}_k(\tau). \quad (3.26)$$

Для каждого времени кластера τ совокупность ξ , определяемая формулой (3.26) образует массив случайных величин. Таким образом, дисперсия Аллана длины τ определяется согласно формуле (3.23) как:

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2n)} \sum_{k=1}^{N-2n} [\Delta \bar{U}_{k+1}(\tau) - \Delta \bar{U}(\tau)]^2. \quad (3.27)$$

Значение выходного напряжения синхронного усилителя измеряется дискретно по времени, т.е. $t = kt_0$, $k = 1, 2, 3, \dots, N$. Сумма всех значений выходного напряжения синхронного усилителя в одном кластера, рассчитанная методом суммирования с накоплением по времени:

$$U(\tau) = \int \Delta U(t) dt, \quad t = kt_0. \quad (3.28)$$

Выражения (3.24) и (3.25) тогда имеют вид:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{U}_k(\tau) &= \frac{U(\tau)_{k+n} - U(\tau)_k}{\tau}; \\ \Delta \bar{U}_{k+1}(\tau) &= \frac{U(\tau)_{k+2n} - U(\tau)_{k+n}}{\tau}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

Согласно (3.27), дисперсия Аллана оценивается следующим образом:

$$\sigma^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2(N-2n)} \sum_{k=1}^{N-2n} [U(\tau)_{k+2n} - 2U(\tau)_{k+n} + U(\tau)_k]^2. \quad (3.30)$$

Оценка шумовой составляющей синхронного усилителя была проведена с помощью определения отклонения Аллана при входном дифференциальном напряжении 1 мкВ частотой 1 кГц, полученном на выходе индуктивного делителя напряжения ДИ-3м. Выходное напряжение синхронного усилителя измеряли в течении 1 ч без использования УВХ. Количество измерений равно 720000.

На рисунке 3.23 представлен график отклонения Аллана синхронного усилителя в логарифмическом масштабе, полученный в результате измерений выходного напряжения.

Случайное блуждание выходного сигнала синхронного усилителя характеризуется спектром белого шума, и его коэффициент вычисляется на основе значения отклонения Аллана при наклоне $-1/2$ в соответствующем временном диапазоне осреднения:

$$N = \sqrt{\sigma(\tau)^2 \cdot \tau} = \sqrt{(6,3 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 10}. \quad (3.31)$$

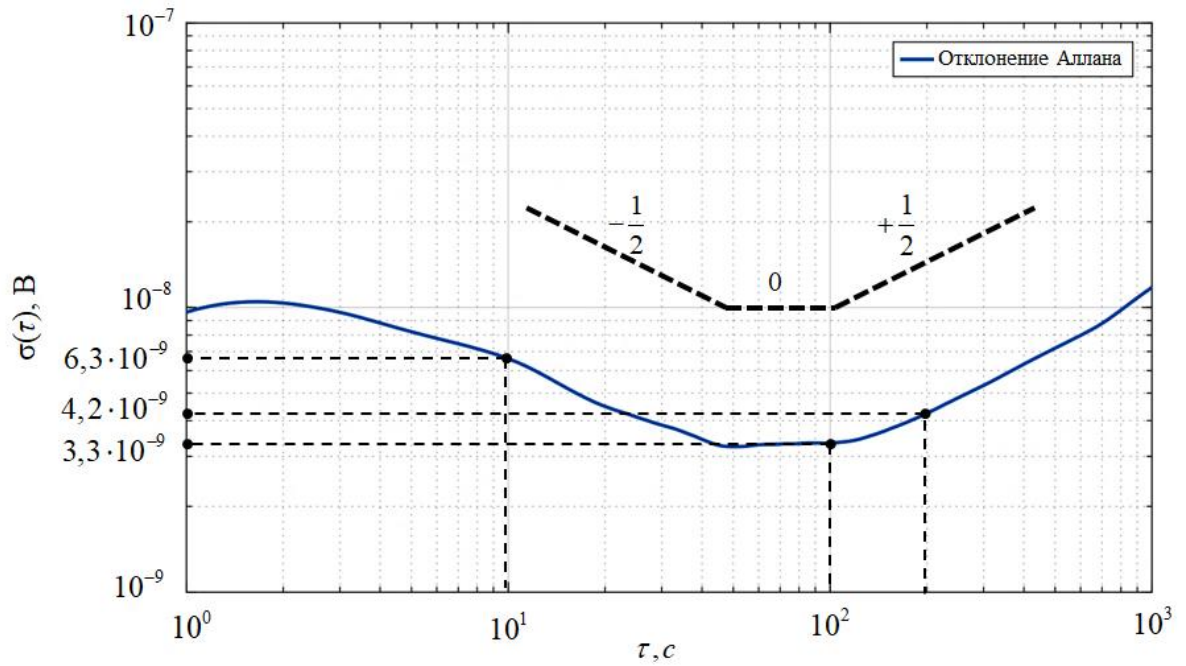


Рисунок 3.23 – Кривая отклонения Аллана синхронного усилителя

Таким образом, белый шум составляет 20 нВ/√Гц.

При больших временах измерения появляется фликкер-шум, источниками которого являются электронные компоненты, подверженные случайному мерцанию. Из-за его низкочастотного характера, этот шум указывается как флуктуации смещения в данных. Зная отклонение Аллана (при нулевом наклоне), его коэффициент определяется согласно формуле:

$$B = \sqrt{\frac{\sigma(\tau)^2 \cdot \pi}{2 \cdot \ln 2}} = \sqrt{\frac{(3,3 \cdot 10^{-9})^2 \cdot \pi}{2 \cdot \ln 2}}. \quad (3.32)$$

и составляет 5 нВ.

Скорость случайного блуждания характеризуется спектром красного шума на выходе синхронного усилителя, и ее коэффициент определяется на основе значения отклонения Аллана при наклоне +1/2 в соответствующем временном диапазоне осреднения:

$$K = \sqrt{\frac{3 \cdot \sigma(\tau)^2}{\tau}} = \sqrt{\frac{3 \cdot (4,2 \cdot 10^{-9})^2}{200}}. \quad (3.33)$$

Таким образом, красный шум составляет 0,5 нВ·√Гц.

Уровень белого шума на выходе аналогового синхронного усилителя определяется путем умножения полученного значения белого шума на корень из полосы пропускания выходного фильтра нижних частот, т. е.:

$$U_{\text{ш.вых}} = N \cdot \sqrt{f_{\text{п}}} = 20 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{0,2}. \quad (3.34)$$

Таким образом, уровень белого шума составляет 9 нВ.

На основе анализа полученных результатов можно прийти к выводу, что для разработанного аналогового синхронного усилителя характерны два основных вида случайных процессов: белый шум и фликкер-шум.

3.3.3 Определение разрешающей способности синхронного усилителя

Определение разрешающей способности синхронного усилителя проведено по схеме, представленной на рисунке 3.24.

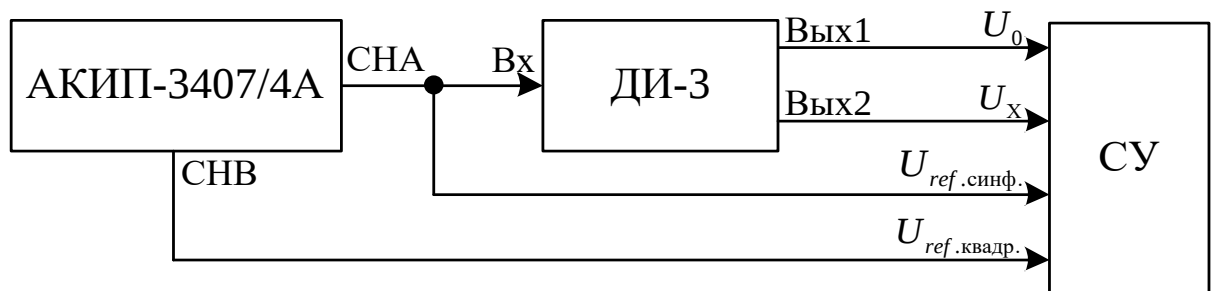


Рисунок 3.24 – Схема определения разрешающей способности синхронного усилителя

С выхода канала СНА генератора АКИП-3407/4А было подано напряжение амплитудой $1\sqrt{2}$ В с частотой 1 кГц, с выхода канала СНВ генератора было подано напряжение той же амплитуды и частоты, но сдвинуто на 90° по фазе.

Коэффициент передачи рабочего эталона – делителя ДИ-3м был установлен равным 0,500000 по выходу 1. Коэффициент передачи ДИ-3м по выходу 2 изменяли в диапазоне от 0,500010 до 0,500050.

Относительное отклонение показаний синхронного усилителя рассчитывалось по формуле:

$$\gamma = \frac{|(U_{\text{ди}} - U_{\text{из}})|}{U_{\text{ди}}} \cdot 100 \%, \quad (3.35)$$

где $U_{\text{ди}}$ – дифференциальное напряжение на выходе делителя ДИ-3м, В;
 $U_{\text{из}}$ – показание синхронного усилителя, В.

При определении разрешающей способности синхронного усилителя 1 мкВ и 100 нВ, был установлен коэффициент усиления синхронного усилителя равным 2000 ($K_{\text{су}} = K_{\text{иу}} \cdot K_{\text{рт}} \cdot K_{\text{пу}} \cdot K_{\text{фнч}} = 10 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 1 = 2000$). При определении разрешающей способности синхронного усилителя 10 нВ коэффициент усиления был установлен равным 20000 ($K_{\text{су}} = K_{\text{иу}} \cdot K_{\text{рт}} \cdot K_{\text{пу}} \cdot K_{\text{фнч}} = 10 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10 = 20000$). Результаты определения разрешающей способности синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблицах 3.18 – 3.20.

Таблица 3.18 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 1 мкВ

$U_{\text{ди}}$, мкВ	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %
10	10	0	10	0
20	20	0	20	0
30	30	0	30	0
40	40	0	40	0
50	50	0	50	0

Таблица 3.19 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 100 нВ

$U_{\text{ди}}$, мкВ	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %
10	10,1	1,0	10,1	1,0
20	20,1	0,5	20,0	0
30	30,0	0	30,4	1,3
40	39,9	0,3	40,4	1,0
50	49,8	0,4	50,5	1,0

Таблица 3.20 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 10 нВ

$U_{\text{ди}}, \text{мкВ}$	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$	$U_{\text{из}}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$
10	10,04	0,4	10,10	1,0
20	20,15	0,7	20,20	1,0
30	30,26	0,9	30,38	1,3
40	40,43	1,1	40,54	1,4
50	50,58	1,2	50,48	1,0

Для определения разрешающей способности 10 мкВ синхронного усилителя коэффициент передачи ДИ-3м по выходу 2 изменяли в диапазоне от 0,500100 до 0,500500. Коэффициент усиления синхронного усилителя был установлен равным 200 ($K_{\text{СУ}} = K_{\text{ИУ}} \cdot K_{\text{РТ}} \cdot K_{\text{ПУ}} \cdot K_{\text{ФНЧ}} = 10 \cdot 2 \cdot 10 \cdot 1 = 200$). Результаты определения разрешающей способности синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблице 3.21.

Таблица 3.21 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 10 мкВ

$U_{\text{ди}}, \text{мкВ}$	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$	$U_{\text{из}}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$
100	100	0	100	0
200	200	0	200	0
300	300	0	300	0
400	400	0	400	0
500	500	0	500	0

Зависимости среднего значения относительного отклонения показаний синхронного усилителя при разрешающей способности 100 нВ и 10 нВ при многократном проведении эксперимента и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены на рисунках 3.25 и 3.26.

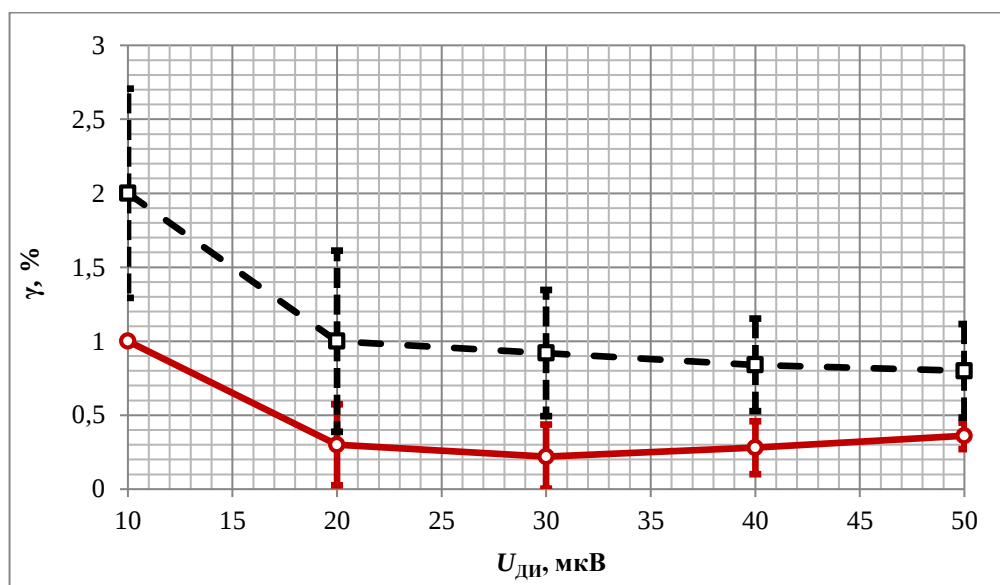


Рисунок 3.25 – Относительное отклонение показаний при разрешающей способности 100 нВ и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

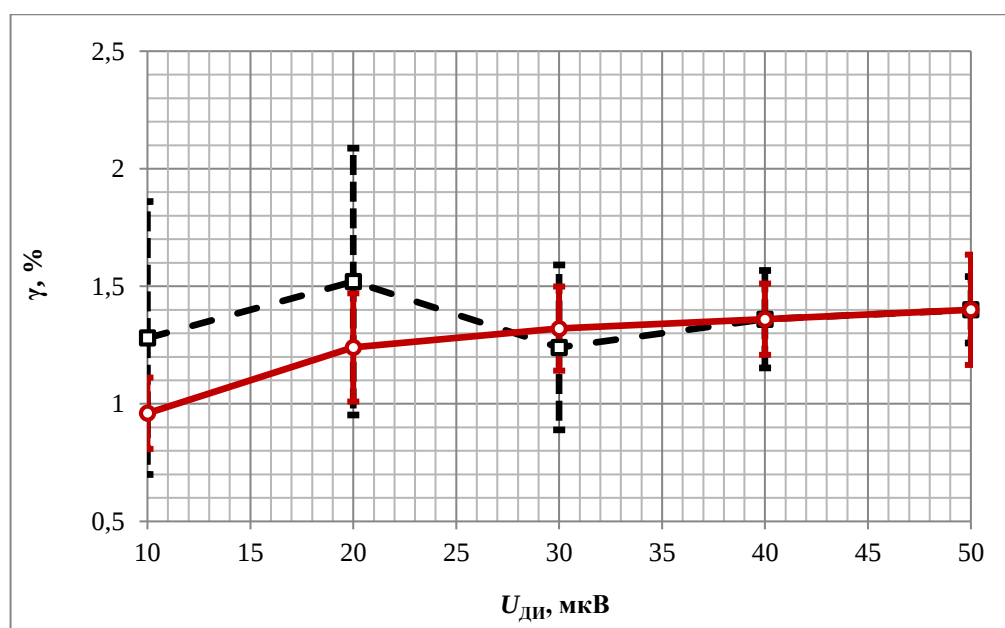


Рисунок 3.26 – Относительное отклонение показаний при разрешающей способности 10 нВ и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

Анализ данных, приведенных в таблицах 3.18 – 3.21 и на рисунках 3.25 – 3.26 показывает, что относительная погрешность синхронного усилителя при всех разрешающих способностях не превышает 2,1 %.

3.3.4 Определение диапазона частот сравниваемых напряжений

Определение диапазона частот сравниваемых напряжений проведено по схеме, представленной на рисунке 3.24. С выхода канала СНА генератора АКИП-3407/4А подавалось напряжение амплитудой $5\sqrt{2}$ В и $1\sqrt{2}$ В на частоте 1 кГц, с выхода канала СНВ генератора подавалось напряжение той же амплитуды и частоты, но сдвинутое на 90° по фазе.

Коэффициент передачи рабочего эталона ДИ-3м был установлен равным 0,100000 по выходу 1, по выходу 2 равным 0,100010, т. е. дифференциальное напряжение, поступавшее на входы синхронного усилителя при амплитуде $5\sqrt{2}$ В с генератора, составляло 50 мкВ. Измерения дифференциального напряжения проводились при разрешающей способности 100 нВ на частотах 20, 40, 80, 400 Гц и 1, 10, 20, 40, 80, 100 кГц. Относительное отклонение показаний синхронного усилителя при разных частотах рассчитывалось по формуле:

$$\gamma_f = \frac{|(U_{\text{ИЗ.при } f=1\text{кГц}} - U_{\text{ИЗ.при } f})|}{U_{\text{ИЗ.при } f=1\text{кГц}}} \cdot 100 \%, \quad (3.36)$$

где $U_{\text{ИЗ.при } f=1\text{кГц}}$ – показания синхронного усилителя на частоте 1 кГц, В;

$U_{\text{ИЗ.при } f}$ – показания синхронного усилителя на частоте отличной от 1 кГц, В.

Коэффициент усиления синхронного усилителя был установлен равным 2000 и 20000 при сравнении напряжений амплитудой $0,5\sqrt{2}$ В и $0,1\sqrt{2}$ В соответственно.

Результаты определения диапазона частот сравниваемых напряжений синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблицах 3.22 и 3.23.

Таблица 3.22 – Результат определения диапазона частот синхронного усилителя при сравнении напряжений амплитудой $0,5\sqrt{2}$ В

Частота, кГц	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{из}$, мкВ	γ , %	$U_{из}$, мкВ	γ , %
0,02	48,8	3,6	49,0	3,5
0,04	50,1	1,0	50,1	1,4
0,08	50,4	0,4	50,4	0,8
0,4	50,6	0	50,8	0
1	50,6	–	50,8	–
10	49,3	2,6	49,3	3,0
20	49,8	1,6	49,9	1,8
40	50,4	0,4	50,5	0,6
80	51,5	1,8	51,5	1,4
100	51,6	2,0	52,1	2,6

Таблица 3.23 – Результат определения диапазона частот синхронного усилителя при сравнении напряжений амплитудой $0,1\sqrt{2}$ В

Частота, кГц	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{из}$, мкВ	γ , %	$U_{из}$, мкВ	γ , %
0,02	48,7	4,1	49,1	3,5
0,04	51,3	1,0	50,3	1,2
0,08	50,5	0,6	50,7	0,4
0,4	50,8	0	50,9	0
1	50,8	–	50,9	–
10	49,5	2,6	49,6	2,6
20	50,1	1,4	50,2	1,4
40	50,4	0,8	50,5	0,8
80	50,6	0,4	50,8	0,2
100	50,5	0,6	50,6	0,6

Анализ полученных данных показывает, что в рабочем частотном диапазоне относительная погрешность не превышает 4,1 %.

3.3.5 Определение диапазона сравниваемых напряжений

Определение минимальной амплитуды сравниваемых напряжений проведено по схеме, представленной на рисунке 3.24. С выхода канала СНА генератора АКИП-3407/4А было подано напряжение амплитудой $1\sqrt{2}$ В с

частотой 1 кГц, с выхода канала СНВ генератора было подано напряжение той же амплитуды и частоты, но сдвинутое на 90° по фазе.

Коэффициент передачи рабочего эталона ДИ-3м был установлен равным 0,000000 по выходу 1, по выходу 2 устанавливали равным от 0,000010 до 0,000050, т. е. дифференциальное напряжение, поступавшее на входы синхронного усилителя, составляло от 10 мкВ до 50 мкВ.

Эксперимент по определению диапазона сравниваемых напряжений проведен при разрешающей способности синхронного усилителя 100 нВ и коэффициенте усиления синхронного усилителя равным 20000 ($K_{\text{СУ}} = K_{\text{ИУ}} \cdot K_{\text{РТ}} \cdot K_{\text{ПУ}} \cdot K_{\text{ФНЧ}} = 10 \cdot 2 \cdot 100 \cdot 10$).

Относительное отклонение показаний синхронного усилителя рассчитывалось по формуле (3.35).

Результаты определения минимальной амплитуды сравниваемых напряжений синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблице 3.24.

Таблица 3.24 – Результат определения минимальной амплитуды

$U_{\text{ди}}$, мкВ	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ, %	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ, %
10	10,2	2,0	10,2	2,0
20	20,4	2,0	20,3	1,5
30	30,5	1,7	30,5	1,7
40	40,6	1,5	40,7	1,8
50	50,9	1,8	50,8	1,6

Зависимости среднего значения относительного отклонения показаний синхронного усилителя при определении минимальной амплитуды при многократном проведении эксперимента и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены на рисунке 3.27.

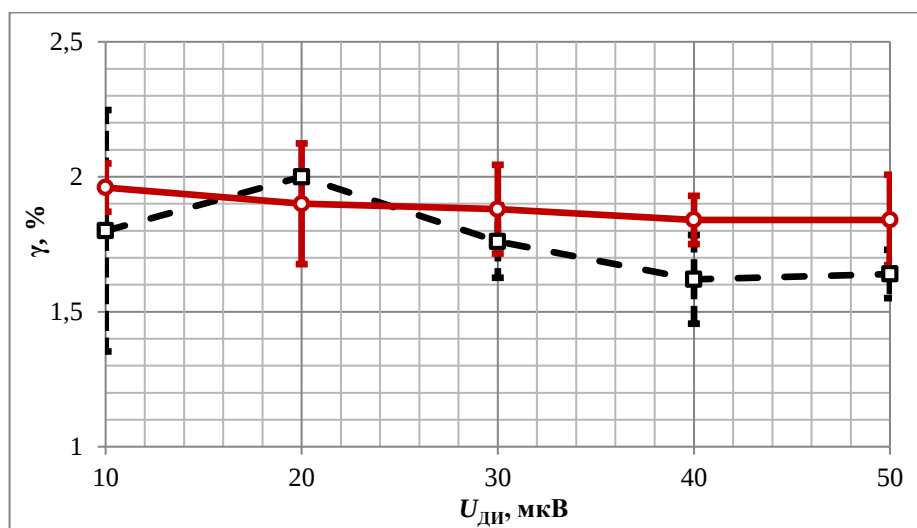


Рисунок 3.27 – Относительное отклонение показаний при определении минимальной амплитуды и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

Схема определения максимальной амплитуды сравниваемых напряжений приведена на рисунке 3.28.

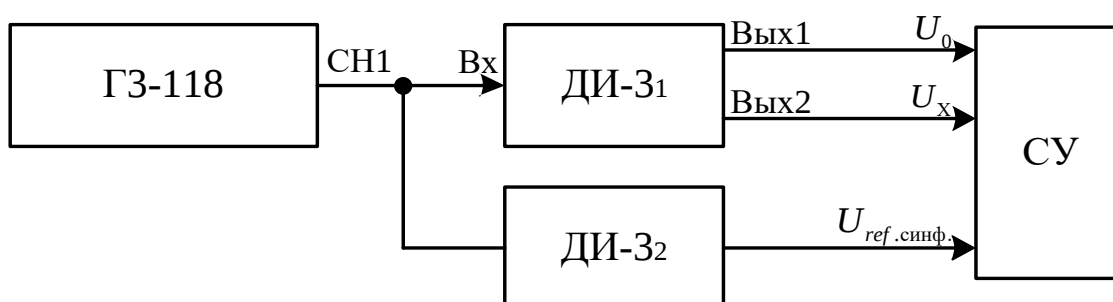


Рисунок 3.28 – Схема определения максимальной амплитуды сравниваемых напряжений

С выхода генератора ГЗ-118 было подано напряжение $10\sqrt{2}$ В с частотой 1 кГц. Коэффициент передачи первого рабочего эталона ДИ-3₁ был установлен равным 1,000000 по выходу 1, по выходу 2 равным 0,999999. Изменение коэффициента передачи ДИ-3₁ по выходу 2 проводили в диапазоне от 0,999999 до 0,999995. Опорное напряжение подавалось с первого выхода второго рабочего эталона ДИ-3₂, коэффициент передачи которого был установлен равным 0,500000.

Результаты определения максимальной амплитуды сравниваемых напряжений синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблице 3.25.

Таблица 3.25 – Результат определения максимальной амплитуды

$U_{\text{ди}}, \text{мкВ}$	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$	$U_{\text{из}}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$
10	10,2	2,0	10,2	2,0
20	20,5	2,5	20,4	2,0
30	30,8	2,7	30,7	2,3
40	41,1	2,8	41,2	3,0
50	51,4	2,8	51,6	3,3

Зависимости среднего значения относительного отклонения показаний синхронного усилителя при определении максимальной амплитуды при многократном проведении эксперимента и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены на рисунке 3.29.

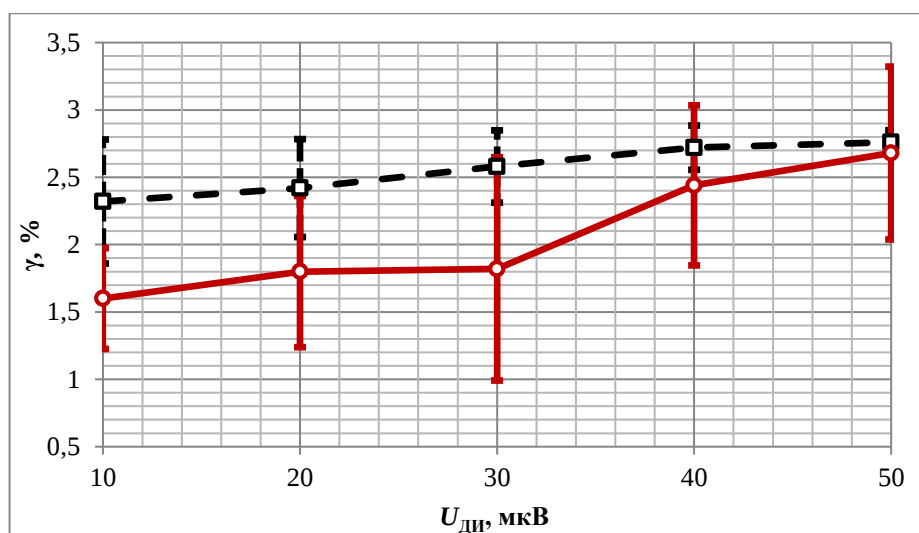


Рисунок 3.29 – Относительное отклонение показаний при определении максимальной амплитуды и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

Из анализа полученных данных, приведенных в таблицах 3.24, 3.25 и на рисунках 3.27, 3.29 следует, что относительное отклонение показаний синхронного усилителя при определении динамического диапазона сравниваемых напряжений не превышают 3,3 %.

Выводы к главе 3

1. На основе предложенных во второй главе схемотехнических решений разработан и практически реализован аналоговый синхронный усилитель с дифференциальным входом, реализующий одновременное сравнение входных сигналов по амплитудам синфазных и квадратурных составляющих и обладающий инвариантностью к синфазному сигналу.
2. Использование фотоэлектрического модуля для организации следящего питания схемы выделения дифференциального сигнала и устройства выборки хранения в измерительном тракте синхронного усилителя позволяет увеличивать коэффициент ослабления синфазного сигнала на 80 дБ в диапазоне рабочих частот.
3. Определение метрологических характеристик разработанного аналогового синхронного усилителя с дифференциальным входом подтвердило его пригодность для сравнения двух сигналов амплитудой от $10\sqrt{2}$ мкВ до $10\sqrt{2}$ В в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц с разрешением до 10 нВ.

ГЛАВА 4

РАЗРАБОТКА ДВУХКАНАЛЬНОГО ЦИФРОВОГО СИНХРОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Настоящая глава посвящена совершенствованию разработанного в третьей главе аналогово синхронного усилителя, замене части аналоговых блоков на их цифровые эквиваленты и повышению разрешающей способности синхронного усилителя с дифференциальным входом за счет применения алгоритмов цифровой обработки сигналов. Приводится описание разработанного алгоритма цифровой обработки сигналов и созданного программного обеспечения. Проводится определение метрологических характеристик цифрового двухканального синхронного усилителя и их сравнение с достигнутыми метрологическими характеристиками аналогового синхронного усилителя.

4.1 Структурная схема блока цифровой обработки сигналов

Цифровая обработка сигналов является одним из самых развиваемых направлений современной электро- и радиотехники. К достоинствам цифровой обработки сигналов относятся точность, гибкость, нечувствительность к дестабилизирующим факторам [145].

Для совершенствования характеристик синхронного усилителя был разработан блок цифровой обработки сигналов (рисунок 4.1), полученных с выхода трехкаскадного программируемого усилителя, который включает в себе следующие звенья:

- аналогово-цифровые преобразователи (АЦП1 и АЦП2);
- генератор опорного напряжения (ГОН);
- синхронные детекторы (СД1 и СД2);
- фильтры нижних частот (ФНЧ1 и ФНЧ2);
- выходные фильтры шумов и сглаживания (ВФ1 и ВФ2);
- устройства выборки и хранения (УВХ1 и УВХ2);
- блок арифметических вычислений (АВ).

Результаты обработки данных и вычисления дифференциального сигнала выводятся на экране компьютера.

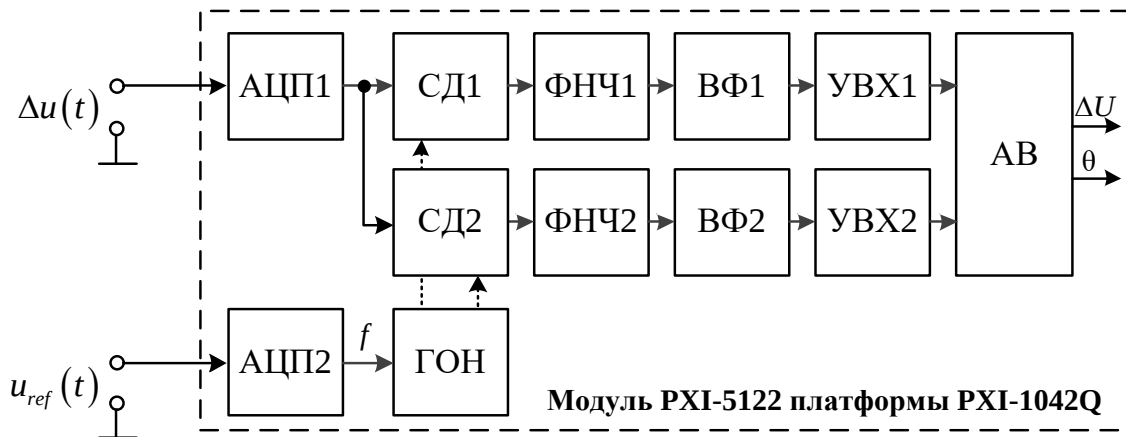


Рисунок 4.1 – Структура блока цифровой обработки

Программное обеспечение цифрового модуля было разработано в среде графического программирования LabVIEW на основе модуля NI PXI-5122 платформы PXI-1042Q. Модуль NI PXI-5122 представляет собой двухканальный 14-битный осциллограф/дигитайзер с частотой дискретизации 100 МГц.

В качестве синхронного детектора используется функция Multiply Function в среде программирования LabVIEW, выполняющая операцию умножения элементов последовательности детектируемого напряжения на соответствующие элементы последовательности опорного напряжения.

Синфазная и квадратурная составляющие опорного сигнала получены с помощью программного генератора опорных сигналов. Частота внешнего опорного напряжения определена программным частотомером. Фильтр нижних частот реализуется на основе оконного-sinc фильтра, позволяющего извлечь постоянную составляющую сигнала, содержащую в себе информацию о входном детектируемом сигнале.

Выходной фильтр шумов и сглаживания состоит из фильтра скользящего среднего и Калмана [120]. Блок арифметических вычислений предназначен для расчета модуля измеряемого дифференциального сигнала и фазового сдвига относительно опорного сигнала.

4.2 Алгоритм работы программного обеспечения цифрового синхронного усилителя

Алгоритм работы программного обеспечения блока цифровой обработки, представлен на рисунке 4.2.

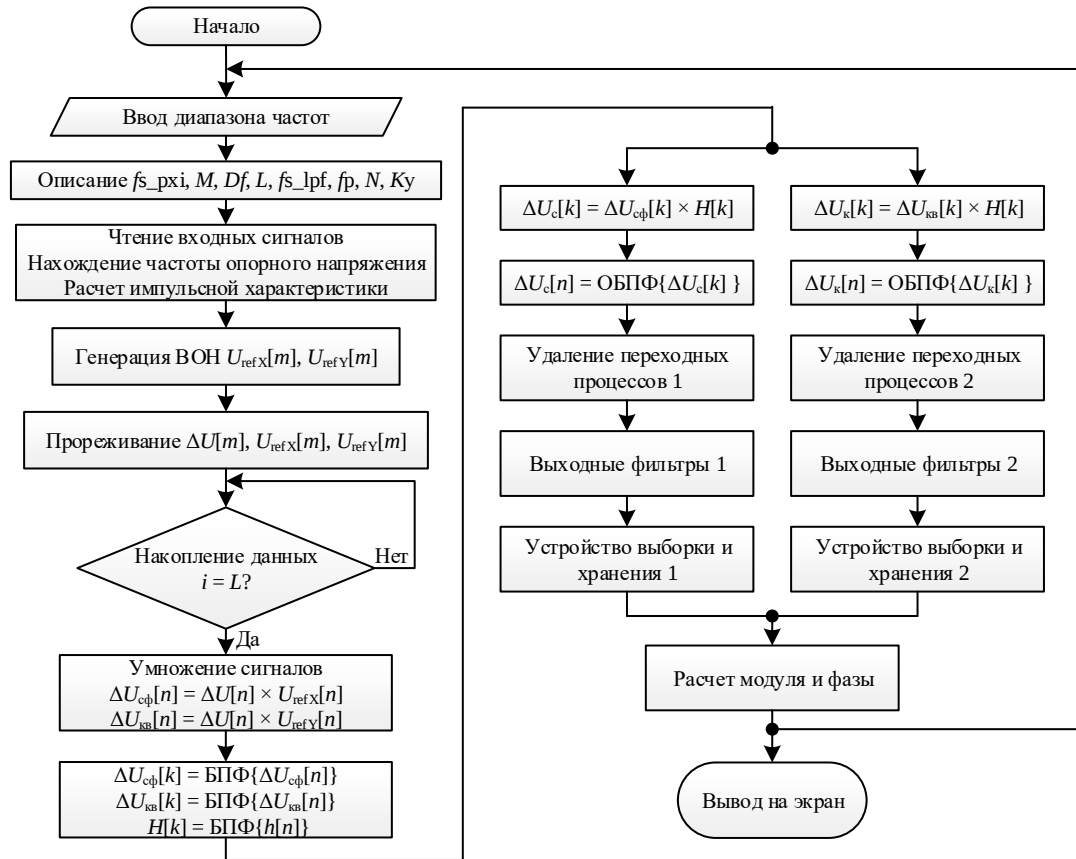


Рисунок 4.2 – Алгоритм цифровой обработки сигналов

где fs_pxi – частота дискретизации АЦП платформы PXI; M – длина массива данных на выходе АЦП; Df – коэффициент прореживания; L – количество циклов для полного накопления данных; fs_lpf – частота дискретизации импульсной характеристики sinc-Фильтра; fp – частота полосы пропускания sinc-Фильтра; N – длина импульсной характеристики; Ky – коэффициент усиления всех звеньев

Алгоритм обработки сигналов, полученных с выхода аналогового модуля работает следующим образом: сначала задается рабочий диапазон частоты, от которого происходят объявление и инициализация соответствующих констант и локальных переменных. Потом идут процессы чтения входного детектируемого и опорного сигнала, нахождение рабочей частоты и расчет импульсной характеристики sinc-фильтра по выбранным константам. На основе ранее

определенной рабочей частоты генерируются синфазный и квадратурный сигналы внутреннего опорного напряжения.

Для обеспечения синхронизации частот дискретизации входного сигнала, внутреннего опорного напряжения и импульсной характеристики sinc-фильтра проводится децимация этих сигналов, которая представляет собой уменьшение частоты дискретизации дискретного во времени сигнала путем прореживания отсчетов по определенному закону. С целью обеспечения необходимого количества отсчетов входного и опорных сигналов после их децимации запускается цикл по их накоплению, на выходе которого получаются соответствующие массивы данных требуемой длины.

После окончания циклов накопления данных выполняются умножение отсчетов входного измеряемого сигнала на соответствующие отсчеты синфазного и квадратурного сигналов внутреннего опорного напряжения, тем самым выполняется процесс синхронного детектирования.

Отсчеты после синхронного детектирования подаются на sinc-фильтры нижних частот, в которых с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) выполняется переход из временной в частотную область, где происходит фильтрация сигналов и затем с помощью обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) осуществляется обратный переход во временную область. Тогда на выходе sinc-фильтров после удаления начального и конечного переходных процессов получают значение напряжений пропорциональные синфазной и квадратурной составляющим измеряемого дифференциального сигнала. Полученные значения напряжения фильтруются фильтрами среднего и Калмана. После этого сигналы поступают в устройства выборки и хранения, где проводится коррекция результата измерения для устранения погрешности измерительного канала. После чего в блоке арифметического вычисления рассчитывается модуль и фазовый сдвиг измеряемого дифференциального напряжения с учетом коэффициентов усиления всех звеньев.

На рисунке 4.3. представлен фрагмент разработанной блок-диаграммы на языке программирования LabVIEW, реализующей работу алгоритма цифровой

обработки сигналов. На разработанное программное обеспечение получено свидетельство о Государственной регистрации программы для ЭВМ (Приложение Б).

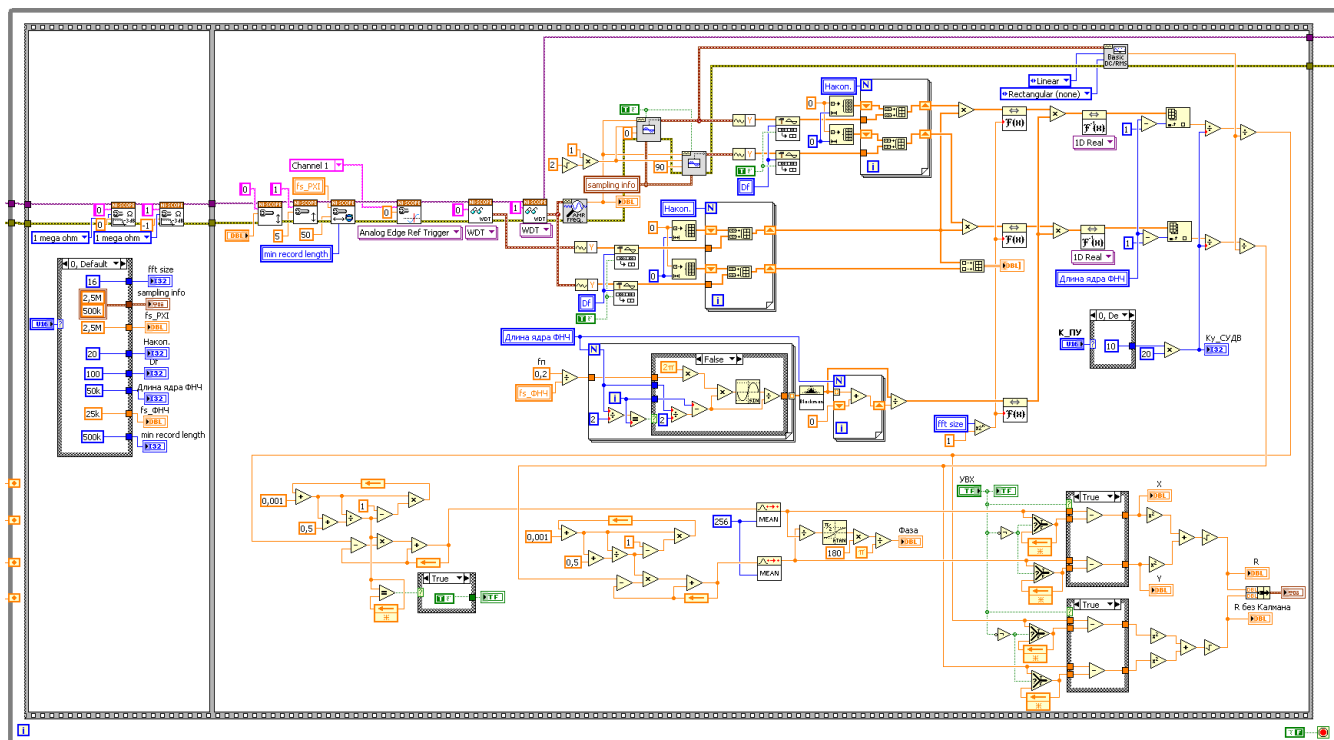


Рисунок 4.3 – Блок-диаграмма, реализующая работу алгоритма цифровой обработки

4.3 Цифровой фильтр нижних частот

Точность и быстродействие обработки сигналов после оцифровывания определяется алгоритмом цифровой фильтрации и типами фильтров, применяемых в нем.

Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид [146-149]:

$$y(n) = \sum_{i=0}^N b_i x(n-i) - \sum_{k=1}^M a_k y(n-k), \quad (4.1)$$

где M – порядок уравнения; a_k , b_i – весовые коэффициенты;

$x(n-i)$, $y(n-k)$ – входной и выходной сигналы фильтра, задержанные на i и k периодов дискретизации.

При ненулевом значении a_k , цифровой фильтр имеет обратную связь и является рекурсивным. При a_k равным нулю, выходной сигнал цифрового фильтра

определяется только суммой текущего значения и N предыдущих выборок входного сигнала, взвешенных с весовыми коэффициентами, следовательно, цифровой фильтр превращается в нерекурсивный. С другой стороны, дискретная временная свертка определяется как:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{\infty} h(m) \cdot x(n-m), \quad (4.3)$$

где $h(m)$ – импульсная характеристика цифрового фильтра.

Импульсную характеристику цифрового фильтра разделяют на бесконечной и конечной длительности. Бесконечная импульсная характеристика (4.3) характеризует рекурсивные фильтры – БИХ фильтры. Нерекурсивные цифровые фильтры представляют собой фильтры с конечной импульсной характеристикой – КИХ фильтры:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m) \cdot x(n-m), \quad (4.4)$$

Как следует из выражений (4.3) и (4.4), импульсная характеристика в дискретной временной свертке соответствует коэффициентам b_i в уравнении нерекурсивного цифрового фильтра.

В отличие от аналоговых, цифровые КИХ фильтры всегда устойчивы, просты в реализации, и могут обеспечить линейную фазовую характеристику и возможность аппроксимации более произвольных частотных характеристик. Отрицательным чертой данного типа фильтров является требование большего числа вычислительных операций [149, 150]. Но количество вычислений существенно может быть уменьшено при использовании быстрого преобразования Фурье.

Для обеспечения устойчивости, простоты в реализации, функциональной гибкости цифрового фильтра было выбрано использование фильтра типа КИХ для аппроксимации выходного фильтра нижних частот. Для этого была определена импульсная характеристика и структурная схема реализации цифрового фильтра.

Определение импульсной характеристики фильтра нижних частот было проведено с помощью оконной функции sinc [151]. В полосе пропускания, амплитудно-частотная характеристика идеального фильтра выражается как:

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1 & \text{если } -\omega_c \leq \omega \leq \omega_c; \\ 0 & \text{если } \omega < -\omega_c \text{ и } \omega > \omega_c, \end{cases} \quad (4.5)$$

где $\omega_c = 2\pi f_c$ – частота среза фильтра, рад/с;

f_c – частота среза фильтра, Гц.

При этом под частотой среза цифрового фильтра понимается половина суммы частот полосы пропускания и задержания:

$$\omega_c = (\omega_{\Pi} + \omega_3)/2, \quad (4.6)$$

где ω_{Π} – частота полосы пропускания, рад/с;

ω_3 – частота полосы задержания, рад/с.

Зная амплитудно-частотную характеристику идеального фильтра, можно вычислить его импульсную характеристику с помощью дискретного преобразования Фурье:

$$\begin{aligned} h_d(n) &= \frac{T_d}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} H(j\omega) e^{j\omega n T_d} d\omega = \frac{T_d}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} e^{j\omega n T_d} d\omega = \frac{T_d}{2\pi} \left(\frac{1}{jn T_d} \right) e^{j\omega n T_d} \Big|_{-\omega_c}^{\omega_c} = \\ &= \frac{1}{\pi n} \left(\frac{e^{j\omega_c n T_d} - e^{-j\omega_c n T_d}}{2j} \right) = \frac{1}{\pi n} \sin(\omega_c n T_d) = \frac{\omega_c T_d}{\pi} \frac{\sin(\omega_c n T_d)}{\omega_c n T_d} = \\ &= \frac{\sin(2\pi f_c n T_d)}{\pi n} = 2 f_c T_d \operatorname{sinc}(2 f_c n T_d), n = \pm 1, \pm 2, \dots, \end{aligned} \quad (4.7)$$

где T_d – период дискретизации, с.

Для получения физически реализуемого фильтра с близкой к идеальной амплитудно-частотной характеристикой, данная импульсная характеристика была смещена вправо на $(N-1)/2$ отсчетов и удалена за пределами $n < 0$ и $n \geq N$, где N – нечетное. Полученная импульсная характеристика имеет вид:

$$h_d\left(n - \frac{N-1}{2}\right) = \begin{cases} 2\pi f_c T_d K & \text{при } n = \frac{N-1}{2}; \\ K \frac{\sin\left[2\pi f_c T_d\left(n - \frac{N-1}{2}\right)\right]}{n - \frac{N-1}{2}} & \text{при } n \neq \frac{N-1}{2}, \end{cases} \quad (4.8)$$

где K – масштабный коэффициент, обеспечивающий единичное усиление при нулевой частоте входного сигнала.

Качество аппроксимации фильтра зависит от числа точек в переходной полосе, определяемой как разность частот полосы задержания и пропускания.

Длина импульсной характеристики определяется согласно формуле:

$$N = \frac{(L+1) \cdot f_d}{\Delta f_{\text{пер}}}, \quad (4.9)$$

где L – число точек в переходной полосе;

$\Delta f_{\text{пер}} = f_z - f_c$ – ширина переходной полосы.

Для избегания эффекта Гиббса при усечении ряда Фурье применяются специальные весовые функции, имеющие длину равную длине импульсной характеристики аппроксимирующего фильтра. При проектировании цифрового фильтра были рассмотрены 4 весовых функции: прямоугольная, треугольная, Хемминга и Блэкмана.

В прямоугольной весовой функции имеется минимальная ширина главного лепестка и максимальный уровень боковых лепестков. В то время как, треугольная весовая функция обладает шириной главного лепестка вдвое больше по сравнению с прямоугольной при большом уровне боковых лепестков. В весовой функции Хемминга, уровень боковых лепестков приемлем для аппроксимации нерекурсивного фильтра. С другой стороны, весовая функция Блэкмана обладает более широким главным лепестком и малым уровнем боковых лепестков. Импульсные характеристики и амплитудно-частотные характеристики весовых функции Блэкмана и Хемминга, полученные в результате моделирования в среде Matlab представлены на рисунке 4.4.

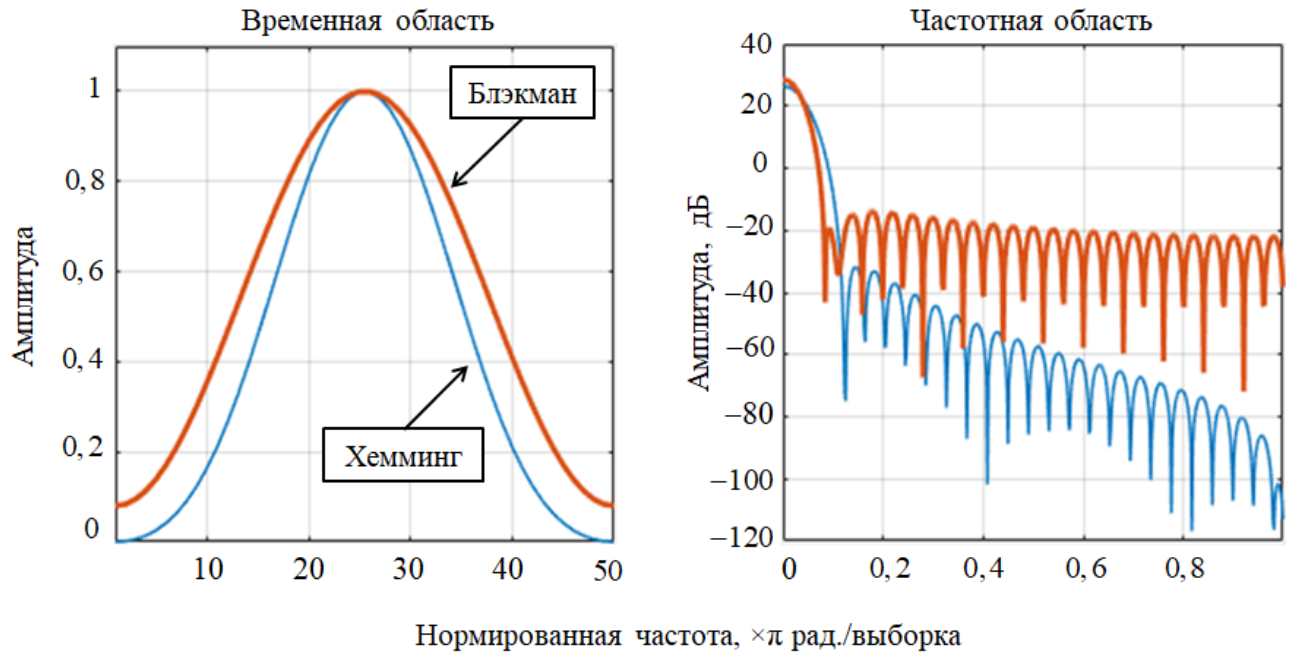


Рисунок 4.4 – Импульсные характеристики и АЧХ весовых функции Блэкмана, Хемминга

Как видно из рисунка 4.4, весовая функция Хемминга имеет более быстрый спад в переходной полосе, при этом ее уровень подавления в полосе задержания (-53дБ) уступает весовой функции Блэкмана (-74дБ). Неравномерность в полосе пропускания весовой функции Блэкмана составляет 0,02 %, в то время как для окна Хемминга неравномерность составляет 0,2 %.

В результате анализа импульсных и амплитудно-частотных характеристик весовых функции Блэкмана и Хемминга было принято решение использовать весовые функции Блэкмана для усечения импульсной характеристики sinc-фильтра. Тогда выражение импульсной характеристики sinc-фильтра примет вид:

$$h(n) = K \frac{\sin \left[2\pi f_c T_d \left(n - \frac{N-1}{2} \right) \right]}{n - \frac{N-1}{2}} \left[0,42 - 0,5 \cos \left(\frac{2\pi n}{N-1} \right) + 0,08 \cos \left(\frac{4\pi n}{N-1} \right) \right], \quad (4.10)$$

Для обеспечения единичного коэффициента усиления фильтра по напряжению постоянного тока проведена нормировка полученной импульсной характеристики согласно следующему алгоритму:

$$h(n) = \frac{h(i)}{\sum_{n=0}^{N-1} h(n)}, i = 1..N - 1. \quad (4.11)$$

Расчет импульсной характеристики оконного sinc-фильтра нижних частот для фильтрации сигнала после синхронного детектирования в диапазоне частот от 1 кГц до 10 кГц проведен при следующих параметрах:

- частота среза $f_c = 0,2$ Гц;
- частота дискретизации $f_d = 250$ кГц;
- число точек дискретизации $N = 500001$.

Частоты дискретизации входного сигнала и импульсной характеристики sinc-фильтра выбираются согласно теореме Котельникова.

На рисунке 4.5 представлена разработанная в среде программирования LabVIEW блок-диаграмма программы вычисления импульсной характеристики оконного sinc-фильтра нижних частот.

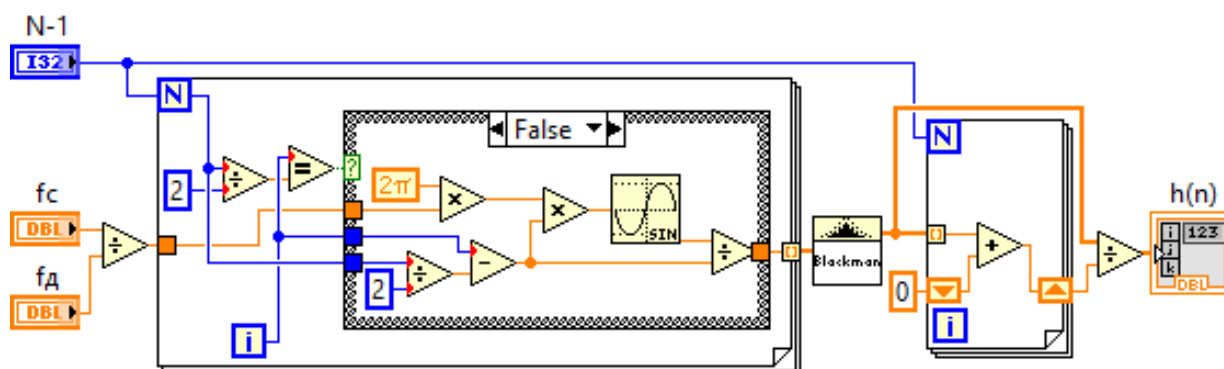


Рисунок 4.5 – Блок-диаграмма вычисления импульсной характеристики оконного sinc-фильтра нижних частот

Полученные импульсная характеристика и амплитудно-частотная характеристика оконного sinc-фильтра после усечения и нормировки представлены на рисунке 4.6.

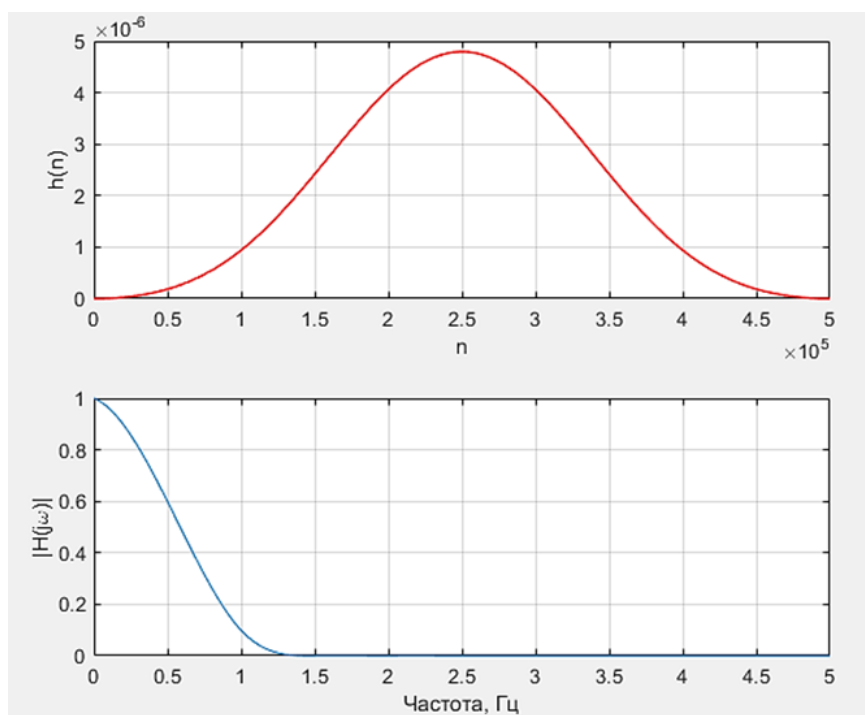


Рисунок 4.6 – Импульсная характеристика и АЧХ оконного sinc-фильтра

Более высоких подавлений в полосе задерживания можно достичь с помощью каскадного включения оконных sinc-фильтров.

Для подтверждения правильности расчетов параметров фильтра, расчет импульсной характеристики фильтра нижних частот также был осуществлен по желаемой частотной характеристике методом частотной выборки [146, 152]. Для этого, заданная частотная характеристика дискретизировалась по частоте и на основе полученной дискретизированной АЧХ вычислялось обратное дискретное преобразование Фурье.

Амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот, с частотами полосы пропускания ω_{Π} и задержания ω_3 имеет вид:

$$|H(j\omega)| = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq \omega \leq \omega_{\Pi}; \\ \frac{\omega_3 - \omega}{\omega_3 - \omega_{\Pi}} & \text{при } \omega_{\Pi} < \omega \leq \omega_3; \\ 0 & \text{при } \omega_3 < \omega. \end{cases} \quad (4.12)$$

Дискретизированная амплитудно-частотная характеристика:

$$H_{\text{д}}(j\omega_k) = |H_{\text{д}}(j\omega)|_{\omega=\omega_k}, k=1..N-1. \quad (4.13)$$

Шаг дискретизации определяется как отношением ширины переходной полосы к числу точек в этом полосе: $\Delta f = \Delta f_{\text{пер}}/(L+1)$. Тогда импульсная характеристика фильтра нижних частот будет определяться с помощью обратного дискретного преобразования Фурье:

$$h(n) = \text{ОДПФ}[H_d(j\omega_k)]. \quad (4.14)$$

Для обеспечения физической реализуемости фильтра, выбирался один период импульсной характеристики, смещенный вправо на $(N-1)/2$ отсчетов. Для устранения эффекта Гиббса и получения единичного коэффициента усиления также проведены усечение полученной характеристики весовой функцией Блэкмана и затем нормировка.

Расчет импульсной характеристики фильтра нижних частот по желаемой частотной характеристике методом частотной выборки проведен при частоте полосы пропускания $f_{\text{п}} = 0$ Гц; частоте полосы задержания $f_{\text{з}} = 1$ Гц. Частота дискретизации 250 кГц, число точек дискретизации 500001, как и при расчетах выше.

На рисунке 4.7 представлена разработанная в среде программирования LabVIEW блок-диаграмма программы вычисления импульсной характеристики оконного sinc-фильтра нижних частот по желаемой частотной характеристике.

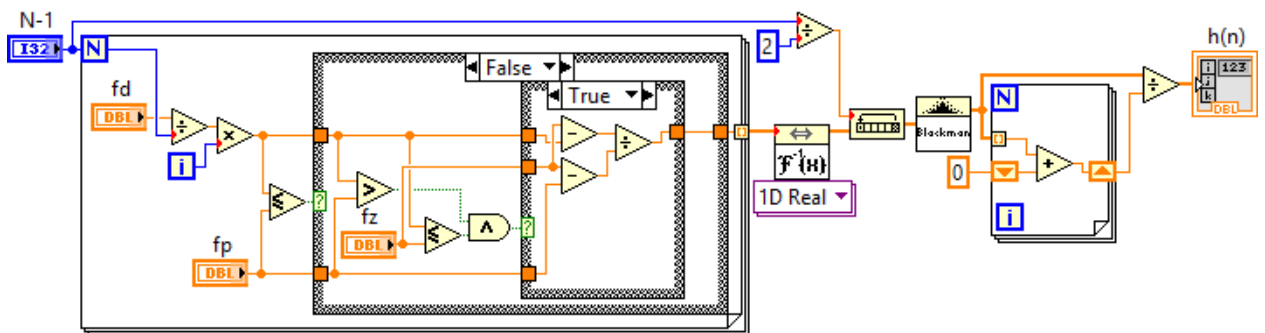


Рисунок 4.7 – Блок-диаграмма вычисления импульсной характеристики методом частотной выборки

Полученные импульсная характеристика и аппроксимирующая заданную частотная характеристика представлены на рисунке 4.8.

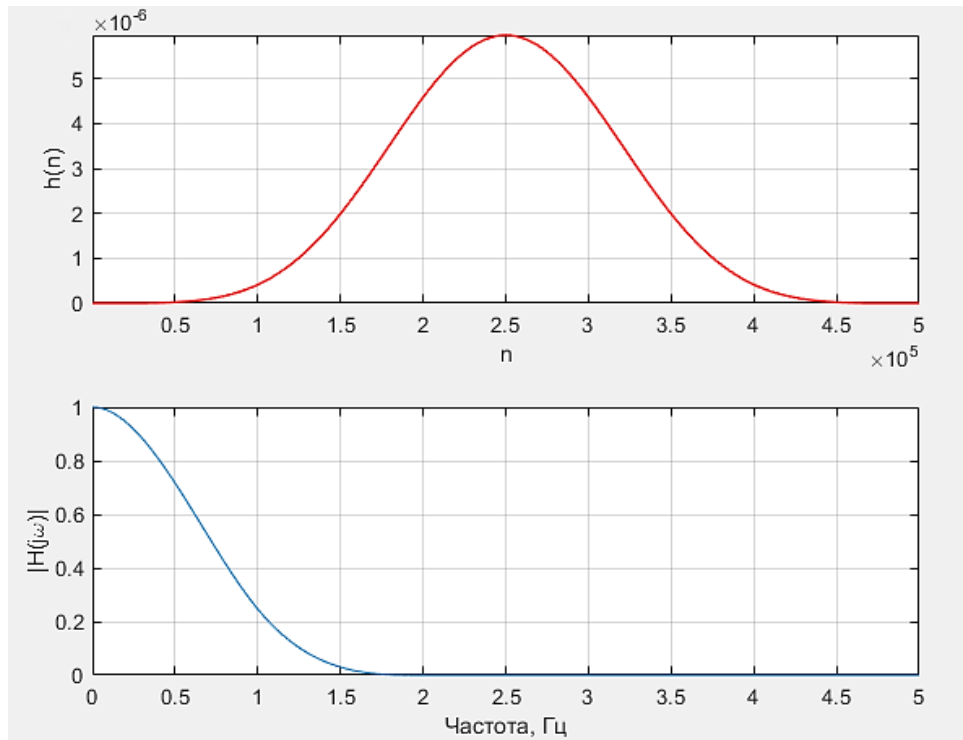


Рисунок 4.8 – Импульсная характеристика и АЧХ оконного sinc-фильтра

Анализ импульсной характеристики и АЧХ на рисунках 4.6 и 4.8 показывает правильность проведенных вычислений.

На основе проведенных вычислений были рассчитаны параметры цифрового фильтра для различных частот входного сигнала: при диапазоне частот входного сигнала от 20 Гц до 1 кГц, частоты дискретизации входного сигнала и импульсной характеристики цифрового фильтра составляют 25 кГц, длина импульсной характеристики – 50001 точек; при диапазоне частот от 1 кГц до 10 кГц частоты дискретизации входного сигнала и импульсной характеристики цифрового фильтра составляют 250 кГц, длина импульсной характеристики – 500001 точек; при диапазоне частот от 10 кГц до 100 кГц частоты дискретизации входного сигнала и импульсной характеристики цифрового фильтра составляют 2,5 МГц, длина импульсной характеристики – 500001 точек.

Различаются два подхода практической реализации цифрового КИХ-фильтра: во временной области на основе дискретной временной свертки и в частотной области на основе быстрого преобразования Фурье. Далее рассмотрим оба подхода.

4.4 Алгоритм цифровой фильтрации на основе дискретной временной свертки

Во временной области, цифровые фильтры реализуются на основе вычисления линейной дискретной временной свертки [146-149]:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m) \cdot x(n-m) = \sum_{m=0}^{N-1} h(n-m) \cdot x(m), \quad n = 0..N-1, \quad (4.15)$$

где $N=N_1+N_2-1$ – длина выходного сигнала;

N_1, N_2 – длины последовательностей импульсной характеристики и входного сигнала.

Как видно из выражения (4.15), для каждого отсчета требуются $(N-1)$ операций сложения и N операций умножения. Структурная схема цифрового фильтра на основе дискретной временной свертки представлена на рисунке 4.9.

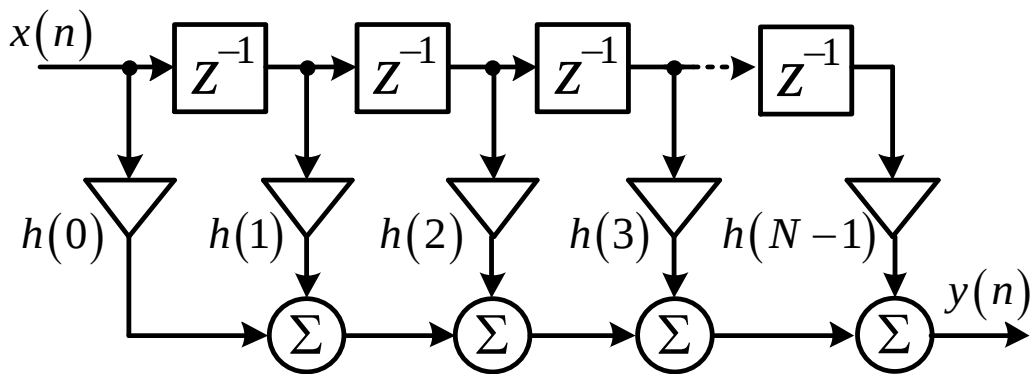


Рисунок 4.9 – Структурная схема цифрового фильтра на основе дискретной временной свертки

Первые N_1-1 отсчетов выходного сигнала представляют собой начальный переходный процесс, при этом линия задержки еще не заполнена отсчетами полностью.

Точно также и по завершению входной последовательности постепенно линия задержка фильтра очищается, получается конечный переходный процесс тоже длиной N_1-1 отсчетов. Середина выходной последовательности, имеющая длина N_1-N_2+1 соответствует неискаженному выходному результату.

Программная реализация алгоритма цифровой фильтрации на основе дискретной временной свертки, разработанная в среде программирования LabVIEW представлена на рисунке 4.10.

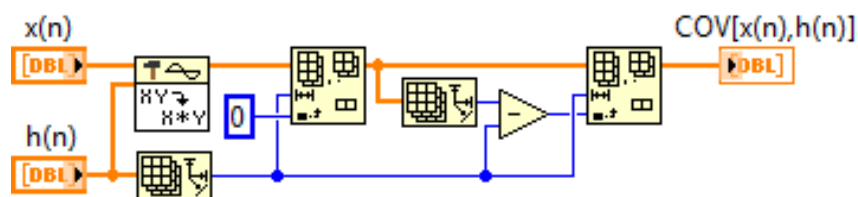


Рисунок 4.10 – Блок-диаграмма цифровой фильтрации на основе дискретной временной свертки

Экспериментальная проверка реализованного алгоритма фильтрации на основе дискретной временной свертки показала, что для эффективной фильтрации требуется значительные временные затраты и вычислительные ресурсы.

4.5 Алгоритм цифровой фильтрации на основе быстрого преобразования Фурье

Сущность частотного подхода реализации цифрового КИХ-фильтра заключается в том, что дискретная временная свертка последовательностей во временной области соответствует умножению их спектров в частотной области [146, 147]. Тогда осуществляется вычисление дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с последующим применением обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ), т. е. дискретная временная свертка при обработке в частотной области вычислена в соответствии с алгоритмом:

$$y(n) = \text{ОДП}\Phi_N \left\{ \text{ДП}\Phi_N [h(n)] \cdot \text{ДП}\Phi_N [x(n)] \right\}, n = 0, 1 \dots N-1; \quad (4.16)$$

$$N = N_1 + N_2.$$

Согласно приведенному алгоритму, находятся отсчеты выходного сигнала по частотным выборкам входного сигнала, взвешенным частотной характеристикой фильтра. При фильтрации выполняется переход из временной в

частотную область, где происходит обработка сигналов и, затем обратный переход во временную область.

Эффективность реализации фильтра существенно возрастает при использовании быстрого преобразования Фурье для вычисления ДПФ и ОДПФ. Для этого, ДПФ исходной последовательности разбивается на ДПФ последовательностей меньшей длины и на них проводится вычисление ДПФ исходной [147, 148]. Последовательность $x(n)$ длиной N разбивается на 2 последовательности длиной $N/2$ – нечетную: $x_1(n)=x(2n+1)$ и четную: $x_2(n)=x(2n)$, где $n=0...(N/2)-1$.

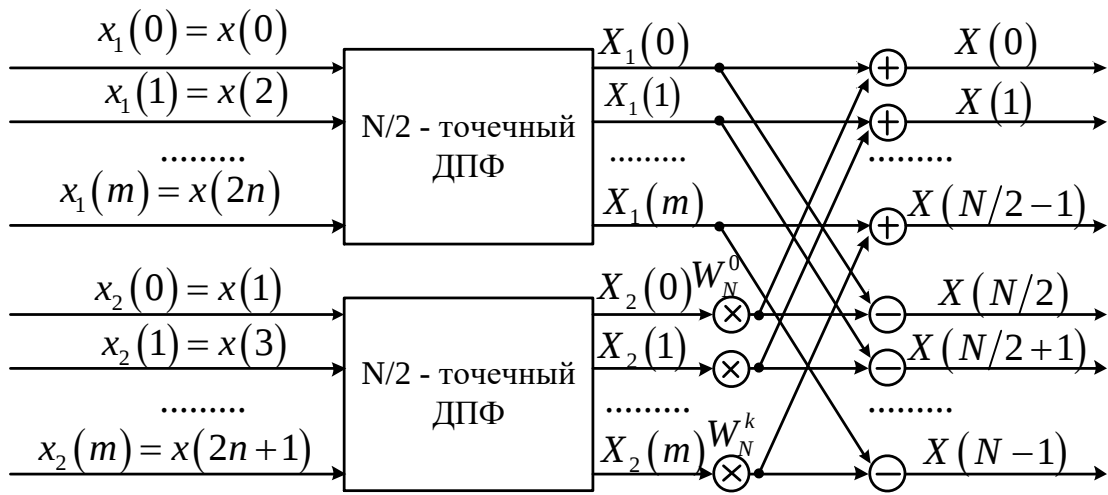


Рисунок 4.11 – Алгоритм фильтрации на основе БПФ

Тогда первая и вторая половины ДПФ исходной последовательности для $k = 0, 1...(N/2-1)$ будут определяться согласно формулам:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) e^{-j \frac{2\pi}{N/2} kn} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x_2(n) e^{-j \frac{2\pi}{N/2} kn} e^{-j \frac{2\pi}{N/2} kn} = X_1(k) + X_2(k) \cdot W_N^k; \quad (4.17)$$

$$X\left(k + \frac{N}{2}\right) = X_1(k) + X_2(k) \cdot W_N^{k+N/2} = X_1(k) - X_2(k) \cdot W_N^k.$$

Выражения (4.17) определяют базовую операцию быстрого преобразования Фурье. В связи с тем, что для длин равных целой степени двойки разработаны эффективные алгоритмы БПФ, последовательности $x(n)$ и $h(n)$ дополняют нулями до длины $N=2^m$, после этого применяется схема вычисления свертки, представленная на рисунке 4.12.

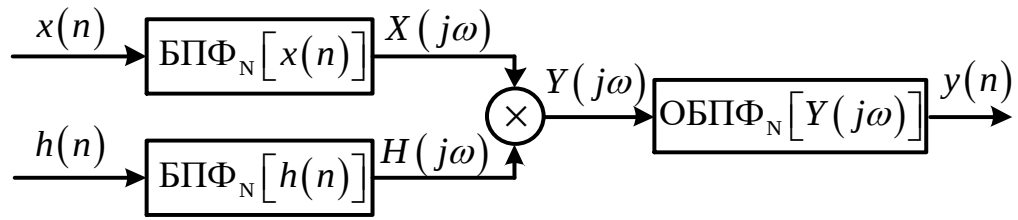


Рисунок 4.12 – Схема вычисления свертки

На каждый отсчет ДПФ последовательности длиной N при применении БПФ потребуется $\log_2 N$ операций умножения. Следовательно, алгоритм БПФ уменьшает число операций умножения в $N/\log_2 N$ по сравнению с алгоритмом дискретной временной свертки.

В случае, когда входные последовательности $h(n)$ и $x(n)$ дополняются нулевыми отсчетами до длины N_1+N_2-1 , первыми и последними N_1-1 отсчетами являются начальный и конечный переходные процессы, а N_1-N_2+1 в середине последовательности выходного сигнала представляет собой результат фильтрации.

Программная реализация алгоритма цифровой фильтрации на основе быстрого преобразования Фурье при $N=2^m$, разработанная в среде программирования LabVIEW представлена на рисунке 4.13.

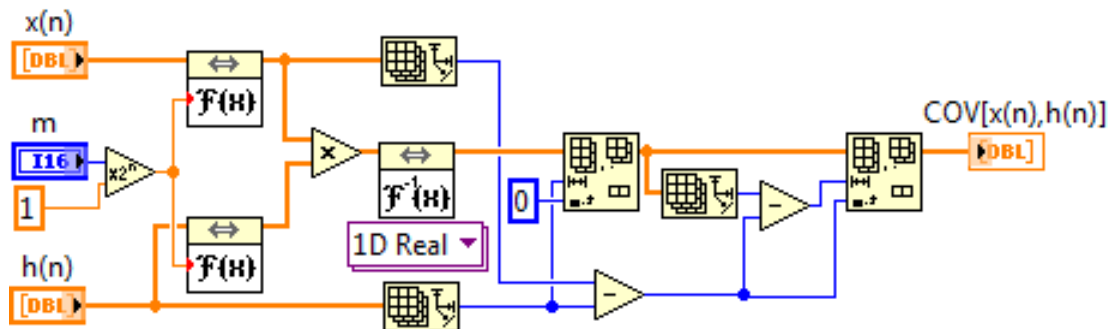


Рисунок 4.13 – Блок-диаграмма цифровой фильтрации на основе быстрого преобразования Фурье

4.6 Фильтрация шумов

Для фильтрации шумов в измерительном тракте синхронного усилителя могут применяться дополнительные аналоговые (аппаратные) фильтры нижних

частот. К недостаткам такого подхода относится увеличение габаритов, электропотребления и наличие собственных шумов используемой схемы фильтра. Другим подходом является использование цифровых (программных) фильтров, таких как: медианный, скользящего среднего и Калмана.

Одномерным медианным фильтром является скользящее окно N отсчетов, центральный элемент в котором заменяется медианой. Эта медиана представляет собой средний элемент последовательности, сортирующей по возрастанию значений сигнала в данном окне. Принцип работы медианного фильтра для K -последовательности характеризуется соотношением [153]:

$$med[x_k]_{1 \leq k \leq N} = \begin{cases} 0,5(x_n + x_{n+1}) & \text{при } N = 2n; \\ x_n & \text{при } N = 2n - 1. \end{cases} \quad (4.18)$$

Значение n является фиксированным, определяющим апертуру фильтра. Результирующая дисперсия шума на выходе фильтра рассчитывается как:

$$\sigma_m^2 = \frac{(\pi/2)\pi\sigma_v^2}{N + 0,5\pi + 1}, \quad (4.19)$$

где σ_v^2 – исходная дисперсия фильтруемого сигнала;

N – апертура медианного фильтра.

Фильтр скользящего среднего вычисляет каждый отсчет выходного сигнала, используя текущий отсчет и $n-1$ предыдущих отсчетов:

$$y_i = \frac{1}{\sum_{j=0}^{n-1} a_j} \left(\sum_{j=0}^{n-1} a_j x_{i-j} \right), \quad (4.20)$$

где x_{i-j} , y_i – текущее значение входного и выходного отсчетов фильтра соответственно;

a_j – весовые коэффициенты.

Если весовые коэффициенты a_j равны и их сумма равна единице, сигнал на выходе фильтра будет определяться как:

$$y_i = \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} x_{i-j}. \quad (4.21)$$

Дисперсия шума на выходе фильтра скользящего среднего будет обратно пропорциональна числу обрабатываемых точек:

$$\sigma_y^2 = \sigma_v^2 / n. \quad (4.22)$$

Видно, что при воздействии белого шума, характерного для измерительного канала синхронного усилителя, эффективность медиального фильтра ниже по сравнению с фильтром скользящего среднего на $(\pi/2-1)$, т. е. примерно на 60 %.

С учетом проведенного в главе 3 анализа шумов аналогового синхронного усилителя в цифровом синхронном усилителе перспективным является использование фильтра Калмана, который позволяет реализовать рекурсивное дооценивание измерительной информации.

Уравнение дискретного фильтра Калмана для момента времени k записывается в следующем виде [155-157]:

$$\begin{cases} y_k = x_k + \xi_k; \\ x_k = x_{k-1} + \eta_k, \end{cases} \quad (4.23)$$

где y_k, x_k – наблюдаемый и предсказываемый сигналы;

ξ_k, η_k – случайные величины, характеризующие погрешности измерений модели с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями σ_v^2, σ_w^2 .

Алгоритм работы фильтра Калмана состоит из двух этапов: предсказания и корректировки.

На этапе предсказания вычисляется величина текущего сигнала по величине предыдущего и соответствующей ковариацией P_k :

$$\begin{aligned} \hat{x}_k^- &= x_{k-1}; \\ P_k &= (1 - K_k) P_k^-. \end{aligned} \quad (4.24)$$

На этапе корректировки вычисляется коэффициент усиления фильтра Калмана, который с учетом наблюдаемого сигнала используется для коррекции предсказываемых величин текущего сигнала и ковариации и их обновления для следующей итерации:

$$\begin{aligned}
K_k &= \frac{P_k^-}{P_{k-1} + \sigma_v^2}; \\
\hat{x}_k &= \hat{x}_k^- + K_k (y_k - \hat{x}_k^-); \\
P_k^- &= P_{k-1} + \sigma_w^2.
\end{aligned} \tag{4.25}$$

где $\hat{x}_k^-$ – нескорректированная промежуточная апостериорная оценка состояния объекта в момент времени k ;

P_k^- – нескорректированная промежуточная апостериорная ковариационная матрица ошибок;

$\hat{x}_k$ – апостериорная оценка состояния объекта в момент времени k , полученная по результатам наблюдений вплоть до момента времени k включительно;

K_k – коэффициент усиления фильтра Калмана;

P_k – апостериорная ковариационная матрица ошибок;

x_{k-1} , P_{k-1} , y_k – значения, известные для каждой итерации.

Из формулы (4.25) видно, что коэффициент усиления фильтра Калмана зависит от величины ковариации и дисперсии ошибок результата измерений. Начальные величины входного сигнала, ковариации, дисперсии погрешности модели и измерений задаются до работы фильтра. Для задания величины дисперсии погрешности измерений используются данные о предполагаемых точностях измерительного и усилительного трактов и используемого аналогово-цифрового преобразователя синхронного усилителя. Величина дисперсии погрешности модели подбирается экспериментальным путем для обеспечения требуемого уровня фильтрации.

Для сравнения оценки эффективности работы фильтров Калмана и скользящего среднего, был проведен анализ их работы в среде Mathcad для задачи фильтрации постоянного сигнала при наличии белого шума. Для этого в постоянный сигнал амплитудой 0,05 введен белый шум с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением, равным 0,01 В (рисунок 4.14).

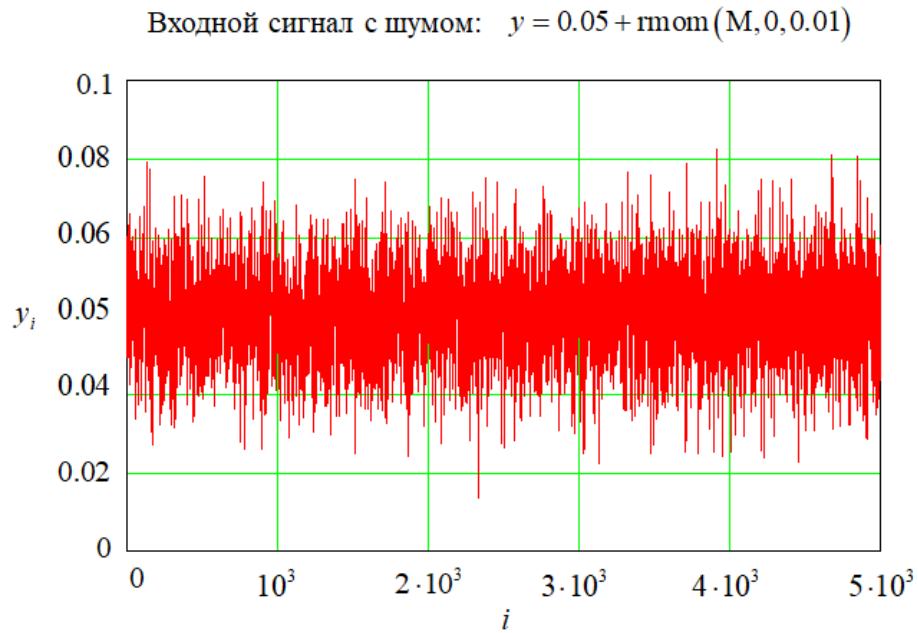


Рисунок 4.14 – Сигнал на входе фильтра

Результаты фильтрации методом скользящего среднего и фильтром Калмана представлены на рисунке 4.15.

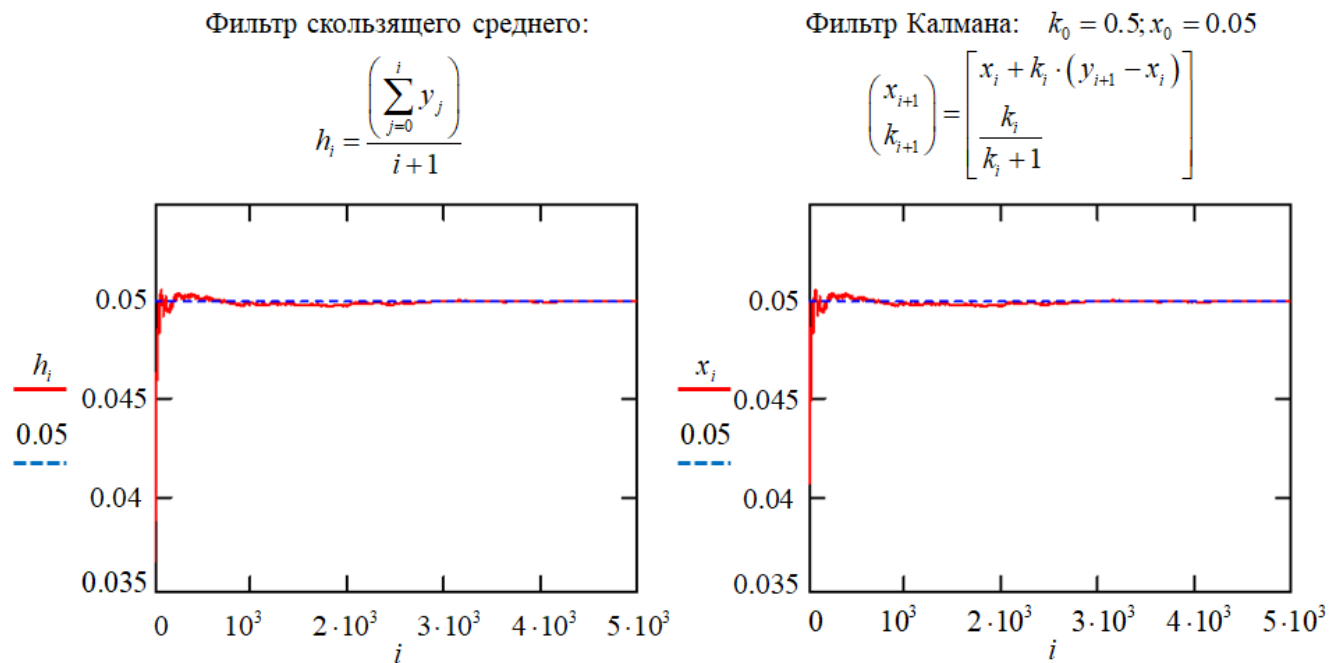


Рисунок 4.15 – Сигналы на выходе фильтров:
скользящего среднего – слева; Калмана – справа

Абсолютная погрешность сигнала на выходе фильтра в установившемся режиме определяется как разность отфильтрованного и заданного значений, и она составила:

- для фильтра методом скользящего среднего: $1,935 \cdot 10^{-5}$ В;
- для фильтра Калмана: $1,934 \cdot 10^{-5}$ В.

Таким образом, фильтры скользящего среднего и Калмана имеют практически одинаковые результаты.

В результате анализа вышеперечисленных фильтров было решено использовать фильтры Калмана и скользящего среднего для фильтрации шумов в цифровом синхронном усилителе.

Программная реализация фильтра Калмана, разработанная в среде программирования LabVIEW представлена на рисунке 4.16.

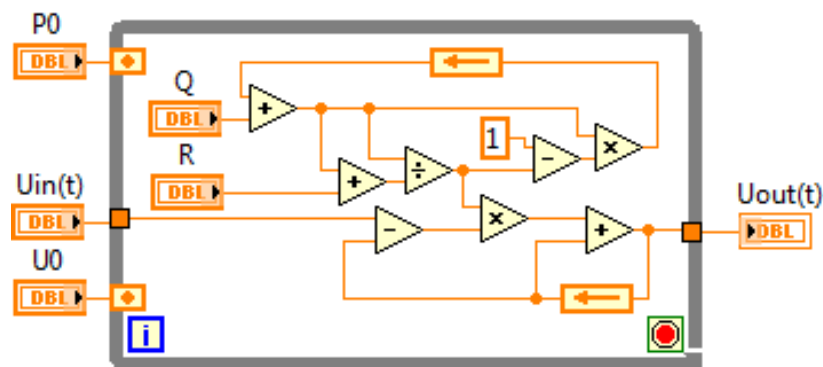


Рисунок 4.16 – Программная реализация фильтра Калмана

4.7 Цифровое устройство выборки и хранения

Для минимизации влияния остаточного синфазного сигнала в тракте синхронного усилителя применяется цифровое УВХ.

В аналоговых устройствах выборки и хранения, выходной сигнал в режиме хранения уменьшается со временем, что приводит к появлению погрешности после калибровки измерительного тракта синхронного усилителя.

Погрешности хранения проявляются за счет токов утечки ключа, выходных токов операционного усилителя и токов саморазряда накопительного конденсатора. Кроме того, из-за наличия напряжения смещения операционного усилителя может возникать дополнительная аддитивная погрешность.

Общий вид лицевой панели цифрового синхронного усилителя представлен на рисунке 4.19.

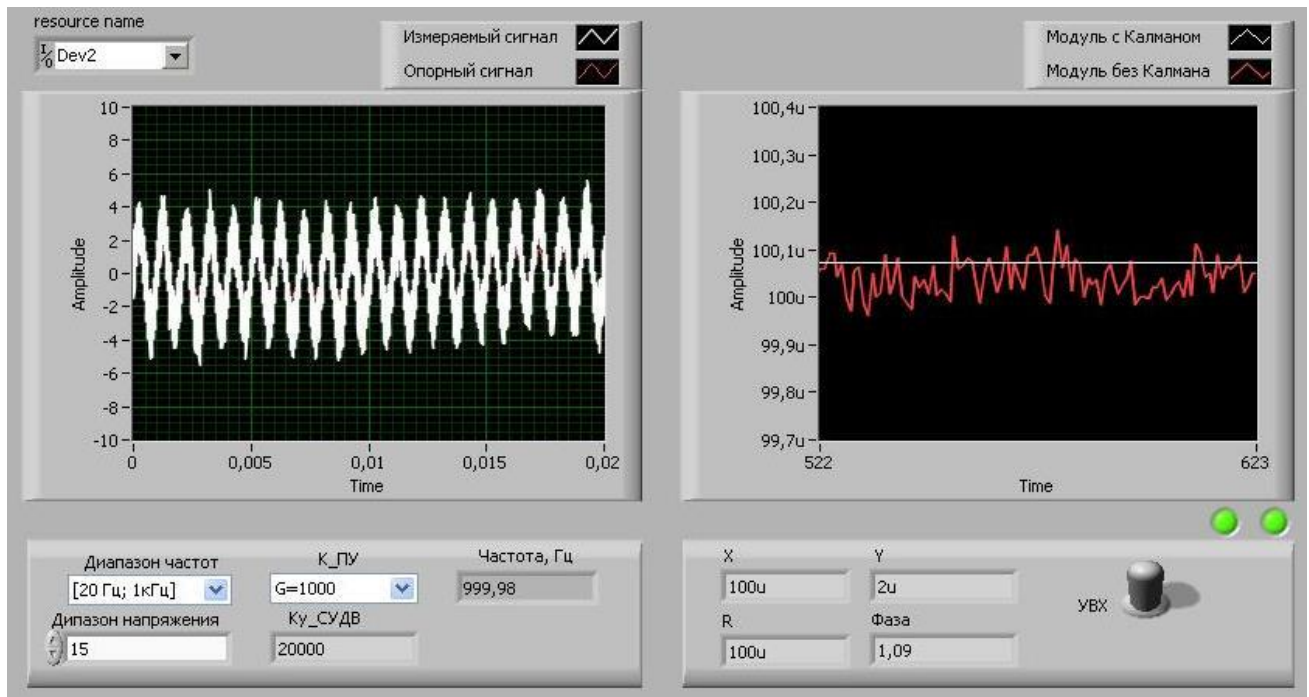


Рисунок 4.19 – Лицевая панель цифрового синхронного усилителя

4.8 Определение метрологических характеристик цифрового синхронного усилителя

4.8.1 Определение коэффициента ослабления синфазного сигнала цифрового синхронного усилителя

Определение коэффициента ослабления синфазного сигнала цифрового синхронного усилителя проводили следующим образом: с помощью генератора сигналов низкочастотного ГЗ-118 одновременно на оба входа синхронного усилителя подавали напряжение $u_0(t)$ амплитудой $10\sqrt{2}$ В на частотах 20, 40, 80, 400 Гц и 1, 10, 20, 40, 80, 100 кГц. Фиксировали выходное напряжение синхронного усилителя ΔU и рассчитывали коэффициент ослабления синфазного сигнала по формуле (3.1).

Полученные значения коэффициента ослабления синфазного сигнала при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и

на фотоэлектрических модулях без применения схемы УВХ и при использовании схемы УВХ приведены в таблицах 4.1 и 4.2 соответственно.

Таблица 4.1 – Коэффициент ослабления синфазного сигнала цифрового синхронного усилителя с выходным каскадом повторителя на транзисторах

Частота, кГц	Без УВХ		При УВХ	
	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	Косс, дБ	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	Косс, дБ
0,02	$4 \cdot 10^{-9}$	187,96	$< 1 \cdot 10^{-9}$	>200
0,04	$5 \cdot 10^{-9}$	186,02	$< 1 \cdot 10^{-9}$	>200
0,08	$8 \cdot 10^{-9}$	181,94	$< 1 \cdot 10^{-9}$	>200
0,4	$53 \cdot 10^{-9}$	165,51	$< 1 \cdot 10^{-9}$	>200
1	$149 \cdot 10^{-9}$	156,54	$2 \cdot 10^{-9}$	193,98
10	$2,75 \cdot 10^{-6}$	131,21	$10 \cdot 10^{-9}$	178,42
20	$9,25 \cdot 10^{-6}$	120,05	$17 \cdot 10^{-9}$	175,39
40	$36,04 \cdot 10^{-6}$	108,86	$52 \cdot 10^{-9}$	165,68
80	$132,59 \cdot 10^{-6}$	97,55	$158 \cdot 10^{-9}$	156,03
100	$231,31 \cdot 10^{-6}$	92,72	$330 \cdot 10^{-9}$	149,63

Таблица 4.2 – Коэффициент ослабления синфазного сигнала цифрового синхронного усилителя с выходным каскадом повторителя на фотоэлектрических модулях

Частота, кГц	Без УВХ		При УВХ	
	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	Косс, дБ	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	Косс, дБ
0,02	$5 \cdot 10^{-9}$	186,02	$< 1 \cdot 10^{-9}$	>200
0,04	$7 \cdot 10^{-9}$	183,10	$< 1 \cdot 10^{-9}$	>200
0,08	$11 \cdot 10^{-9}$	179,17	$< 1 \cdot 10^{-9}$	>200
0,4	$57 \cdot 10^{-9}$	168,88	$< 1 \cdot 10^{-9}$	>200
1	$146 \cdot 10^{-9}$	156,71	$2 \cdot 10^{-9}$	193,98
10	$3,45 \cdot 10^{-6}$	129,24	$12 \cdot 10^{-9}$	178,42
20	$13,16 \cdot 10^{-6}$	117,61	$22 \cdot 10^{-9}$	173,15
40	$49,59 \cdot 10^{-6}$	106,09	$60 \cdot 10^{-9}$	164,44
80	$194,63 \cdot 10^{-6}$	94,22	$177 \cdot 10^{-9}$	154,04
100	$293,68 \cdot 10^{-6}$	90,64	$315 \cdot 10^{-9}$	150,03

Из таблиц 4.1 и 4.2 видно, что коэффициент ослабления синфазного сигнала цифрового синхронного усилителя при наличии УВХ находится в диапазоне от 150 до 200 дБ в диапазоне частот до 100 кГц.

4.8.2 Оценка уровня шумов цифрового синхронного усилителя

Эксперимент по определению уровня шумов на выходе цифрового синхронного усилителя проведен согласно схеме и процедурам, описанным в разделе 3.3.2. На рисунке 4.20 представлен график отклонения Аллана цифрового синхронного усилителя в логарифмическом масштабе, полученный в результате измерений выходного напряжения в течении 1 ч без использования УВХ.

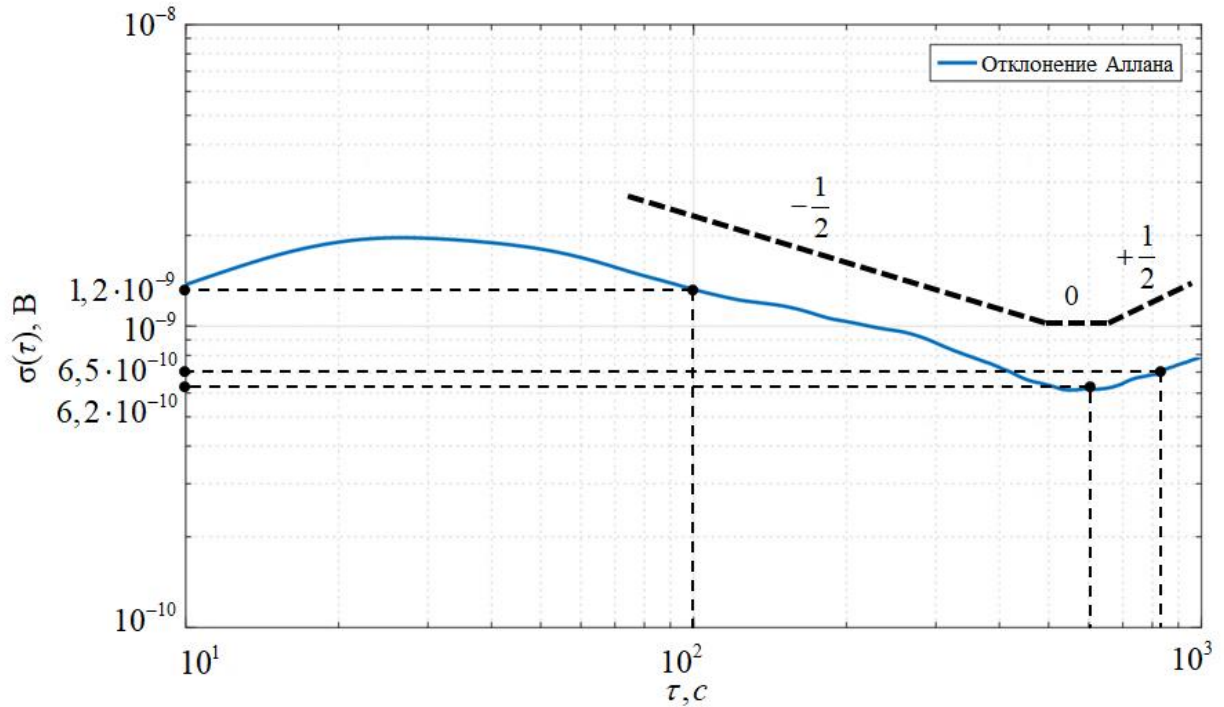


Рисунок 4.20 – Кривая отклонения Аллана синхронного усилителя

В соответствии с методикой расчета, описанной в разделе 3.3.2, рассчитаны шумовые составляющие:

- случайное блуждание выходного сигнала (белый шум) составляет 12 нВ/√Гц;
- нестабильность смещения составляет 1 нВ;
- скорости случайного блуждания (красный шум) составляет 0,1 нВ·√Гц.

Уровень белого шума на выходе цифрового синхронного усилителя определяется путем умножения полученного значения белого шума на корень из полосы пропускания выходного фильтра нижних частот и составляет 5,3 нВ.

4.8.3. Определение разрешающей способности цифрового синхронного усилителя

Определение разрешающей способности цифрового синхронного усилителя проведено согласно процедуре, описанной в разделе 3.3.3. При определении разрешающей способности синхронного усилителя 1 нВ, был установлен коэффициент усиления синхронного усилителя равным 200000 ($K_{СУ} = K_{ИУ} \cdot K_{РТ} \cdot K_{ПУ} \cdot K_{ФНЧ} = 10 \cdot 2 \cdot 1000 \cdot 10 = 200000$).

Результаты определения разрешающей способности синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблицах 4.3 – 4.8.

Таблица 4.3 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 10 мкВ

$U_{дн}, \text{мкВ}$	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{из}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$	$U_{из}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$
100	100	0	100	0
200	200	0	200	0
300	300	0	300	0
400	400	0	400	0
500	500	0	500	0

Таблица 4.4 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 1 мкВ

$U_{дн}, \text{мкВ}$	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{из}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$	$U_{из}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$
10	10	0	10	0
20	20	0	20	0
30	30	0	30	0
40	40	0	40	0
50	50	0	50	0

Таблица 4.5– Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 100 нВ

$U_{\text{ди}}$, мкВ	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотозлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %
10	10,0	0	10,0	0
20	20,0	0	20,0	0
30	30,0	0	30,0	0
40	40,0	0	40,0	0
50	50,0	0	50,0	0

Таблица 4.6 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 10 нВ

$U_{\text{ди}}$, мкВ	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотозлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %
10	10,02	0,20	10,01	0,10
20	20,00	0	20,01	0,05
30	30,01	0,03	30,01	0,03
40	40,01	0,03	40,02	0,05
50	50,01	0,02	50,02	0,04

Таблица 4.7 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 1 нВ ($U_{\text{ди}} = (10 - 50)$ мкВ)

$U_{\text{ди}}$, мкВ	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотозлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %
10	10,024	0,24	9,984	0,16
20	20,019	0,09	19,974	0,13
30	30,033	0,11	29,969	0,10
40	40,044	0,11	39,956	0,11
50	5,053	0,11	49,951	0,10

Таблица 4.8 – Результаты определения дифференциального напряжения при разрешающей способности 1 нВ ($U_{\text{ди}} = (1 - 5)$ мкВ)

$U_{\text{ди}}$, мкВ	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотозлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %	$U_{\text{из}}$, мкВ	γ , %
1	1,002	0,20	1,005	0,50
2	2,002	0,10	2,002	0,10
3	3,001	0,03	2,995	0,17
4	4,003	0,08	3,994	0,15
5	4,998	0,04	4,990	0,20

На рисунке 4.21 представлен внешний вид лицевой панели при измерении дифференциального напряжения 10 мкВ с разрешающей способностью 10 нВ.

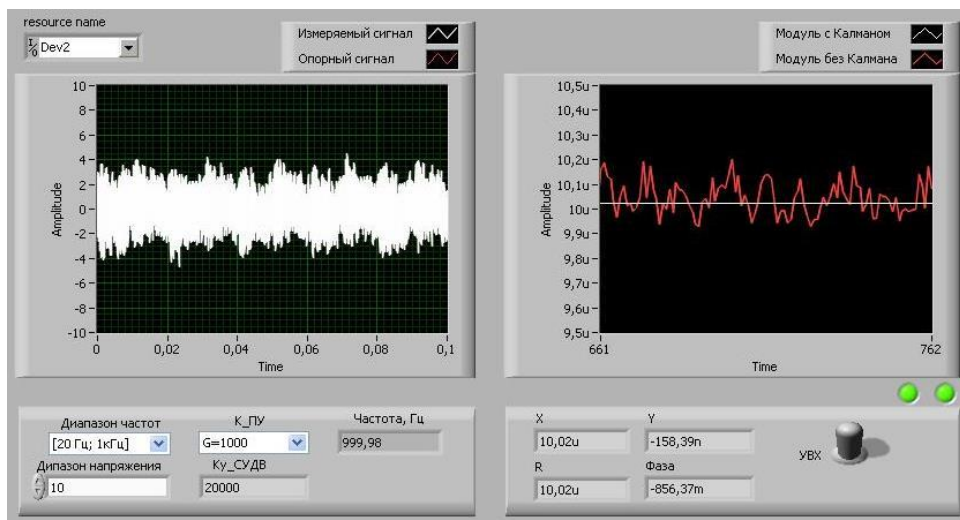


Рисунок 4.21 – Измерение дифференциального напряжения 10 мкВ с разрешающей способностью 10 нВ

На рисунке 4.22 представлен внешний вид лицевой панели при измерении дифференциального напряжения 10 мкВ с разрешающей способностью 1 нВ.

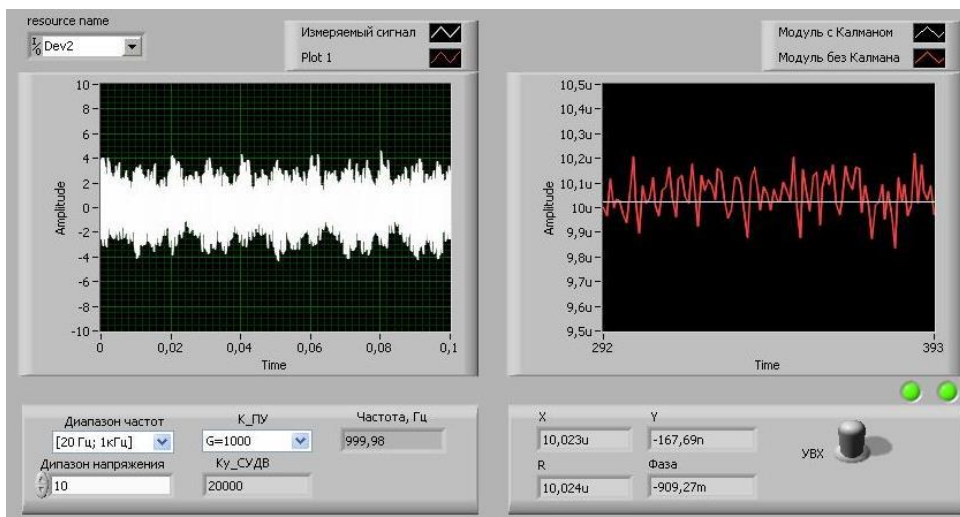


Рисунок 4.22 – Измерение дифференциального напряжения 10 мкВ с разрешающей способностью 1 нВ

Зависимости среднего значения относительного отклонения показаний синхронного усилителя при измерении дифференциального напряжения 10 мкВ и разрешающей способности 10 нВ и 1 нВ при многократном проведении

эксперимента и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены на рисунках 4.23 и 4.24.

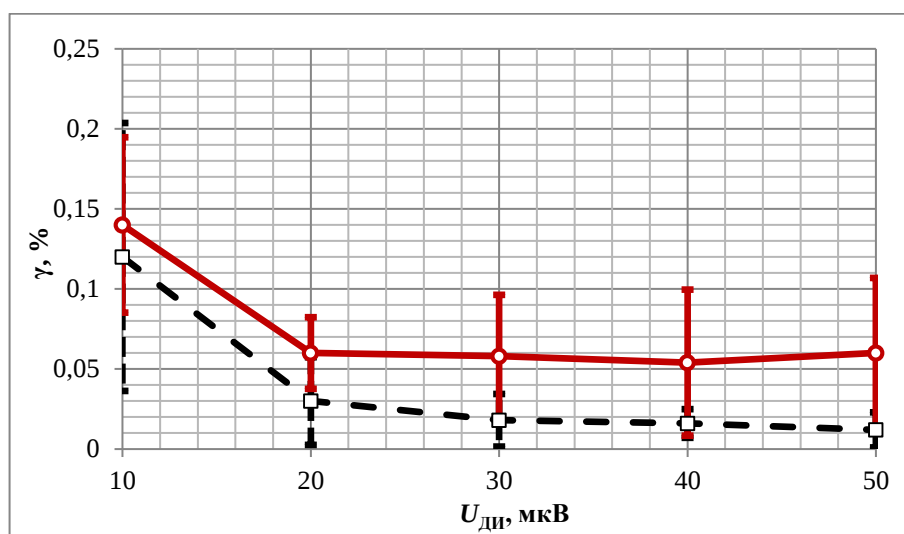


Рисунок 4.23 – Относительное отклонение показаний при разрешающей способности 10 нВ и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

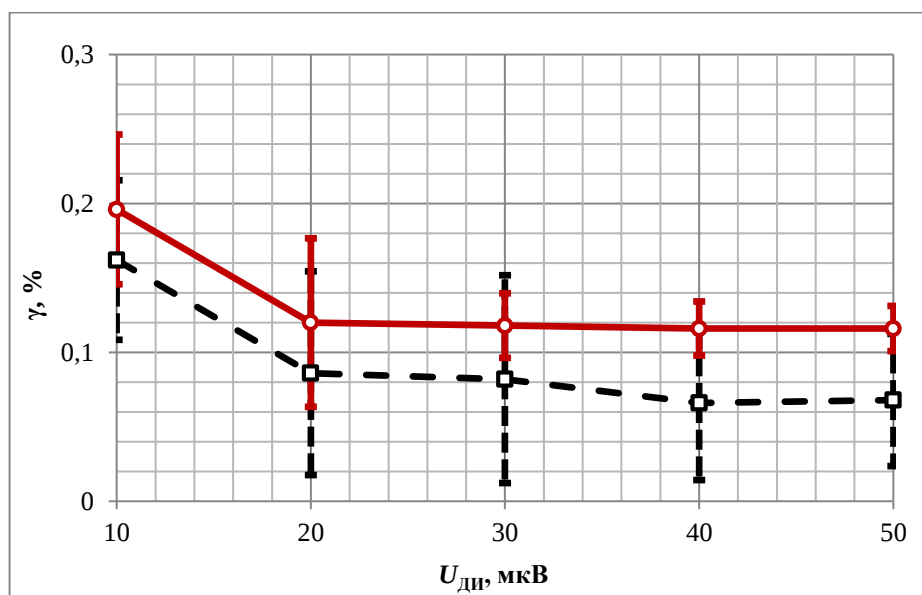


Рисунок 4.24 – Относительное отклонение показаний при разрешающей способности 1 нВ и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

Зависимости среднего значения относительного отклонения показаний синхронного усилителя при измерении дифференциального напряжения 1 мкВ и разрешающей способности 1 нВ при многократном проведении эксперимента и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены на рисунке 4.25.

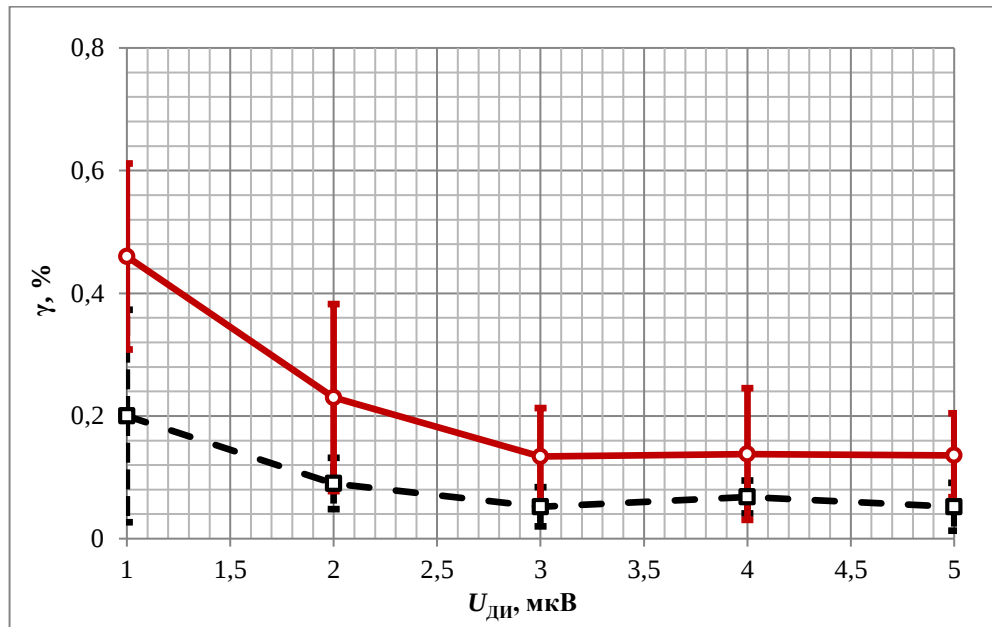


Рисунок 4.25 – Относительное отклонение показаний при измерении дифференциального напряжения 1 мкВ и разрешающей способности 1 нВ и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

Анализ данных, приведенных в таблицах 4.3 – 4.8 и на рисунках 4.23 – 4.25 показывает, что относительная погрешность цифрового синхронного усилителя при всех разрешающих способностях не превышает 0,6 %.

4.8.4 Определение диапазона частот сравниваемых напряжений

Определение диапазона частот сравниваемых напряжений проведено при дифференциальном напряжении $U_{ди} = 50 \text{ мкВ}$ и разрешающей способности 10 нВ согласно схеме и процедурам, описанным в разделе 3.3.4.

Результаты определения диапазона частот сравниваемых напряжений цифрового синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблицах 4.9 и 4.10.

Таблица 4.9 – Результат определения диапазона частот цифрового синхронного усилителя при сравнении напряжений амплитудой $0,5\sqrt{2}$ В

Частота, кГц	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{из}$, мкВ	γ , %	$U_{из}$, мкВ	γ , %
0,02	48,13	3,8	48,18	3,6
0,04	49,58	0,9	49,40	1,2
0,08	49,86	0,3	49,77	0,4
0,4	50,12	0,2	49,90	0,2
1	50,03	–	49,99	–
10	49,74	0,6	49,56	0,9
20	49,49	1,1	49,53	0,9
40	49,84	0,4	49,76	0,5
80	49,39	1,3	49,69	0,6
100	49,13	1,8	49,46	1,1

Таблица 4.10 – Результат определения диапазона частот цифрового синхронного усилителя при сравнении напряжений амплитудой $0,1\sqrt{2}$ В

Частота, кГц	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{из}$, мкВ	γ , %	$U_{из}$, мкВ	γ , %
0,02	48,17	3,6	48,66	2,6
0,04	49,63	0,6	49,82	0,3
0,08	50,01	0,1	50,13	0,3
0,4	50,08	0,3	50,19	0,4
1	49,95	–	49,97	–
10	49,87	0,2	49,90	0,1
20	50,14	0,4	49,78	0,4
40	49,91	0,1	49,71	0,5
80	49,39	1,1	48,97	2,0
100	48,43	3,0	48,34	3,1

Анализ полученных данных показывает, что в рабочем частотном диапазоне относительная погрешность не превышает 3,8 %.

4.8.5 Определение диапазона сравниваемых напряжений

Определение диапазона сравниваемых напряжений цифрового синхронного усилителя при входном синфазном напряжении амплитудой $10\sqrt{2}$ В и $100\sqrt{2}$ нВ проведено согласно схеме и процедурам, описанным в разделе 3.3.5.

Результаты определения минимальной амплитуды сравниваемых напряжений цифрового синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблице 4.11.

Таблица 4.11 – Результат определения минимальной амплитуды

$U_{\text{ди}}, \text{нВ}$	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{\text{из}}, \text{нВ}$	$\gamma, \%$	$U_{\text{из}}, \text{нВ}$	$\gamma, \%$
100	101	2,0	103	3,0
200	196	1,5	202	1,0
300	297	1,0	297	1,0
400	398	1,0	396	1,0
500	497	0,4	512	2,4

На рисунке 4.26 представлен внешний вид лицевой панели при измерении дифференциального напряжения 100 нВ с разрешающей способностью 1 нВ.

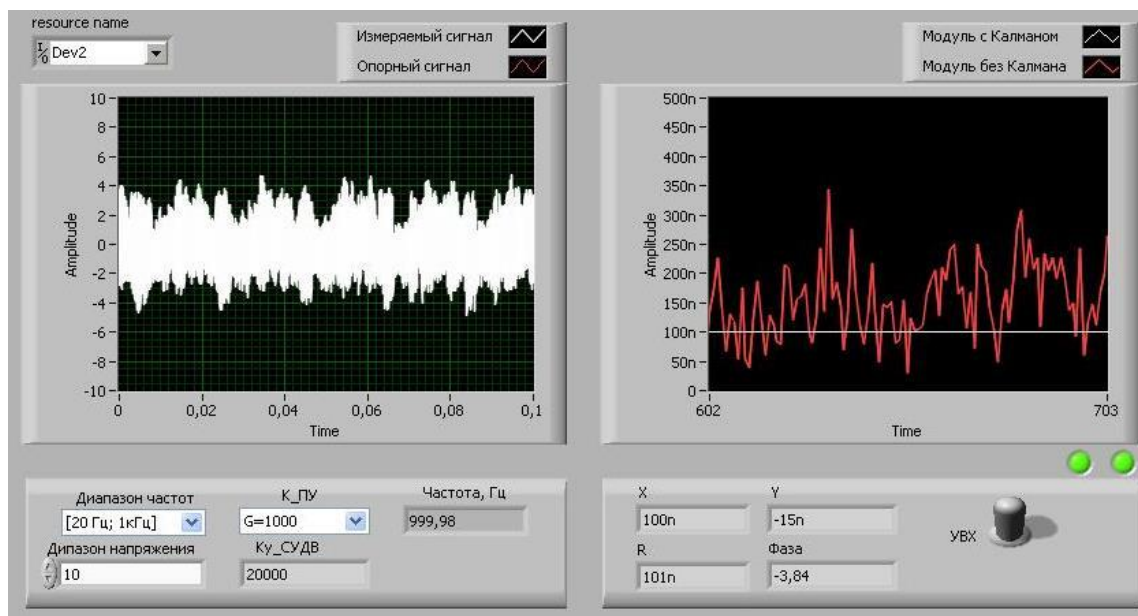


Рисунок 4.26 – Измерение дифференциального напряжения 100 нВ с разрешающей способностью 1 нВ

Зависимости среднего значения относительного отклонения показаний цифрового синхронного усилителя при определении минимальной амплитуды при многократном проведении эксперимента и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены на рисунке 4.27.

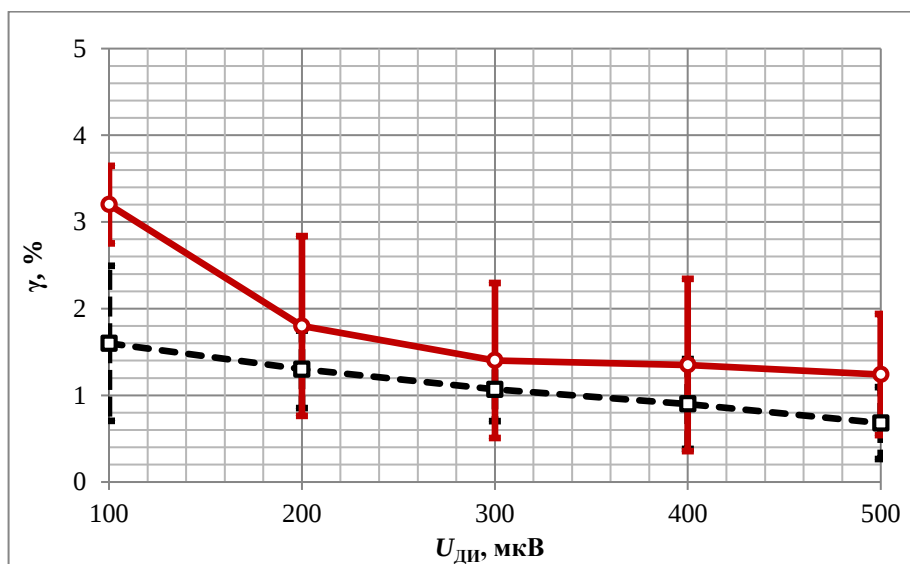


Рисунок 4.27 – Относительное отклонение показаний при определении минимальной амплитуды и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

Результаты определения максимальной амплитуды сравниваемых напряжений синхронного усилителя при использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены в таблице 4.12.

Таблица 4.12 – Результат определения максимальной амплитуды

$U_{ди}, \text{мкВ}$	Повторитель с выходным каскадом на транзисторах		Повторитель с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях	
	$U_{из}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$	$U_{из}, \text{мкВ}$	$\gamma, \%$
10	10,142	1,42	10,217	2,17
20	20,284	1,42	20,310	1,55
30	30,304	1,01	30,335	1,12
40	40,262	0,66	40,298	0,75
50	50,182	0,36	50,207	0,41

На рисунке 4.28 представлен внешний вид лицевой панели при измерении дифференциального напряжения 10 мкВ и синфазном напряжении амплитудой $10\sqrt{2}$ В с разрешающей способностью 1 нВ.

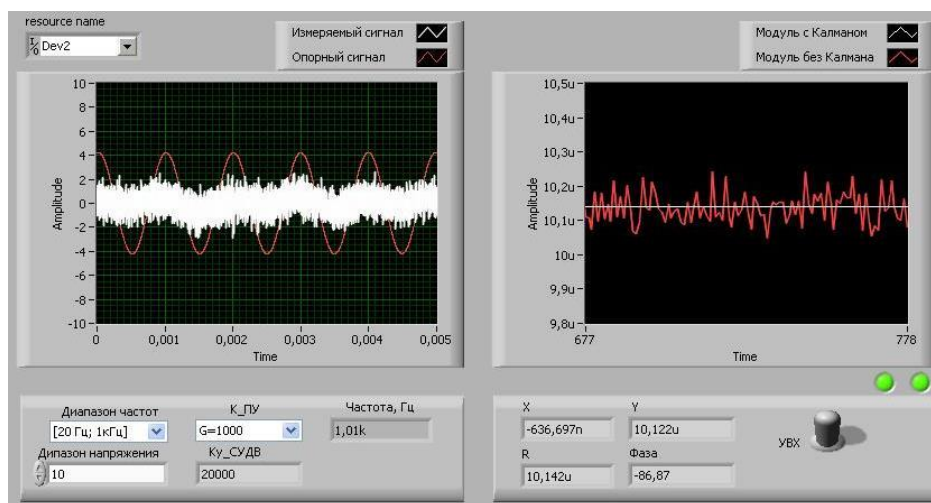


Рисунок 4.28 – Измерение дифференциального напряжения 10 мкВ с при сравниваемых напряжений амплитудой $10\sqrt{2}$ В

Зависимости среднего значения относительного отклонения показаний синхронного усилителя при определении максимальной амплитуды при многократном проведении эксперимента и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах и на фотоэлектрических модулях приведены на рисунке 4.29.

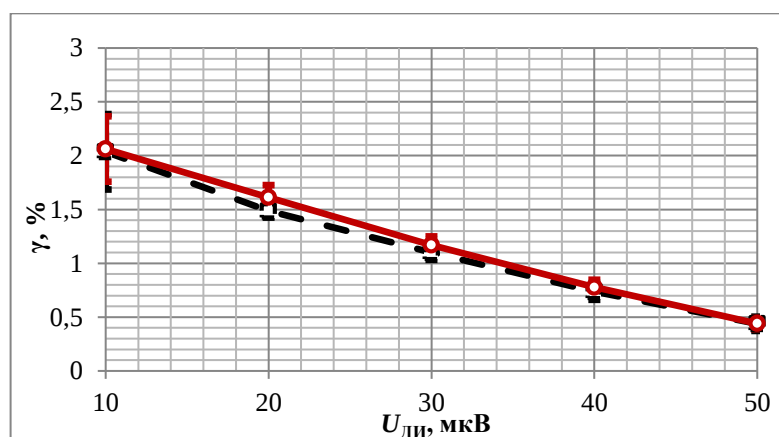


Рисунок 4.29 – Относительное отклонение показаний при определении максимальной амплитуды и использовании схем следящего питания с выходным каскадом на транзисторах (пунктирная) и на фотоэлектрических модулях (сплошная)

Из анализа полученных данных, приведенных в таблицах 4.11, 4.12 и графиках 4.27, 4.29 следует, что относительное отклонение показаний синхронного усилителя при определении динамического диапазона сравниваемых напряжений не превышают 3 %.

Выводы к главе 4

1. На основе схемотехнических и алгоритмических решений разработан и практически реализован цифровой синхронный усилитель, реализующий одновременное сравнение входных сигналов по амплитудам синфазных и квадратурных составляющих и обладающий инвариантностью к синфазному сигналу.
2. Использование разработанного метода цифровой обработки измерительной информации в синхронных усилителях с дифференциальным входом позволяет в 10 раз повысить разрешающую способность измерения разности напряжений по сравнению с реализованным аналоговым решением.
3. Совокупность схемотехнических решений для организации следящего питания схемы выделения дифференциального сигнала на основе фотоэлектрического модуля и алгоритмических решений по цифровой обработке позволяет увеличивать коэффициент ослабления синфазного сигнала в синхронных усилителях на 100 дБ в диапазоне рабочих частот.
4. Определение метрологических характеристик разработанного цифрового синхронного усилителя с дифференциальным входом подтвердило его пригодность для сравнения двух сигналов амплитудой от $10\sqrt{2}$ мкВ до $10\sqrt{2}$ В в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц с разрешением до 1 нВ.
5. Применение разработанного цифрового синхронного усилителя для настройки микромеханических гироскопов на резонансную частоту защищено патентов РФ на изобретение (Приложение В).

Заключение

1. Проведен анализ источников погрешности функциональных блоков синхронных усилителей, который показал, что основное влияние на разрешающую способность в синхронных усилителях при сравнении двух напряжений оказывает синфазная помеха в инструментальном усилителе входного каскада, где непосредственно происходит выделение дифференциального сигнала.
2. Для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала в схемах на инструментальных усилителях и построения синхронного усилителя, обладающего инвариантностью к синфазному сигналу предложено использовать схемы следящего питания на основе повторителей напряжения с выходным каскадом на фотоэлектрических модулях, что позволило увеличить коэффициент ослабления синфазного сигнала на 80 дБ в диапазоне рабочих частот.
3. На основе предложенных схемотехнических решений разработан, практически реализован и экспериментально апробирован аналоговый синхронный усилитель, обладающий инвариантностью к синфазному сигналу и реализующий одновременное сравнение входных сигналов от $10\sqrt{2}$ мкВ до $10\sqrt{2}$ В по амплитудам синфазных и квадратурных составляющих в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц с разрешающей способностью до 10 нВ.
4. Разработан алгоритм цифровой обработки измерительной информации в синхронных усилителях с дифференциальным входом, который позволил в 10 раз повысить разрешающую способность измерения разности напряжений по сравнению с реализованным аналоговым решением.
5. Совокупность разработанных схемотехнических решений для организации следящего питания схемы выделения дифференциального сигнала на основе фотоэлектрического модуля и алгоритмических решений по цифровой обработке позволила увеличить коэффициент

ослабления синфазного сигнала микросхем инструментальных усилителей на 100 дБ в диапазоне рабочих частот и практически реализовать цифровой синхронный усилитель, обладающий инвариантностью к синфазному сигналу, реализующий одновременное сравнение входных сигналов от $10\sqrt{2}$ мкВ до $10\sqrt{2}$ В по амплитудам синфазных и квадратурных составляющих в диапазоне частот от 20 Гц до 100 кГц с разрешающей способностью до 1 нВ.

6. Результаты работы применены при выполнении следующих НИР: РФФИ № 15-08-01007 «Научные основы проектирования синхронных усилителей с дифференциальным входом для измерений малых отклонений физических величин на фоне большой синфазной помехи» 2015-2017 гг; ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России», контракт № 14.575.21.0068 «Разработка методов проектирования многокомпонентных интегрированных микроэлектромеханических гироскопов и акселерометров, устойчивых к дестабилизирующим воздействиям», 2014-2016 гг; ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России», контракт № 14.578.21.0232 «Интеллектуальный инерциальный модуль на основе микроэлектромеханических датчиков с функциями гироскопа, акселерометра и магнитометра для систем ориентации и навигации транспортных средств с автоматизированным управлением», 2017-2020 гг.
7. Разработанный синхронный усилитель используется: в ООО «Машиностроительное предприятие «Ильма» при реализации проекта по созданию системы навигации горнопроходческого комбайна для обработки выходных сигналов с гироскопов и акселерометров и в учебном процессе отделения Электронной инженерии Томского политехнического университета, что подтверждено актами внедрения результатов диссертационной работы.

Список литературы

1. Sutcliffe, H. Lock-in amplifiers: Principles and Application / H. Sutcliffe // IEE Proceedings G - Electronic Circuits and Systems. – 1984. – Vol. 131, № 3. – P. 134-201.
2. Spears, B.K. A chaotic lock-in amplifier / Brian K. Spears, Nicholas B. Tufillaro // American Journal of Physics. – 2008. – Vol. 76, № 3. – P. 213-217.
3. Meade, M.L. Advances in lock-in amplifiers / M.L. Meade // Journal of Physics E Scientific Instruments. – 2000. – Vol. 15, № 4. – P. 395-403.
4. Model SR844 Lock-In Amplifier. User's Manual. – Stanford Research Systems, 2016. – 246 p.
5. Leis, J. Simplified digital lock-in amplifier algorithm / J. Leis, P. Martin, D. Buttsworth // Electronics Letters. – 2012. – Vol. 48, № 5. – P. 259-260.
6. Bhagyajyothi, I.J. Design and development of advanced lock-in amplifier and its application / I.J. Bhagyajyothi, P. Bhaskar, C.S. Parvathi // Sensor and Transducers. – 2013. – Vol. 153, № 6. – P. 22-28.
7. Lu, J. Wideband magnetoelectric measurement system with the application of a virtual multi-channel lock-in amplifier / Jun Lu, De-An Pan, Bai Yang, Lijie Qiao // Measurement Science and Technology. – 2008. – Vol. 19, article 4. – 5 p.
8. Zhang, S. Optimization of digital lock-in algorithm with a square-wave reference for frequency-divided multi-channel sensor signal detection / Shengzhao Zahang, Gang Li, Ling Lin, Jing Zhao // Review of Scientific Instruments. – 2016. – Vol. 87, № 8, article 085102. – 8 p.
9. Gonzalo, M.B. Dual-phase lock-in amplifier based on FPGA for low-frequencies experiments / Gonzalo Macias-Bobadilla, Kuvenal Rodriguez-Resendiz, Georgina Mota-Valtierra et al. // Sensor. – 2016. – Vol. 16, article 379. – 12 p.
10. Libbrecht, K.G. A basic lock-in amplifier experiment for the undergraduate laboratory / K.G. Libbrecht, E.D. Black, C.M. Hirata // American Journal of Physics. – 2003. – Vol. 7, № 11. – P. 1208-1213.

11. Stimpson, G.A. An open-source high-frequency lock-in amplifier / G. A. Stimpson, M. S. Skilbeck, R. L. Patel, B. L. Green et al. // Review of Scientific Instruments. – 2019. – № 90, article 094701. – 11 p.
12. Cheng, J. A digital lock-in amplifier for use at temperatures of up to 200°C / Jingjing Cheng, Yingjun Xu, Lei Xu, Guangwei Wang // Sensors. – 2016. – № 16, article 1899. – 15 p.
13. Nagy, F. A new digital vector voltmeter / F. Nagy // Measurement. – 1991. – Vol. 9, № 1. – P. 44-48.
14. Jingru, W. Accuracy study for lock-in amplifiers in a scanning near-infrared spectrometer / Wang Jingru, Lie Lui, Zhihong Wang, Guangda Liu // IET Science, Measurement and Technology. – 2017. – Vol. 11, № 7. – P. 886-891.
15. Глинкин, Е.И. Схемотехника аналоговых интегральных схем: учебное пособие / Е.И. Глинкин. – 2-е изд., доп. – Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2012. – 152 с.
16. Thrane, N. Zoom-FFT / N. Thrane // Bruel and Kjaer Technical Review. – 1980. – № 2. – P. 3-41.
17. Liu, W. Research and implementation of the key technology of digital lock-in amplifier / Wei Liu, Jia You, Cheng Feng, Xisheng Li // AIP Conference Proceedings. – 2017. – Vol. 1864, № 1, article 020084. – 8 p.
18. Principles of lock-in detection and the state of the art [Electronic resource] // Zurich Instruments. – White paper. – 2016. – Available from: https://www.zhinst.com/sites/default/files/li_primer/zi_whitepaper_principles_of_lock-in_detection.pdf (accessed 25 February 2018).
19. Model SR810 DSP Lock-In Amplifier. User's Manual. – Stanford Research Systems, 2005. – 161 p.
20. Model SR865A 4MHz DSP Lock-In Amplifier. User's Manual. – Stanford Research Systems, 2005. – 224 p.
21. Model SR830 DSP Lock-In Amplifier. User's Manual. – Stanford Research Systems, 2011. – 178 p.

22. Model SR860 500 kHz DSP Lock-In Amplifier. User's Manual. – Stanford Research Systems, 2011. – 224 p.
23. Model 7260 DSP Lock-In Amplifier. Instruction Manual. – EG&G Instruments Corporation, 1998. – 205 p.
24. Model LI 5640 Multifunction Digital Lock-in Amplifier. Instruction Manual. – NF Corporation, 2002. – 224 p.
25. Model 7265 DSP Lock-in Amplifier. Instruction Manual. – Ametek Advanced Measurement technology. – 1993. – 221 p.
26. Model MFLI Lock-in Amplifier 500kHz / 5MHz. User Manual. – Zurich Instruments. – 2015. – 408 p.
27. Callegaro, L. Guarded Vector Voltmeter for AC Ratio Standard Calibration / L. Callegaro, V. D'Elia // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2002. – Vol. 51, № 4. – P. 632-635.
28. Callegaro, L. Inductive voltage dividers comparison with a vector voltmeter / L. Callegaro, D. Serazio // Conference on Precision Electromagnetic Measurements. Conference Digest. – 2000. – Article 850956. – P. 222-223.
29. Callegaro, L. Direct-reading absolute calibration of AC voltage ratio Standards / L. Callegaro, G.C. Bosco, V. D'Elia, D. Serazio // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2003. – Vol. 52, № 2. – P. 380-383.
30. David, C. Inductive voltage divider calibration with sampling method / Corminboeuf David, Overnay Frédéric // Web of Conferences. – 2014. – Vol. 77, article 00014. – 6 p.
31. Oleinik, G.M. An inductive voltage divider / G.M. Oleinik // Instruments and Experimental Techniques. – 2000. – Vol. 43, № 3. – P. 328-330.
32. Silveira, F.A. Bootstrap calibration of inductive voltage dividers at inmetro / F.A. Silveira // Instrumentation and Detectors. – 2019. – Vol. 1904, article 08759. – 3 p.
33. Kon, S. AC shunt calibration using a current-bridge method ad its validation / Saytaro Kon, Tatsuji Yamada // IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering. – 2014. – Vol. 9, № 6. – P. 577-580.

34. So, E. Intercomparison of Calibration Systems for AC Shunts up to Audio Frequencies / E. So, D. Angelo, T. Tsuchiyama et al. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2005. – Vol. 54, № 2. – P. 507-511.
35. Filipski, P.S. AC-DC current shunts and system for extended current and frequency ranges / P.S Filipski, M. Boecker // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2006. – Vol. 55, № 4. – P. 1222-1227.
36. Galtseva, O. Calibration technique of current shunt based on the method of inverse transformation / O. Galtseva, N. Natalinova, J. Li // Ponte Academic Journal. – 2013 – Vol. 73, № 7. – P. 34-42.
37. Muravyov, S.V. Multiplicative method for reduction of bias in indirect digital measurement result / S.V. Muravyov, G.Z. Zlygostev, V.N. Borikov // Metrology and measurement systems. – 2011. – Vol. 18, № 3. – P. 481-490.
38. Ким, В.Л. Синхронный усилитель с встроенным квадратурным генератором [Электронный ресурс] / В.Л. Ким, С.А. Андреев // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 5. – Режим доступа: <http://www.science-education.ru/ru/article/view?id=14803> (Дата обращения: 02.09.2017).
39. Stephen, R. Measuring differential gain and phase / R. Stephens. – Application Report. – Texas Instruments, 1999. – 22 p.
40. Bhattacharyya, K. Implementation of digital lock-in amplifier / K. Bhattacharyya // Journal of Physics: Conference Series. – 2015. – Vol. 759, article 012096. – 9 p.
41. Gordon, B.M. Definition of Accuracy of Voltage to Digital Converters / B.M. Gordon // Instruments and Control Systems. – 1959. – P. 710.
42. Freeman, J. Specifying analog to digital converters / J. Freeman // The electronic engineer. – 1968. – P. 44-48.
43. Данилов, А.А. Методы и средства оценивания нелинейности функции преобразования измерительных преобразователей / А.А. Данилов. – Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2001. – 140 с.

44. Кестер, У. Аналого-цифровое преобразование / под ред. У. Кестер и др. – М.: Техносфера. – 2007. – 1016 с.
45. Bui, D.B. A novel system of primary oscillations for micromechanical gyroscope / Pavel Baranov, Tamara Nesterenko, Bien Buy Duc, Lo Van Hao // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2020. – Vol. 841, article 012004. – 4 с.
46. Патент 2686441 Российская Федерация МПК 01С 19/56. Микромеханический гироскоп / Т.Г. Нестеренко, П.Ф. Баранов, В.Х. Ло, Д.Б. Буй; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет»; заявл. 25.10.2018; опубл. 25.04.2019, Бюл. № 12.-11 с.
47. Alexander, A.T. Capacitive detection in resonant MEMS with arbitrary amplitude of motion / A.T. Alexander, M.S. Andrei // J. Micromech. Microeng. – 2007. – P. 1583-1592.
48. Cui, J. Transient response and stability of the AGC-PI closed-loop controlled MEMS vibratory gyroscopes / J. Cui, X.Z. Chi, H.T. Ding et al. // J. Micromech. Microeng. – 2009. – № 19. –17 p.
49. Mikko Saukoski. System and circuit design for a capacitive MEMS gyroscope: dis. ... doctoral / Mikko Saukoski. – Espoo, Finland., 2008. – 279 с.
50. Ковалев, А.С. Управление первичными и вторичными колебаниями микромеханического гироскопа: дис. ... канд. тех. наук: 05.11.03 / Ковалев Андрей Сергеевич. – Санкт-Петербург., 2008. – 158 с.
51. Leland, R.P. Adaptive control of a MEMS gyroscope using Lyapunov methods / R.P. Leland // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2006. – Vol. 14, № 2. – P. 278-283.
52. Marcellis, A.D. A new single-chip analog lock-in amplifier with automatic phase and frequency tuning for physical/chemical noisy phenomena detection / A.D. Marcellis, G. Ferri, P. Mantenuto, D. D'Amico // The 5th IEEE International workshop on Advances in Sensors and Interfaces. – 2013. – Vol. 14, № 4. – P. 121-124.

53. Paulina, M.M. An integrated low-power lock-in amplifier and its application to gas detection / M.M. Paulina, C.S. Luis, T.S. Maria, C.L. Belen // *Sensors*. – 2014. – Vol. 14, № 9. – P. 15880-15899.

54. Marcellis, A.D. Analog automatic lock-in amplifier for very low gas concentration detection / A.D. Marcellis, A.D. Giansante, G. Ferri et al. // *Proc. Euro sensors XXIV*. – 2010. – Vol. 5, № 2. – P. 200-203.

55. Rahmannuri, H. Design of digital lock-in amplifier for low concentration gas detection / H. Rahmannuri, R. Muhammad, T.A. Sardjono // *International seminar on intelligent technology and its application*. – 2017. – P. 319-322

56. D'Amico, A. Low-voltage low-power integrated analog lock-in amplifier for gas sensor applications / A. D'Amico, A.D. Marcellis, C.D. Carlo et al. // *Sensor and Actuators B: Chemical*. – 2010. – Vol. 144, № 2. – P. 400-406.

57. Marcellis, A.D. A fully-analog lock-in amplifier with automatic phase alignment for accurate measurements of ppb gas concentrations / A.D. Marcellis, G. Ferri, A. D'Amico et al. // *IEEE Sensor Journal*. – 2012. – Vol. 12, № 5. – P. 1377-1383.

58. Wei-Lin, Y. Mid-infrared ppm-level methane detection device using small-size absorption pool and dual-channel lock-in amplifier / Y. Wei-Lin, Z. Chuan-Tao, C. Xi-Yn et al. // *Infrared Physics & Technology*. – 2015. – Vol. 71, № 5. – P. 339-346.

59. Баранова, В.Е. Феррозондовый магнитометр для измерения магнитной индукции до 1 нТл / П.Ф. Баранов, С.В., Муравьев, В.Е. Баранова, С.В. Учайкин // *Известия Томского политехнического университета*. – 2012. – Том 320, № 4. – С. 89-92.

60. Baranova, V.E. Fluxgate magnetometer for measuring ultra low magnetic induction / V.E. Baranova, P.F. Baranov, S.V. Muravyov, S.V. Uchaykin // *XXI IMEKO World Congress Measurement in Research and Industry Proceedings*. – 2015. – 4 p.

61. Son, D. A new type of fluxgate magnetometer for low magnetic / D. Son // *Physica Scripta*. – 1989. – Vol. 39, № 4. – P. 535-537.

62. Reutov, Yu.Ya. A sensitive fluxgate magnetometer / Yu.Ya. Reutov // *Russian Journal of Nondestructive Testing*. – 2008. – Vol. 44, № 6. – P. 386-390.

63. Kao, M.C. Direct mineralogical imaging of economic ore and rock samples with multi-modal nonlinear optical microscopy / M.C. Kao, A.F. Pegoraro, D.M. Kingston et al. // *Scientific Reports*. – 2018. – № 8, article 16917. – 9 p.
64. Wang, J. A simplified digital lock-in amplifier for the scanning grating spectrometer / J. Wang, Z. Wang, X. Ji, J. Liu et al. // *Review of Scientific Instruments*. – 2017. – Vol. 88, № 2. – 7 p.
65. Астраханцев, Ю.Г. Цифровой трехкомпонентный магнитометр для беспилотных летательных аппаратов / Ю.Г. Астраханцев, И.А. Угрюмов // *Уральский геофизический вестник*. – 2018. – № 4, article 34. – С. 10-14.
66. Hrdy, R. Portable lock-in amplifier-based electrochemical method to measure an array of 64 sensors for point-of-care applications / R.Hrdy, H. Kynclova, I. Klepacova, M. Bartosik // *Analytical Chemistry*. – 2017. – Vol. 89, № 17. – P. 8731-8737.
67. Huang, K. A wide-band digital lock-in amplifier and its application in microfluidic impedance measurement / K. Huang, Y. Geng, Z. Zhang et al. // *Sensors*. – 2019. – Vol. 19, № 16, article 3519. – 17 p.
68. Mario Luis, R.B. Application of lock-in amplifier on gear diagnosis / R.B. Mario Luis, H.M. Fidel Ernesto, G.M. Julio Cesar et al. // *Measurement*. – 2017. – Vol. 107, № 5. – P. 120-127.
69. Zhang, K. Study of measuring the intensity distribution of LED with lock-in amplifier / K. Zhang, Y. Zhang, G. Yin, X. Xiao et al. // *5th International Symposium on Advanced Optical Manufacturing and Testing Technologies*. – 2010. – Vol. 7656, article 765622. – 7 p.
70. Lanyon, H.P.D. Measurement of semiconductor junction parameters using lock-in amplifier / H.P.D. Lanyon, A.E. Sapega // *IEEE Transactions on electron devices*. – 1973. – Vol. 20, № 5. – P. 487-491.
71. Zhang, Zihua. Multiple self-mixing interferometry based on lock-in amplifier analysis for vibration measurement / Z. Zhang, F. Wang, T. Yuan, C. Li // *Optical Review*. – 2020. – № 27. – P. 313-320.

72. Bin, W. Lock-in amplifier technology in laser gyroscope north finder of constant rate biasing / W. Bin, Z. Wei, W. Zhangqing et al. // *Mathematical Problems in Engineering*. – 2013. – Vol. 2013. – 11 p.

73. Celikel, O. Application of the vector modulation method to the north finder capability gyroscope as a directional sensor / O. Celikel // *Measurement Science and Technology*. – 2011. – Vol. 22, № 3, article 035203. – 12 p.

74. Ferreira, E.C. Precision analog demodulation technique for open-loop Sagnac fiber optic gyroscopes / E.C. Ferreira, F.F de Melo, J.A. Siqueira Dias // *Review of Scientific Instruments*. – 2007. – Vol. 78, № 2, article 024704. – 5 p.

75. Dipin, D. FPGA-based lock-in amplifier for measuring the electrical properties of individual cell / D. Dipin, M. Karthiik, M.V. Manoj et al. // *The 13th Annual IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*. – 2018. – P. 413-416.

76. Mahesh K. Multi-modal impedance spectroscopy device for simultaneous measurement of electrical and mechanical properties of cells / K. Mahesh, K. Parate, C.M. Shah, M.M. Varma et al. // *IEEE 30th International Conference on Micro Mechanical System*. – 2017. – P. 1256-1259.

77. Morgan, H. Single-cell dielectric spectroscopy / H. Morgan, T. Sun, D. Holmes et al. // *Journal of Physics D: Applied Physics*. – 2007. – Vol. 40, № 1. – P. 60-70.

78. Meade, M.L. Lock-in amplifiers: Principles and Applications / M.L. Meade. – London: Peter Peregrinus Ltd., 1983. – 246 p.

79. Met, A. Vector voltmeter for high-precision unbalanced comparator bridge / A. Met, K. Musiol, T. Skubis // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – 2011. – Vol. 60, № 2. – P. 577-583.

80. Karel, D. Use of a lock-in amplifier for calibrating an instrument current transformer / D. Karel, S. Retana // *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*. – 2014. – Vol. 107, № 5. – P. 120-127.

81. Liren, Z. Calibration of Electronic Current Transformer with Analog Signal Output / Z. Liren, P. Yang, Z. Guozhong et al. // *Proc. of 12th IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments*. – 2015. – Vol. 02 – P. 846-850.

82. Budovsky, I. AC voltage measurements up to 120 V with a Josephson arbitrary waveform synthesizer and an inductive voltage divider / I. Budovsky, D. Georakopoulos, S.P. Benz // Conference on Precision Electromagnetic Measurements. – 2018. – Vol. 107, № 5. – P. 120-127.

83. Hagen, T. Calibration system for AC measurement standards using a pulse-driven Josephson voltage standard and an inductive voltage divider / T. Hagen, I. Budovsky, S.P. Benz, C.J. Burroughs // Conference on Precision electromagnetic Measurements. – 2012. – Article 6251108 – P. 672-673.

84. Eamon, N. Errors and error budget analysis in instrumentation amplifiers. Application Note / N. Eamon. – Analog Devices, Inc. – 1999. – 6 p.

85. PGA207 High-Speed programmable gain instrumentation amplifier. Data Sheet. – Texas Instruments, Inc., 2013. – 15 p.

86. AD623 Single and dual-supply, rail-to-rail, low cost instrumentation amplifier. Data Sheet. – Analog Devices, Inc., 1999. – 26 p.

87. INA126 Micropower instrumentation amplifier. Data sheet. – Texas Instruments, Inc., 2015. – 34 p.

88. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Ценк. – 12-е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.: ил.

89. Масленников, В.В. Микросхемы операционных усилителей и их применение / В.В. Масленников. – М.: МИФИ, 2009. – 92 с.

90. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г.И. Волович. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. – 528 с.

91. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника. / У. Титце, К. Шенк. – 12-е изд. Том II: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2007. 942 с.: ил.

92. Баранов, П.Ф. Синхронный усилитель для метрологического обеспечения измерительных преобразователей: монография / П.Ф. Баранов, В.Н. Борилов; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2014. – 166 с.

93. Петин, Г. Ключевой синхронный детектор / Г. Петин // Схемотехника. – 2003. – № 3. – С. 14-15.
94. Аминев А.В. Измерения в телекоммуникационных системах: учебное пособие / А.В. Аминев, А.В. Блохин. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2015. – 224 с.
95. Вольфганг, Р. Устройство и принципы действия аналого-цифровых преобразователей различных типов WBC GmbH [Электронный ресурс] / Р. Вольфганг // Компоненты и технологии. – 2005. – № 3. – Режим доступа: <http://www.efo.ru/doc/Silabs/Silabs.pl?2089>. (Дата обращения: 26.07.2017).
96. Якимов, Е.В. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие / Е.В. Якимов, Г.В. Вавилова, И.А. Клубович. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. – 307 с.
97. AD8428 Low noise, low gain drift, G=2000 Instrumentation Amplifier. Data Sheet. – Analog Devices, Inc., 2011. – 20 p.
98. PGA207 High-Speed programmable gain instrumentation amplifier. Data Sheet. – Texas Instruments, Inc., 2013. – 15 p.
99. ISL28633 5V, Rail-to-Rail I/O, Zero-Drift, Programmable Gain Instrumentation Amplifier. Datasheet. – Renesas, Inc., 2020. – 31 p.
100. MAX4197 Micropower, Single-supply, Rail-to-Rail, Precision Instrumentation Amplifier. Datasheet. – Maxim integrated, Inc., 2015. – 13 p.
101. Журавин Л.Г. Методы электрических измерений: Учебное пособие для вузов / Л.Г. Журавин, М.А. Мариенко, Е.И. Семенов, Э.И. Цветков; под ред. Э.И. Цветкова. – Л.: Энергоатомиздат, Ленинградское отд-ние, 1990. – 288 с.
102. Петров, В.Н. Принцип инвариантности в измерительной технике / В.Н. Петров, В.А. Викторов, Б.В. Лункин, А.С. Совлуков. – М., «Наука», 1976, стр.
103. Стукач, О.В. Сигнальная и параметрическая инвариантность радиотехнических устройств: монография / О.В. Стукач. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 230 с.
104. Буй, Д.Б. Схема выделения дифференциального сигнала с повышенным подавлением синфазного сигнала / Д.Б. Буй // Наука. Технологии. Инновации:

сборник научных трудов в 9 ч. XII Всероссийской научной конференции молодых ученых. – Новосибирск, 2018. – Часть 6. – С. 16-20.

105. Буй, Д.Б. Повышение подавление синфазного сигнала с помощью трех инструментальных усилителей / Д.Б. Буй // Инженерия для освоения космоса: сборник научных трудов VI Международного молодежного форума. – Томск, 2018. – С. 57-60.

106. Moshe, G. Composite instrumentation amp extends CMRR frequency range 10x / G. Moshe, T. Chau // Electronic Design. – 2002. – № 520. – P. 65-66.

107. Albaugh, N. The instrumentation amplifier handbook. Including Applications / N. Albaugh. – Burr-Brown Corporation. – 2012. – 116 p.

108. Kitchin, C. A designer's guide to instrumentation amplifiers, the 2ND Edition / C. Kitchin, L. Counts. – Analog Devices, Inc. – 2004. – 108 p.

109. Wurcer, S. Stacked amplifiers lower noise / S. Wurcer, C. Kitchin. – Analog Devices, Inc. – 1982. – 2 p.

110. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980. – 248 с., ил.

111. Bui, B.D. Decrease uncertainty of measuring small differential signal against large common-mode signal / Pavel Baranov, Valery Borikov, Edvard Tsimbalist, Bui Duc Bien // MATEC Web of Conferences. – 2017. – Vol. 102, article 01006. – 4 p.

112. Буй, Д.Б. Подавление синфазного сигнала с помощью повторителя напряжения / Д.Б. Буй // Наука. Технологии. Инновации: сборник научных трудов в 10 ч. XI Всероссийской научной конференции молодых ученых. – Новосибирск, 2017. – Часть 6. – С. 54-58.

113. Патент 2718148 Российская Федерация МПК G01R 19/10. Аналоговый синхронный усилитель / П.Ф. Баранов, И.А. Затонов, Д.Б. Буй; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет»; заявл. 07.10.2019; опубл. 30.03.2020, Бюл. № 10.- 9 с.

114. Soliman, A.M. Active compensation of the voltage follower / A.M. Soliman // *Frequenz*. – 1982. – Vol. 36, № 4. – P. 328-332.
115. Soliman, A.M. Active compensation of Opamps / A.M. Soliman // *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. – 1979. – Vol. CAS-26, № 2. – P. 112-117.
116. Soliman, A.M. A generalized active compensated noninverting VCVS with reduced phase error and wide bandwidth / A.M. Soliman // *Proceedings of the IEEE*. – 1979. – Vol. 67, № 6. – P. 962-965.
117. Туз, Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств / Ю.М. Туз. – Киев: Издательское объединение «Вища школа», 1976, 256 с.
118. Брюханов, В.А. Методы повышения точности измерений в промышленности / В.А. Брюханов. – М.: Изд-во стандартов, 2001. – 108 с.
119. Bui, D.B. Lock-in amplifier with a high common-mode rejection ratio in the range of 0.02 to 100kHz / Pavel Baranov, Valeriy Borikov, Bui Duc Bien et al. // *ACTA IMEKO*. – 2019. – Vol. 8, № 1. – P. 103-110.
120. Буй, Д.Б. Синхронный усилитель с дифференциальным входом. От аналогового до цифрового / Д.Б. Буй // *Наука. Технологии. Инновации: сборник научных трудов в 9 ч. XIII Всероссийской научной конференции молодых ученых*. – Новосибирск, 2019. – Часть 1. – С. 7-12
121. Титце, У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / У. Титце, К. Щенк; пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с., ил.
122. PGA207 High-Speed programmable gain instrumentation amplifier. Data Sheet. – Texas Instruments, Inc., 2013. – 15 p.
123. AD734 10MHz, Four-Quadrant Multiplier/Divider. Data Sheet. – Analog Devices, Inc., 2011. 20 p.
124. Microlav, M. New experience with Allan variance / M. Microlav, S. Mikulas // *Communication and Information Technologies*. – 2017. – 4 p.
125. Galleani, L. The characterization of clock behavior with the dynamic Allan variance / L. Galleani, P. Tavella // *IEEE International Frequency Control Symposium*

and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum. – 2003. – 6 p.

126. Riley, W.J. Handbook of Frequency Stability Analysis / W.J Riley // National Institute of Standards and Technology. – 2008. – Vol. 1065. – 136 p.

127. Naser, E. Analysis and modeling of inertial sensors using Allan Variance / E. Naser, Hou Haiying, Niu Xiaoji // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2008. – Vol. 57, № 1. – P. 140-149.

128. Sun, Hongwei. Relation between the standard variance and the Allan variance / Hongwei Sun, Yuli Li, Guangfeng Chen // International Conference on Computational and Information Sciences. – 2010. – 2 p.

129. Baran, O. Allan variances calculation and simulation / O. Baran, M. Kasal // 19th International Conference Radioelektronika. – 2009. – 4 p.

130. Katarina, D. Influence of periodical interference on the noise analysis of inertial sensors using Allan variance / D. Katarina, L. Pavol, S. Miroslav // International Conference on Military Technologies. – 2019. – 5 p.

131. Skrinsky, J. Calculation, simulation and experimental validation of Allan and Hadamard variance / J. Skrinsky, M. Skrinsrf // The 2nd International Conference on Energy Systems, Environment Entrepreneurship and Innovation. – 2013. – P. 75-81.

132. Skrinsky, J. Signal processing Evaluated by Allan and Hadamard variances / J. Skrinsky, M. Skrinsrf, Z. Zelinger // International journal of circuits, systems and signal processing. – 2003. – Vol. 7, № 6. – P. 322-328.

133. Литвин, М.А. Типы ошибок в инерциальных навигационных системах и методы их аппроксимации / М.А. Литвин, А.А. Малюгина, А.Б. Миллер и др. // Информационные процессы. – 2014. – Том 14, № 4. – С. 326-339

134. Enrico, R. Long-term behavior of operational amplifier / R. Enrico, F. Claudio, D.M. Andrea // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2001. – Vol. 50, № 1. – P. 89-94.

135. Thomas, J. W. Using the Allan variance and power spectral density to characterize DC Nanovoltmeters / J.W. Thomas // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2001. – Vol. 50, № 2. – P. 445-448.

136. Allan variance: Noise analysis for gyroscopes. Application Note. – Freescale Semiconductor. – 2015. – 9 p.

137. Истомин, А.Е. Моделирование погрешностей датчиков инерциального измерительного блока системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машины / А.Е. Истомин, С.Н. Беляев // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2009. – № 3. – С. 33-37

138. Zhang, C.X. Allan variance analysis on error characters of MEMS inertial sensors for an FPGA-based GPS/INS system / C.X. Zhang, P. Mumford, C. Rizos et al. // Proceedings of the International Symposium on GPS/GNSS. – 2008. – 7 p.

139. Thomas, F. Analysis of geodetic time series using Allan variances. Dissertation. / F. Thomas. – University of Stuttgart. – 2010. – 72 p.

140. Архипов, А.В. Методы оценки случайных погрешностей микромеханических датчиков / А.В. Архипов, А.С. Тимошенко // Инженерный вестник Дона. – 2018. – № 4. – 21 с.

141. Рамиан, Ф. Измерение вариации Аллана анализатором фазовых шумов / Ф. Рамиан // Измерительное оборудование. – 2009. – Спецвыпуск. – С. 11-15.

142. Головач, С.В. Экспериментальное исследование характеристик лазерного гироскопа / С.В. Головач // Вісник НТУУ “КПІ”. Серія Приладобудування. – 2014. – № 47. – С. 33-38.

143. Oliver, J.W. An introduction to inertial navigation. Technical report / J.W. Oliver. – University of Cambridge. – 2007. – 37 p.

144. Zaman, M.F. Degree-per-hour mode-matched micromachined silicon vibratory gyroscopes. Dissertation. / M.F. Zaman. – Georgia Institute of Technology. – 2008. – 221 p.

145. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд; пер. с англ. под ред. Ю.Г. Александрова. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

146. Глинченко, А.С. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие: в 2-х ч. ч.1 / А.С. Глинченко. – Красноярск: Изд-во КГТУ, 2001. – 199 с.

147. Ричард, Л. Цифровая обработка сигналов: второе издание / Л. Ричард; пер. с англ. под ред. А.А. Бритова. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. – 656 с.: ил.
148. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие / А.Б. Сергиенко. – 3-е изд. – СПб.: БХВ – Петербург, 2011. – 768 с.: ил.
149. Оппенгейм, А.В. Цифровая обработка сигналов / А.В. Оппенгейм, Р.В. Шафер; пер. с англ. под ред. С.Я. Шаца. – М.: Связь, 1979. – 416 с, ил.
150. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация / Г. Лэм; пер. с англ. под ред. И.Н. Теплюка – М.: Мир, 1982. – 592 с.
151. Steven, W.S. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, Second Edition / W.S. Steven // California Technical Publishing. – 1999. – 644 с.
152. Буй, Д.Б. Синтез КИХ-фильтра методом частотной выборки / Д.Б. Буй // Инженерия для освоения космоса: сборник научных трудов V Международного молодежного форума. – Томск, 2017. – С. 110-113.
153. Отт, Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах / Г. Отт; пер. с англ. под ред. М.В. Гальперина. – М.: Мир, 1979. 310 с.
154. Синицын, И.Н. Фильтры Калмана и Пугачева: учеб. Пособие / И.Н. Синицын. – М.: Университетская книга, Логос, 2006. – 640 с.: ил.
155. Пилипенко, Н.В. Применение фильтра Калмана в нестационарной теплотометрии: учебное пособие / Н.В. Пилипенко. – СПб: Университет ИТМО, 2017. – 36 с.
156. Деменков, Н.П. Статическая динамика систем управления: учебное пособие / Н.П. Деменков. – Москва: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. – 146 с.: ил.
157. Шахтарин, Б.И. Фильтр Винера и Калмана / Б.И. Шахтарин. – М.: Гелиос АРВ, 2008. – 408 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2718148

АНАЛОГОВЫЙ СИНХРОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Патентообладатель: *федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Национальный исследовательский Томский политехнический университет" (RU)*

Авторы: *Баранов Павел Фёдорович (RU), Затонов Иван Андреевич (RU), Буй Дык Бьен (RU)*

Заявка № 2019131493

Приоритет изобретения 07 октября 2019 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 30 марта 2020 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 07 октября 2039 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2019667666

Цифровой обработчик сигнала синхронного усилителя

Правообладатель: *федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (RU)*

Авторы: *Баранов Павел Федорович (RU), Буй Дык Бьен (VN), Затонов Иван Андреевич (RU)*



Заявка № 2019666445

Дата поступления 16 декабря 2019 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 26 декабря 2019 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев Г.П. Ивлиев

ПРИЛОЖЕНИЕ В

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2686441

МИКРОМЕХАНИЧЕСКИЙ ГИРОСКОП

Патентообладатель: *Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Национальный исследовательский Томский политехнический университет" (RU)*

Авторы: *Нестеренко Тамара Георгиевна (RU), Баранов Павел Фёдорович (RU), Ло Ван Хао (RU), Буй Дык Бьен (RU)*

Заявка № 2018137747

Приоритет изобретения 25 октября 2018 г.

Дата государственной регистрации в

Государственном реестре изобретений

Российской Федерации 25 апреля 2019 г.

Срок действия исключительного права

на изобретение истекает 25 октября 2038 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Акты внедрения результатов диссертационной работы



ООО «Машиностроительное предприятие «Ильма»

Утверждаю
Генеральный директор
ООО «Машиностроительное
Предприятие «Ильма»
А.П. Семенов
«18» 2020 г.



Акт о внедрении результатов кандидатской диссертации Бьен Буй Дык

Комиссия в составе:

Председатель:

В.А.Наливайко, технический директор ООО «МП «Ильма»

Члены комиссии:

О.А.Сайнакова, директор по производству ООО «МП «Ильма»

Е.С.Чернявская, начальник ОТК ООО «МП «Ильма»

Т.Х. Юлдашев, заместитель директора по производству по технической части ООО «МП «Ильма»

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Бьен Буй Дык «Синхронный усилитель с сигнальной инвариантностью к синфазному сигналу»:

- структурная и принципиальная схемы синхронного усилителя с дифференциальным входом;
- алгоритмы цифровой фильтрации сигналов,

были использованы в ООО «Машиностроительное предприятие «Ильма» при реализации проекта по созданию системы навигации горнопроходческого комбайна, в том числе при разработке проекта технического задания на опытно-конструкторскую разработку «Система ориентации и навигации горнопроходческого комбайна»

Разработанный в диссертационной работе цифровой синхронный усилитель с дифференциальным входом обладает сигнальной квазиинвариантностью к синфазному сигналу и обеспечивает проведение измерений малого дифференциального сигнала на уровне синфазной помехи 10 В среднеквадратического значения с разрешающей способностью до 1 нВ.

Данный акт не является основанием для предъявления претензий, связанных с авторскими правами.

Председатель:

Технический директор ООО «МП «Ильма»

В.А.Наливайко

Члены комиссии:

Директор по производству ООО «МП «Ильма»

О.А.Сайнакова

Начальник ОТК ООО «МП «Ильма»

Е.С.Чернявская

Заместитель директора по производству
по технической части ООО «МП «Ильма»

Т.Х. Юлдашев

2020 г.

В.В. Гребенников