


Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

На правах рукописи



**Южанин Максим Владимирович**

**УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ МОДУЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ  
СОПРОТИВЛЕНИЙ ДВУХПОЛЮСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С  
ПРИМЕНЕНИЕМ СИНХРОННЫХ ДЕТЕКТОРОВ РАДИОСИГНАЛОВ**

Специальность 05.12.04 Радиотехника, в том числе системы и устройства

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель  
д.т.н., доцент, Туев Василий Иванович

Томск 2019

## Оглавление

|  |    |
|--|----|
| Введение.....  | 4  |
| 1 Состояние вопроса. Задачи исследования .....   | 13 |
| 1.1 Методы анализа и моделирования нелинейных радиотехнических устройств                                       | 13 |
| 1.1.1 Синхронное детектирование радиосигналов .....  | 13 |
| 1.1.2 Методы анализа нелинейных электрических цепей.....   | 14 |
| 1.2 Моделирование (аппроксимация) вольт-амперных характеристик<br>полупроводниковых приборов.....              | 22 |
| 1.3 Определение модуля комплексных сопротивлений двухполюсных<br>электрических цепей .....                     | 30 |
| 1.3.1 Методы определения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных<br>электрических цепей .....            | 30 |
| 1.3.2 Определение внутреннего сопротивления ХИТ .....  | 35 |
| 1.4 Цель и задачи исследования.....  | 36 |
| 2 Модифицированный метод нелинейных токов.....   | 37 |
| 3 Метод моделирования вольт-амперных характеристик полупроводниковых<br>приборов.....                          | 44 |
| 3.1 Выражения для описания передаточных ВАХ полупроводниковых приборов   | 44 |
| 3.2 Применение универсальной аппроксимирующей функции при расчёте<br>выходного тока нелинейных элементов ..... | 57 |
| 4 Новые технические решения.....   | 64 |
| 4.1 Способ измерения внутреннего сопротивления двухполюсных электрических<br>цепей .....                       | 64 |
| 4.1.1 Общие сведения.....  | 64 |
| 4.1.2 Расчет выходного напряжения последовательного диодного детектора.....                                    | 67 |
| 4.1.3 Расчет выходного напряжения синхронного детектора .....  | 70 |
| 4.2 Способ измерения внутреннего сопротивления химических источников тока                                      | 71 |
| 4.3 Быстродействующее устройство определения внутреннего сопротивления<br>химических источников тока .....     | 77 |

|  |     |
|--|-----|
| 4.4 Аппаратно-программный комплекс дистанционного обслуживания<br>аккумуляторных батарей ..... | 79  |
| 4.5 Стабилизатор тока цепей питания источника оптического излучения .....                      | 90  |
| Заключение .....   | 93  |
| Список литературы .....  | 94  |
| Приложение А .....   | 111 |
| Приложение Б .....   | 114 |

## Введение

**Актуальность темы исследования.** Измерения модулей комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей необходимы при проведении радиотехнических исследований [1-3], сопутствуют решению задач проектирования и эксплуатации технологических датчиков [4,5], элементов устройств систем связи и управления [6] и т. д. Проведение измерений модулей комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей систем связи приходится выполнять в условиях сложной электромагнитной обстановки. В результате определение полезного сигнала происходит при наличии помех, а это обстоятельство накладывает требование учета их влияния на метрологические характеристики измерительного оборудования [7-8].

Современное развитие электронных составляющих радиотехнических систем и оборудования происходит в направлении полупроводниковых структур и в наибольшей степени охватывает полевые транзисторы (ПТ), которые включают в себя:

- ПТ с управляющим  $p-n$ -переходом,
- ПТ со структурой металл–диэлектрик–полупроводник (МДП),
- ПТ с барьером Шоттки (ПТШ).

Сравнительный анализ характеристик полевых и биполярных транзисторов показывает, что ПТ обладают лучшими рабочими характеристиками. В частности, ПТ имеет более высокие рабочие частоты, незначительную вероятность теплового пробоя, низкую шумовую температуру, а также отрицательный температурный коэффициент приращения тока стока. Использование полевых тетродов (ПТ с двумя управляющими электродами (УЭ)) при построении синхронных детекторов значительно улучшает их технические и эксплуатационные характеристики, поскольку два УЭ позволяют разделить цепи передачи сигнала и управляющего воздействия [9].

Синхронное детектирование обладает повышенной помехоустойчивостью, что позволяет повысить точность решения в метрологической задаче измерения модулей комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей [9]. Перспективной задачей является разработка новых методов и устройств измерения модуля комплексного электрического сопротивления двухполюсных цепей с использованием синхронных детекторов на полевых транзисторах. Потребуется провести анализ и определить метод, который позволит выполнить моделирование характеристик синхронных детекторов, построенных на ПТ различных типов.

Таким образом, в настоящее время актуальными вопросами являются развитие методов моделирования и расчёта, разработка и внедрение устройств синхронного детектирования радиосигналов на полевых транзисторах в системы измерения модулей комплексных двухполюсных электрических цепей.

**Степень разработанности темы.** Для нелинейного анализа составляющих выходного тока активных элементов с двумя управляющими электродами [9] использован предложенный в работах Н. Винера и развитый трудами Б.М. Богдановича, Ю.Л. Хотунцева, Е.А. Волкова, В.И. Туева, С.В. Мелихова, В.Д. Дмитриева, А.Г. Жаркого, А.И. Силютин, В.Р. Снурница, Буссганга (J. Bussgang), Нарайанана (S. Naraynan), Эрмана (L. Ehrman), Бедросяна (E. Bedrosian), Грейама (J. Graham) и других учёных, работавших с методом функциональных рядов Вольтерра (ФРВ) [9-12]. Метод ФРВ позволяет установить явную связь отклика активного элемента при входных воздействиях, в том числе и синхронных.

Метод нелинейных токов (МНТ) является наиболее распространенным методом для расчета передаточных функций электрических цепей. Подход, связанный с использованием указанного метода расчёта имеет некоторые нерешённые вопросы. В частности, как показано в [9], МНТ не позволяет выполнять расчёт характеристик устройств, построенных на нелинейных многоэлектродных активных нелинейных элементах (НЭ), поскольку метод был

разработан для одноходовых нелинейных устройств. Примером многоэлектродного активного НЭ может служить полевой тетрод, при одновременном воздействии сигналов на его УЭ. Для полевого тетрода помимо нелинейного характера преобразования входных сигналов с каждого УЭ на его выход, присутствует нелинейно-параметрическое взаимодействие этих сигналов. Указанное взаимодействие зависит от уровня передачи каждого из сигналов на УЭ. Учет всех гармоник выходного тока многоэлектродного активного НЭ, образующихся в результате взаимодействия сигналов, подаваемых на различные входы НЭ, позволяет применить МНТ для расчета нелинейных передаточных функций (НПФ) устройств с многоэлектродными активными элементами, а также усовершенствовать подход в построении цепей Вольтерра–Винера, содержащих указанные элементы [9].

Известные нелинейные модели ПТ разработаны отдельно для различных структур исполнения затворов. Несмотря на одинаковый принцип работы ПТ различных типов, основанный на изменении ширины обедненной зоны в проводящем канале суммарным электрическим полем, образованным всеми электродами, единый подход к разработке их формализованных нелинейных моделей отсутствует, что затрудняет создание единых алгоритмов и программ автоматизированного спектрального анализа.

### **Цели и задачи**

**Целью** работы является распространение метода нелинейных токов на синхронные детекторы радиосигналов на полевых транзисторах и их использование в новых устройствах измерения модуля комплексного сопротивления двухполюсных электрических цепей.

**Задачи исследований.** Достижение поставленной цели ограничено решением следующих задач:

1. Получение выражений для расчета выходного тока полевых транзисторов с двумя управляющими электродами при синхронных воздействиях.

2. Разработка универсальной функции для аппроксимации вольт-амперных характеристик (ВАХ) во всей области допустимых напряжений на электродах полевых триодов и тетродов.

3. Определение зависимости погрешности расчета напряжения сигнала на выходе последовательного диодного амплитудного детектора при воздействии двух гармонических колебаний сигнала и помехи от соотношения амплитуд этих колебаний.

4. Создание и внедрение новых способов, устройств и систем для измерения модуля комплексного сопротивления двухполюсных электрических цепей и параметров химических источников тока.

### **Научная новизна**

1. Распространен метод нелинейных токов на устройства синхронного детектирования радиосигналов. Получены новые выражения для расчёта выходного тока полевого транзистора с двумя управляющими электродами при синхронных воздействиях.

2. Найдена зависимость погрешности расчета напряжения сигнала на выходе последовательного диодного амплитудного детектора при воздействии двух гармонических колебаний сигнала и помехи от соотношения амплитуд этих колебаний.

3. Разработана методика моделирования вольт-амперных характеристик полевых транзисторов на основе экспоненциальной функции.

### **Теоретическая и практическая значимость работы**

Теоретическая значимость работы определяется распространением метода нелинейных токов на устройства синхронного детектирования радиосигналов, которое достигнуто путём получения новых выражений для расчёта выходного

тока полевых транзисторов с двумя управляющими электродами при синхронных воздействиях.

Практическая ценность работы заключается в следующем.

1. Предложена методика определения параметров статической модели полупроводниковых приборов – полевых транзисторов, биполярных транзисторов с изолированным затвором (*IGBT*), выпрямительных диодов, стабилитронов и светодиодов.

2. Разработано новое устройство для определения составляющих внутреннего сопротивления химических источников тока.

3. Разработано новое техническое решение устройства измерения модулей комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей с расширенными функциональными возможностями и увеличенным диапазоном измеряемых значений.

4. Разработаны новые технические решения: аппаратно-программного комплекса для тестирования и заряда аккумуляторных батарей, входящего в состав системы гарантированного электропитания; устройства определения параметров химических источников тока; устройства питания для светодиодного источника оптического излучения.

Под руководством и при непосредственном участии автора создан и внедрен аппаратно-программный комплекс удалённого технического обслуживания аккумуляторных батарей (устройство для измерения полного внутреннего сопротивления химических источников тока). Устройство внедрено на объекте связи филиала АО «Связьтранснефть» - «Сибирское ПТУС».

Результаты диссертационной работы использованы при расчёте электромагнитной совместимости в части кондуктивных радиопомех в диапазоне частот 0,15-30 МГц экспериментальных образцов светодиодных ламп в Научно-исследовательском институте светодиодных технологий ТУСУР при выполнении работ по целевой программе «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014 – 2020 годы» в рамках проекта «Разработка прототипов передовых технологических



решений роботизированного интеллектуального производства электронной компонентной базы и энергоэффективных световых устройств», уникальный идентификатор работы (проекта) RFMEFI57717X0266.

Результаты диссертационной работы (результаты математического моделирования вольт-амперных характеристик светоизлучающих диодов на основе экспоненциальной функции) используются в учебном процессе в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники при выполнении практических работ и в самостоятельной работе студентов по дисциплине «Преддипломный курс» для студентов, обучающихся по направлению подготовки бакалавров 11.03.03 «Конструирование и технология электронных средств», профиль «Технология электронных средств».

Документы о внедрении и использовании результатов диссертационной работы приведены в приложении А к диссертационной работе.

**Методология и методы исследования.** Для решения поставленных задач использованы методы теории линейных и нелинейных электрических цепей, матричной алгебры, функциональных разложений рядов Вольтерра аналитических функций многих переменных. Проверка полученных теоретических результатов выполнялась на основе экспериментальных исследований.

#### **Положения, выносимые на защиту.**

1. Расчетные соотношения для определения составляющих, образованных не только частными, но и смешанными проводимостями из разложения функции, описывающей семейство ВАХ, в кратный ряд Тейлора, позволяют рассчитывать постоянную составляющую на выходе синхронных детекторов.

2. Предложенная функция позволяет аппроксимировать всю совокупность вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов в диапазоне допустимых значений напряжений на затворе (затворах) и стоке, включая

инверсную область характеристик транзистора, с погрешностью аппроксимации, не превышающей 15%.

3. Применение синхронных детекторов в устройствах измерения сопротивлений химических источников тока позволяет увеличить точность измерения и расширить функциональные возможности устройства: кроме определения омического сопротивления электролита, определять активное сопротивление электрохимических реакций и электрическую емкость двойных электрических слоев, имеющих место на границах разделов электродов с электролитом.

### **Степень достоверности и апробация результатов**

Основные разделы и результаты работы докладывались и обсуждались на международных научно-технических конференциях «Научная сессия ТУСУР» (Томск, 2018, 2011, 2010, 2009, 2008), «Наука. Технологии. Инновации» (Новосибирск, 2008), «Исследование, разработка и применение высоких технологий в промышленности» (Санкт-Петербург, 2008), «Электронные средства и системы управления» (Томск, 2007), «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, 2007), «Микроэлектроника и информатика» (Москва, 2007), «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности» (Томск, 2007).

### **Публикации**

Результаты диссертационной работы опубликованы в 23 работах, из которых пять статей опубликованы в рецензируемых журналах, рекомендованных ВАК, одна статья в иностранном научном издании, четыре – патенты на изобретения и полезные модели, 13 – статьи в сборниках трудов научно-технических конференций.

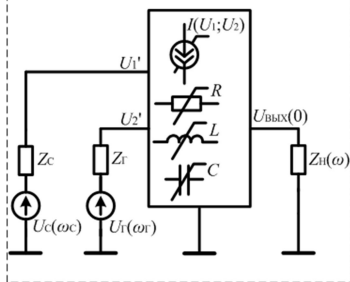
**Личный вклад автора** состоит в организации и проведении экспериментальной работы, обработке и анализ полученных результатов.

Результаты и аналитика, приведённые в работе были получены автором либо совместно с соавторами при непосредственном участии автора.

**Структура и объем диссертационной работы:** состоит введения, четырех глав, заключения, списка цитируемой литературы и двух приложений. Общий объем диссертационной работы 117 страниц, 41 рисунок, 5 таблиц и список литературы из 167 наименований.

На рисунке В.1 приведена структура разделов диссертационной работы. Логическая взаимосвязь разделов заключается в следующем. Решение задач по определению модулей комплексного сопротивления двухполюсных электрических цепей и по анализу дополнительной погрешности, вносимой действием помехи в цепи измерения, показаны в последнем разделе (рисунок В.1, г) и основаны на определении постоянной составляющей  $U_{\text{ВЫХ}}(0)$  в спектре выходного напряжения детекторов, т.е. решением нелинейной задачи. Для определения  $U_{\text{ВЫХ}}(0)$  синхронных детекторов на входные воздействия сигнала и помехи измерительной схемы (рисунок В.1, в) необходим метод нелинейных токов, модифицированный в диссертационной работе для случая двух синхронных воздействий (рисунок В.1, а). Сравнение результатов использования синхронных детекторов осуществлено с традиционно используемыми диодными детекторами, расчет выходного напряжения которых в присутствии помехи так же потребовал определения расчетной погрешности. Метод нелинейных токов основан на аналитической аппроксимации нелинейных элементов, поэтому потребовалась разработка единого выражения на основе экспоненциальной функции для аппроксимации ВАХ полупроводниковых приборов (рисунок В.1, б).

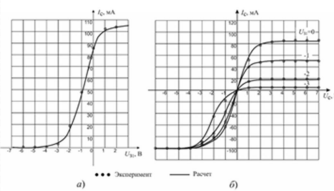
Новые соотношения определения нелинейного выходного тока активного элемента с двумя управляющими электродами



а)

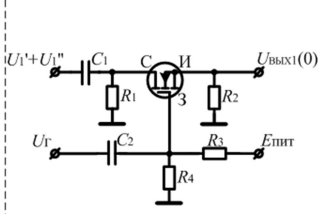
Метод моделирования ВАХ полевых транзисторов на основе экспоненциальных функций

$$I_C(U_C, U_{31}, U_{32})$$



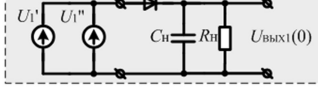
б)

Расчёт постоянной составляющей выходного напряжения синхронного детектора в присутствии помех

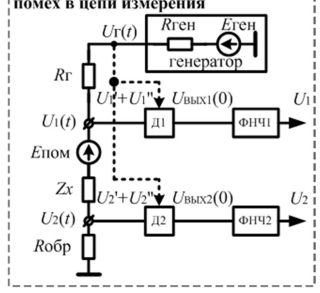


в)

Расчёт постоянной составляющей выходного напряжения амплитудного детектора в присутствии помех



Анализ дополнительной погрешности измерения сопротивления двухполюсной цепи, образованной за счёт действия помех в цепи измерения



г)

Рисунок В.1 – Структура разделов диссертационной работы

## 1 Состояние вопроса. Задачи исследования

### 1.1 Методы анализа и моделирования нелинейных радиотехнических устройств

#### 1.1.1 Синхронное детектирование радиосигналов

Синхронное детектирование радиосигналов, предложенное в трудах советского исследователя Евгения Григорьевича Момота, широко используется при построении оборудования различного назначения: радиоприемного, измерительного и т.д.

Помехи, которые могут действовать на входе детекторов радиосигналов, можно разделить на две основные группы: импульсные и гармонические. Первая группа помех обладает широким спектральным составом. Основную часть спектра такой помехи можно отсечь, используя линейные фильтрующие цепи, таким образом, сведя к минимуму действия помехи на детектируемый полезный сигнал. Аналогичным образом решается проблема с гармоническими помехами, имеющим значительное расхождение по частоте с частотой полезного сигнала. Ситуация осложняется в случае, если гармоническая помеха имеет частоту, близкую к частоте детектируемого сигнала, в таком случае использование линейных фильтрующих цепей не дает необходимого результата и оптимальным решением будет использование синхронных детекторов.

Синхронный детектор представляет собой нелинейное устройство с двумя входами и выходом, на один из входов подается сигнал, возможно с аддитивными помехами, а на второй – колебания местного генератора (гетеродина), синхронизированного по частоте с сигналом [13-20]. Задача анализа сводится к определению спектрального состава тока на выходе устройства при заданных воздействиях на каждом из двух входов.

Синхронное детектирование сигналов достигается использованием комбинационных компонент нелинейного взаимодействия входных сигналов, поэтому синхронные детекторы относятся к классу инерционных нелинейных

устройств. Для расчета комбинационных компонент используются методы анализа нелинейных электрических цепей.

### 1.1.2 Методы анализа нелинейных электрических цепей

#### 1.1.2.1 Общие сведения

Для анализа работы радиотехнического, измерительного и другого радиооборудования, его составных частей таких как: приемно-усилительные тракты, передающие тракты можно использовать для описания их работы системы из уравнений Кирхгофа и компонентных уравнений.

Составные части любого радиотехнического устройства можно классифицировать на два основных вида:

- 1) Приемно-усилительные либо передающие тракты с существенной нелинейностью;
- 2) Приемно-усилительные либо передающие тракты с несущественной нелинейностью.

Под приемно-усилительными и передающими трактами радиотехнического устройства с существенной нелинейностью подразумеваются такие тракты, у которых в определённой области значений токов и напряжений осуществляется их нелинейное преобразование вида «отсечки», ограничения, ключевого режима и т.д. Трактами, у которых не выполняется подобного преобразования, являются соответственно трактами с несущественной нелинейностью. Необходимым, но недостаточным условием для описания трактов с несущественной нелинейностью является допустимость аппроксимации всех элементов тракта (емкостей, индуктивностей, резисторов) в виде степенных рядов. И, наоборот, тракты, для которых подобное представление оказывается неточным, являются трактами с несущественной (слабой) нелинейностью. Ограничение числа членов ряда  $n = 3$  является минимально необходимым для описания основных нелинейных эффектов составных трактов радиотехнического оборудования [10, 11].

Синхронные детекторы, применяемые на выходе линейной части радиоприемных трактов устройств телевизионного и радиовещания,

измерительной и связной техники, функционируют при значениях сигналов, измеряемых десятками – сотнями милливольт, поэтому нелинейные искажения вида «отсечки», ограничения отсутствуют. В этой связи дальнейшее исследование направлено исключительно на исследование трактов с несущественной нелинейностью.

Основной элементной базой радиотехнического оборудования, а также его составных частей служат полупроводниковые элементы. Анализ нелинейных свойств связан с необходимостью использования нелинейных моделей элементов электрических цепей: активных – полевых и биполярных транзисторов, пассивных – резисторов, конденсаторов, индуктивных элементов и др. Нелинейные модели должны удовлетворять следующим требованиям [21]:

1) Универсальность. Требование, которое характеризует полноту отображения моделью свойств реального объекта моделирования.

2) Точность. Требование, которое характеризует степень совпадения значений параметров реального объекта и его параметров, рассчитанных с помощью используемой модели.

3) Адекватность. Требование, которое характеризует способность отображения заданных свойств объекта моделирования с погрешностью не выше заданной.

4) Экономичность. Требование, которое характеризует затраты вычислительных ресурсов ЭВМ для выполнения расчётного алгоритма модели.

Предъявляемые к модели требования высокой точности, её универсальности и адекватности противоречат требованию экономичности. Поэтому модель, предназначенная для описания работы активных НЭ должна удовлетворять компромиссно всем четырем перечисленным требованиям.

### 1.1.2.2 Известные модели и способы описания активных НЭ

1) Математическая модель НЭ, построенная на основе решения системы многомерных дифференциальных уравнений в частных производных.

Указанные уравнения описывают физические процессы в активном НЭ, например, трёхмерное представление распределения носителей зарядов [22-26]. Недостаток этой модели – низкая экономичность, т.е. громоздкие вычисления (высокая сложность) применяемых для решения уравнений численных методов [27, 28].

2) Упрощенная математическая модель НЭ, построенная на основе решения системы многомерных дифференциальных уравнений в частных производных.

Упрощение заключается в одномерном представлении структуры НЭ. Например, использование таких допущений как «плавный канал НЭ», резкий край обеднённого слоя, отсутствие насыщения дрейфовой скорости носителей заряда. Недостатком этой модели является «кусочное» описание расчётной зависимости тока в канале НЭ от напряжения на его электродах [29-34]. «Кусочный» характер расчётных соотношений уменьшает универсальность рассматриваемых моделей, а также предполагает наличие дополнительных сведений о НЭ (электрофизические параметры и топологические размеры структуры) для построения модели [25, 29, 35-39].

3) Модели НЭ, построенные на данных экспериментальных исследований.

Например, широко известные описания активных НЭ в виде четырехполюсников, значения входных и выходных параметров, которых описывается с помощью  $Y$ -,  $Z$ -,  $H$ -,  $A$ -,  $D$ -,  $F$ -,  $S$ - или  $X$ -параметров. Недостатком этой модели является малая универсальность, поскольку изменение режима работы НЭ, изменение схемы его включения или элементов внешних цепей приводит к необходимости повторных измерений указанных ранее параметров [40-43].

4) Модели НЭ, представленные в виде физических эквивалентных схем (ЭС).

Термин «физическая» обозначает, что каждый элемент ЭС имеет конкретное физическое содержание и является прототипом определённой области в структуре НЭ. В связи с этим, элементы ЭС могут быть как линейными,



значения которых не зависят от напряжений на электродах, так и нелинейными, значения которых изменяется по определённом закону при варьировании потенциалов электродов [25, 29]. Применение ЭС основано на предположении о квазистатичности, при котором вид характеристики считается независимым от параметров сигнала (амплитуды, частоты, скорости его изменения и т.д.). Применение ЭС позволяет избежать трудоемкого решения сложных дифференциальных уравнений, рассчитать параметры НЭ методами теории цепей и, тем самым, повысить экономичность модели [35, 40]. Вместе с тем ЭС обладает большой универсальностью, поскольку при использовании соответствующих описаний НЭ, ЭС справедлива для любого режима работы НЭ по постоянному току, схемы его включения, наличия, вида и глубины обратных связей [44-54].

Основой для построения нелинейных ЭС является статическая ЭС, моделирующая зависимость выходного тока НЭ от напряжений смещений на электродах НЭ. Указанная зависимость базируется на аналитическом выражении, описывающем ВАХ НЭ. Использование расчётных зависимостей ВАХ НЭ сопряжено с трудностями определения электрофизических и топологических параметров НЭ, поэтому наибольшее распространение получили формальные аппроксимации ВАХ НЭ [55-67].

1.1.2.3 Для описания трактов с несущественной нелинейностью наиболее широкое распространение получил математический аппарат функциональных рядов Вольтерра-Винера (ФВР).

Применение метода ФРВ к анализу нелинейных цепей с ограниченной «памятью», поведение которых не зависит от начальных условий, позволяет найти явную связь отклика  $y(t)$  и входного воздействия  $x(t)$  в форме ряда Вольтерра:

$$\begin{aligned}
 y(t) = & \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau)x(t-\tau)dt + \\
 & + \iint_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 + \dots \\
 & \dots + \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t-\tau_i) d\tau_i,
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

где  $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$  – ядро Вольтерра  $n$ -го порядка, которое является нелинейной импульсной реакцией  $n$ -го порядка.

Ряд (1.1) применим к устойчивым, однозначным, физически реализуемым цепям, для которых выполняются условия [10, 11]:

- 1)  $\int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)d\tau_1 \dots d\tau_n < \infty$ ;
- 2)  $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) = 0$  для  $\tau_i < 0, i = 1, \dots, n$ ;
- 3)  $\lim_{\tau_i \rightarrow \infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) = 0, i = 1, \dots, n$ .

Область использования метода ФРВ непрерывно расширяется. Первоначально использованный для моделирования нелинейных свойств усилителей радиосигналов [68, 69], метод уточнен в [70], распространен на диодные смесители [135], устройства с периодически меняющимися параметрами [20, 72], пространственные модуляторы света [73] и другие технические объекты [74].

Непосредственное применение ряда (1.1) для моделирования нелинейных электрических цепей во временной области сдерживается сложностью определения нелинейных импульсных характеристик во временной области [75]. Поэтому, как показано в [76-77], методы определения ядер Вольтерра в частотной области в виде НПФ (изображений Фурье ядер  $n$ -го порядка) получили больше распространение

$$\dot{H}_n(\omega_1, \dots, \omega_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \cdot e^{-j(\omega_1\tau_1 + \dots + \omega_n\tau_n)} d\tau_1 \dots d\tau_n. \quad (1.2)$$

НПФ неизменны к любому виду входного воздействия. Как показано в [9] с использованием НПФ рассчитываются широко распространенные на практике различные характеристики нелинейных искажений, в частности коэффициент гармоник, перекрестная модуляция, интермодуляция, сжатие, блокирование и т.д.

Симметричность НПФ предполагается относительно своих аргументов, т.е.

$$\dot{H}_n(\omega_1, \dots, \omega_n) = \dot{H}_n(\omega_n, \dots, \omega_1), \quad (1.3)$$

и

$$H_n^*(\omega_1, \dots, \omega_n) = \dot{H}_n(-\omega_n, \dots, -\omega_1), \quad (1.4)$$

где  $*$  – символ комплексного сопряжения.

Если НПФ не симметричны, то выполняется операция симметризации

$$[\dot{H}_n(\omega_1, \dots, \omega_n)]_S = \frac{1}{n!} \sum^{n!} \dot{H}_n(\omega_1, \dots, \omega_n), \quad (1.5)$$

где  $n!$  – число всех возможных перестановок среди  $\omega_1, \dots, \omega_n$ .

Для определения НПФ электрических цепей применяется МНТ, предложенный в [78].

Как показано в [9] МНТ является итерационным процессом, в ходе которого реакция нелинейной цепи интересующего порядка определяется на основе реакций предыдущих порядков. Ток, протекающий через нелинейный активный элемент, на следующем этапе расчета рассматривается в качестве возбуждающего воздействия для линейной ассоциированной схемы. В состав линейной

ассоциированной схемы входят помимо линейных элементов цепи также зависимости нелинейных элементов, представленные в виде ограниченного количества коэффициентов разложения в степенной ряд. Таким образом, МНТ возможно применять для цепей, которые могут содержать помимо линейных элементов и нелинейные двухполюсные элементы, а также зависимые нелинейности.

Как показано в работах [9-11, 79, 80], активный нелинейный элемент может описываться рядом Тейлора. Так, например, нелинейная проводимость, включенная в цепь с постоянным напряжением смещения  $U_0$  и входным сигналом с амплитудой  $U_{Вх}$ , описывается уравнением  $i = f(u)$ , где  $u = U_0 + U_{Вх}$  и может быть представлена одномерным рядом Тейлора по степеням  $U_{Вх}$ :

$$i = f(u) = f|_{u=U_0} + f'|_{u=U_0} U_{Вх} + \frac{1}{2} f''|_{u=U_0} U_{Вх}^2 + \frac{1}{6} f'''|_{u=U_0} U_{Вх}^3 + \dots; \quad (1.6)$$

Соответственно коэффициенты нелинейной проводимости определяются как

$$g^{(1)} = f'|_{u=U_0}, \quad g^{(2)} = \frac{1}{2} f''|_{u=U_0}, \quad g^{(3)} = \frac{1}{6} f'''|_{u=U_0} U_{Вх}^3, \dots \quad (1.7)$$

Впервые использование аппарата ФРВ для описания электрических цепей предложено Винером [81], поэтому класс цепей, для исследования которых применим метод ФРВ, называют цепями Вольтерра-Винера. В отличие от других аналитических методов (прямого интегрирования дифференциальных уравнений цепи, возмущений, усреднения, гармонической линеаризации, переменных состояний [42, 82-88]) метод ФРВ позволяет получать инвариантные относительно вида входного сигнала характеристики цепи.

Ряд (1.1) состоит из бесконечного числа членов. В случае малой нелинейности исследуемой цепи число членов ряда может быть ограничено конечной величиной. Как правило, ограничиваются тремя членами ряда [10, 11, 45-50, 89].

Расчёт НПФ цепей Вольтерра-Винера осуществляется в соответствии с МНТ. Указанный метод применим для цепей, содержащих нелинейные  $R, L, C$  – двухполюсные элементы и «зависимые» нелинейности, описываемые степенными рядами

$$i = \sum_{n=1}^{\infty} a_n U^n. \quad (1.8)$$

В работе [33] ток, протекающий через нелинейную ёмкость, в эквивалентной схеме ПТ описан следующим выражением:

$$i_{3И} = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{d}{dt} (a_{kl} U_C^k U_3^l), \quad a_{k,l} = \frac{1}{k! l!} \frac{\partial^{k+l} Q_{3И}}{\partial U_C^k \partial U_3^l}, \quad (1.9)$$

где  $i_{3И}$  – ток, протекающий через ёмкость затвор-исток;

$U_C$  - напряжение сток-исток;

$U_3$  - напряжение затвор-исток;

$Q_{3И}$  - заряд обедненной области под затвором, примыкающий к истоку.

Выражение (1.9) представляет собой функцию двух переменных, а ток, протекающий через ёмкость затвор-исток, представлен двойным степенным рядом [9].

Как показано во множестве работ [10, 11, 48, 57, 90-92] в эквивалентных схемах ПТ зависимый источник тока представлен либо одним, либо двумя одномерными степенными рядами

$$i_{C1}(U_3) = \sum_{k=1}^{\infty} g_{mk} U_3^k, \quad i_{C2}(U_C) = \sum_{k=1}^{\infty} g_k U_C^k, \quad (1.10)$$

$$\text{где } g_{mk} = \frac{1}{k!} \frac{d^k i_{C1}}{dU_3^k},$$

$$g_k = \frac{1}{k!} \frac{d^k i_{C2}}{dU_C^k}.$$

Таким образом, МНТ разработанный для расчёта одноходовых нелинейных устройств не позволяет рассчитывать синхронные детекторы (устройства с двумя входами), поскольку не решены следующие задачи моделирования зависимых источников тока НЭ:

1) не учитывается взаимное влияние управляющих напряжений на УЭ НЭ.

Это обстоятельство следует из (1.10). Частичный учёт показан в работе [33] при выполнении расчёта тока через нелинейную емкость в (1.9).

2) Не учитываются косвенные составляющие тока НЭ, в учёт берутся только составляющие прямого характера образования.

В связи с вышеуказанными обстоятельствами необходимо провести работу по выводу новых выражений расчёта выходного тока полевых транзисторов с двумя УЭ с целью распространения МНТ на синхронные детекторы (нелинейное устройство, функционирующее при двух синхронных воздействиях).

## **1.2 Моделирование (аппроксимация) вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов**

Основой для построения нелинейных ЭС активных НЭ является статическая эквивалентная схема. Статическая ЭС моделирует зависимость тока выходного электрода от напряжений смещения на электродах полупроводникового элемента и основывается на аналитическом выражении, описывающем семейство его вольт-амперных характеристик (ВАХ). Использование для описания ВАХ зависимостей, рассчитанных на основе свойств полупроводниковых материалов, сопряжено с трудностями определения электрофизических и топологических параметров структуры НЭ, по этой причине наибольшее распространение получили формальные аппроксимации ВАХ НЭ.

Наибольшее распространение в радиотехническом приборостроении получили полупроводниковые приборы с токовым (биполярные) и с полевым (полевые) управлением. Биполярные транзисторы хорошо изучены, их нелинейные свойства описаны и смоделированы. Более перспективными для использования в синхронных детекторах являются полевые транзисторы, среди

которых имеются полевые тетроды (полевые транзисторы с двумя затворами). В настоящей работе осуществляется исследование устройств именно на полевых транзисторах.

Как показано в [93] ПТ подразделяют на устройства с управляющим  $p-n$ -переходом, и с изолированным затвором (МДП - «металл-диэлектрик-полупроводник»), которые также носят название МОП («металл-оксид-полупроводник») транзистора. МДП ПТ делятся на приборы с двумя видами каналов: с встроенным и с индуцированным. Также в классификации учтены биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) (англ. *Insulated-gate bipolar transistor, IGBT*). БТИЗ является гибридным решением, которое объединяет в себе преимущества биполярного транзистора, образующего в нём силовой канал и преимущества ПТ, образующего канал управления. На рисунке 1.1 приведена классификация ПТ.



Рисунок 1.1 – Классификация полевых транзисторов

Для моделирования ПТ на постоянном токе необходимо получить описание следующих зависимостей:

1. Сток-затворная ВАХ (передаточная характеристика). Указанная ВАХ описывает зависимость тока стока от напряжения на затворе ПТ.
2. Семейство стоковых ВАХ (выходные характеристики). Указанные ВАХ описывают зависимость тока стока от напряжения на стоке при заданных напряжениях смещения на затворе ПТ.

Зависимость тока стока от напряжения на электродах ПТ описывается различными математическими выражениями [53, 57, 65, 94-97]. Известные выражения, описанные в научной литературе, разработаны применительно к отдельным группам ПТ (триодам и тетродам) и различаются для приборов одной группы по структуре и используемым математическими функциям в зависимости от структуры затворов ПТ ( $p-n$ -переход, барьер Шоттки, МДП).

Первой аналитической функцией, предложенной в [97], предназначенной для аппроксимации зависимости тока стока  $I_C$  ПТ от напряжения на затворе  $U_3$  является степенное выражение:

$$I_C(U_3) = I_0 \cdot \left(1 - \frac{U_3}{U_0}\right)^2, \quad (1.11)$$

где  $I_0$  – начальный ток стока ПТ;

$U_0$  – напряжение отсечки на затворе ПТ.

Выражение (1.11) применимо исключительно только для аппроксимации передаточной характеристики ПТ с затвором на основе  $p-n$ -перехода, работающего в режиме насыщения. Указанное выражение нашло широкое применение при разработке моделей полевых триодов других типов [57, 90, 98].

Широко используемые для аппроксимации передаточных ВАХ ПТ степенные функции [99-102], обладая погрешностью аппроксимации до 10% в рабочей области для малосигнальных режимов работы ПТ, имеют количественное и качественное (рисунок 1.2) расхождение экспериментальных и расчетных данных при значениях напряжений на затворе  $U_3$  меньших напряжения отсечки  $U_0$  и больших нуля, что ограничивает возможности их использования при моделировании транзисторов для систем автоматизированного проектирования.





Рисунок 1.2 - Аппроксимация ВАХ ПТ степенной функцией

Для аппроксимации передаточных характеристик ПТ с затворами на основе управляющего  $p-n$ -перехода и на основе изолированного затвора МДП в [56] использовано выражение на экспоненциальной функции. Это выражение не получило распространения из-за высокой своей сложности.

Большой универсальностью по сравнению с (1.11) обладает единая аппроксимация, охватывающая как пологую, так и крутую области выходных ВАХ. Её достоинством является возможность описания как насыщенного, так и ненасыщенного режимов работы ПТ. Известные единые аппроксимации разработаны для различных типов ПТ. Например, для ПТ с затвором на основе  $p-n$ -перехода в [103] предложено экспоненциальное выражение

$$I_C(U_3; U_C) = \frac{\alpha}{r} \cdot e^{\frac{U_3}{\alpha}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{U_C}{\alpha}}\right), \quad (1.12)$$

где  $U_C$  – напряжение на стоке относительно истока;

$\alpha, r$  – коэффициенты аппроксимации.

Коэффициенты аппроксимации выражения (1.12) при выполнении моделирования подбираются исходя из условия наилучшего совпадения экспериментальных и расчётных ВАХ.

Для описания совокупности выходных ВАХ маломощных МДП ПТ, имеющих активную подложку в [104] использовано экспоненциально-степенное выражение

$$I_C(U_3; U_C) = \frac{b}{2} \cdot \frac{(U_3 - U_0)^2}{1 + \mu} \cdot \left( 1 - e^{-\frac{kU_C}{U_3 - U_0}} \right), \quad (1.13)$$

где  $b$  – удельная крутизна;

$\mu$  – коэффициент влияния подложки;

$k$  – коэффициент аппроксимации.

Основным недостатком (1.13), а также аналогичных аппроксимаций [104, 105], является учёт влияния подложки в неявном виде, что препятствует определению  $I_C$  при потенциале подложки, отличном от нуля.

Экспоненциальное выражение, предложенное в [106] для аппроксимации выходных ВАХ мощных МДП ПТ, специфика работы которых отлична от маломощных [39, 107], позволяет с единых позиций описать статические характеристики мощных полупроводниковых приборов (полевых и биполярных транзисторов), однако обладает большой погрешностью аппроксимации, особенно при малых токах. Кроме того, при напряжении на стоке равном нулю, расчётное значение тока имеет конечное значение, что противоречит действительности. Большей точностью обладает параболически-экспоненциальная аппроксимация [61]:

$$I_C(U_3; U_C) = S \cdot (U_3 - U_0 - b \cdot U_3^2) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{pU_C}{U_3 - U_0 - b \cdot U_3^2}} \right), \quad (1.14)$$

где  $S$  – удельная крутизна;

$b, p$  – коэффициенты аппроксимации.

Для аппроксимации выходных характеристик ПТ с затвором Шоттки в [59] используются гиперболические функции, а авторы работы [64] предложили сложное экспоненциальное выражение

$$I_C(U_3; U_C) = \frac{I_{\text{НАС}}}{k} \cdot \left[ 1 + \frac{U_3 - \varphi}{U'_0} - \frac{1}{m} \cdot e^{-m \cdot \left( 1 + \frac{U_3 - \varphi}{U'_0} \right)} \right] \cdot \left\{ 1 - e^{\left[ \frac{U_C}{U_{\text{СНАС}}} - a \cdot \left( \frac{U_C}{U_{\text{СНАС}}} \right)^2 - b \cdot \left( \frac{U_C}{U_{\text{СНАС}}} \right)^3 \right]} \right\}, \quad (1.15)$$

$$U'_0(U_C) = U_0 + p \cdot U_C + \varphi, \quad k = 1 - \frac{1}{m} \cdot (1 - e^{-m}), \quad (1.16)$$

где  $U_{\text{СНАС}}$  – напряжение насыщения;

$\varphi$  – потенциал барьера Шоттки;

$a, b, m, p$  – коэффициенты аппроксимации.

Основным недостатком этих аппроксимаций является большая погрешность в пологой области выходных ВАХ, где характеристики ПТШ имеют участок с отрицательным наклоном [36, 108, 109].

Наиболее сложной для аппроксимации является зависимость тока стока в полевых тетрадах, величина которого определяются напряжениями на трёх электродах: двух затворах и стоке. В развитие результатов, полученных в [58], авторы работы [63] предлагают экспоненциальное выражение, пригодное для аппроксимации ВАХ тетродов:

$$I_C(U_{31}; U_{32}; U_C) = I_{0C} \cdot e^{K_3 \cdot \left( \frac{U_C}{U_{0C1}} - 1 \right)} \cdot \left[ 1 - e^{-U_C \cdot \left[ \frac{1}{U_{031}} + \frac{1}{U_{032}} + \frac{1}{U_{0C2}} \right]} \right], \quad (1.17)$$

$$K_3(U_{31}; U_{32}) = 1 + \frac{U_{31}}{U_{031}} + \frac{U_{32}}{U_{032}}, \quad (1.18)$$

где  $U_{31}$  – напряжение на первом затворе относительно истока;

$U_{32}$  – напряжение на втором затворе;

$I_{0C}, U_{031}, U_{032}, U_{0C1}, U_{0C2}$  – коэффициенты, значения которых определяются по экспериментальным ВАХ.

В работах [110-113] для аппроксимации ВАХ ПТ применена функция гиперболического тангенса, позволяющая сохранять характер зависимости характеристик транзисторов в указанных областях.

$$I_C(U_C; U_3) = M \cdot \left(1 - e^{\frac{-kU_C S_0}{M}}\right), \quad (1.19)$$

$$M = I_0 \cdot \left\{1 + th\left(\frac{S_0 \cdot (U_3 - U_0)}{I_0}\right)\right\}, \quad (1.20)$$

где  $I_0$  – значение тока в средней точке передаточной характеристики;

$U_0$  – значение напряжения в средней точке передаточной характеристики;

$S_0$  – значение крутизны в средней точке передаточной характеристики.

Вместе с тем, для описания выходных ВАХ ПТ в прямом и инверсном режимах работы используется два различных выражения, обозначенных на рисунке 1.3 как  $F_1$  и  $F_2$  соответственно [110]:

$$F_1(U_C; U_3) = I_{\text{НАС}}^0 \cdot f_1\left(\frac{U_{bi}}{U_p}\right) \cdot th\left(\frac{\alpha U_{СИ}}{U_{bi} - U_p}\right), \quad \text{при } U_{3И} \geq U_{bi} \quad (1.21)$$

$$F_2(U_C; U_3) = I_{\text{НАС}}^0 \cdot f_2\left(\frac{U'_{3И}}{U_p}\right) \cdot th\left(\frac{\alpha U_{СИ}}{U'_{3И} - U_p}\right), \quad \text{при } U_p < U_{3И} < U_{bi} \quad (1.22)$$

где  $I_{\text{НАС}}^0$  – ток насыщения стока при  $U_{3И} = 0$ ;

$f_1, f_2$  – степенные полиномы не ниже пятой степени, описывающие зависимость тока стока от напряжения между затвором и истоком ПТ;

$U_{bi}$  – контактная разность потенциалов;

$U_p$  – напряжение отсечки ПТ;

$\alpha$  – параметр модели ПТ.

На рисунке 1.3 в месте сопряжения функций  $F_1$  и  $F_2$  в точке с нулевым стоковым потенциалом результирующая функция и ее производные имеют разрыв, что затрудняет использование такой аппроксимации для расчета НИ устройств, в которых ПТ функционируют при нулевом стоковом напряжении.

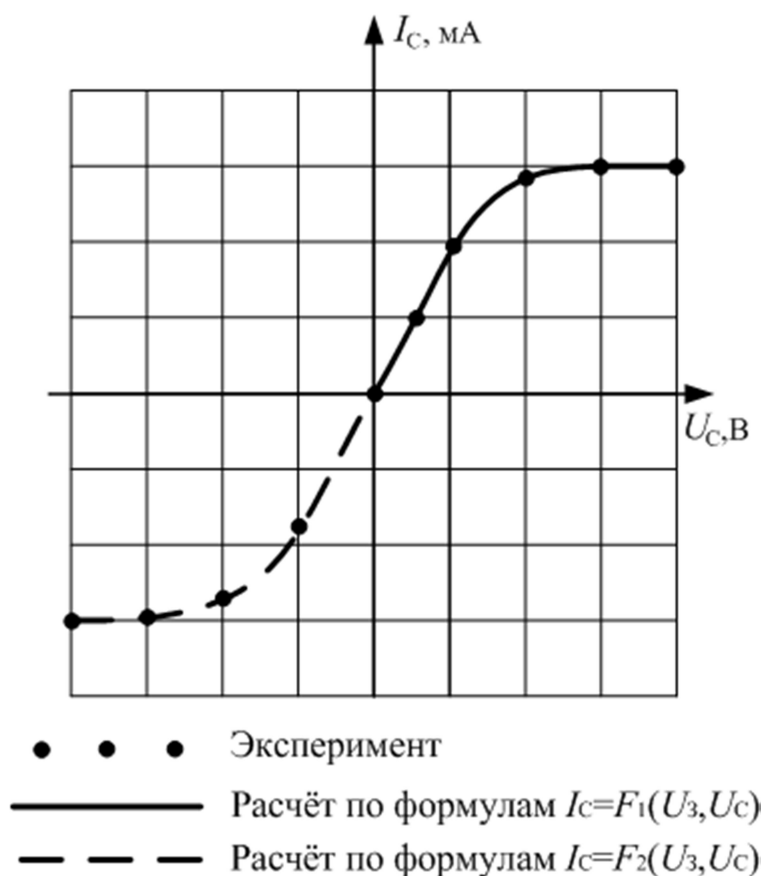


Рисунок 1.3 - Аппроксимация ВАХ ПТ функциями  $F_1, F_2$

Таким образом, использование формул (1.11) - (1.22) для аппроксимации ВАХ ПТ уменьшает универсальность статической модели, затрудняет определение аппроксимирующих констант [67, 66], усложняет алгоритм и увеличивает объем математического обеспечения программ автоматизированного расчёта нелинейных характеристик устройств на ПТ. Исключение перечисленных недостатков требует разработки универсальной аппроксимации, с единых позиций и большей точностью описывающей статические характеристики полевых триодов и тетродов различных типов и мощностей.

В связи с этим, необходима разработка универсальной аналитической функции для аппроксимации вольт-амперных характеристик во всей области допустимых напряжений на электродах полевых триодов и тетродов.

### 1.3 Определение модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей

#### 1.3.1 Методы определения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей

Необходимость измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей сопутствует решению задач проектирования и эксплуатации технологических датчиков, элементов устройств систем связи и управления и т.д. [6].

Измерение модуля комплексных сопротивлений длинных кабельных линий связи в условиях реальной электромагнитной обстановки требует учета влияния наведенных помех на метрологические характеристики измерительного оборудования [8]. Частотный диапазон для длинных кабельных линий связи ограничивается частотами в диапазоне от низких частот до высоких частот по ГОСТ 24375-80 [114].

В соответствии с [115] совокупность приемов сравнения измеряемой физической величины с ее единицей образует метод измерения. Методы измерений можно классифицировать по различным признакам, в частности подразделяя их на метод непосредственной оценки и метод сравнения (рисунок 1.4).

При методе непосредственной оценки численное значение измеряемой величины определяется непосредственно по показанию измерительного прибора (например, измерение напряжения с помощью вольтметра).

Метод сравнения – метод измерений, при котором измеряемую величину сравнивают с величиной, воспроизводимой мерой. Это может быть, например, измерение уровня напряжения постоянного тока путем сравнения с ЭДС эталонного элемента [116].

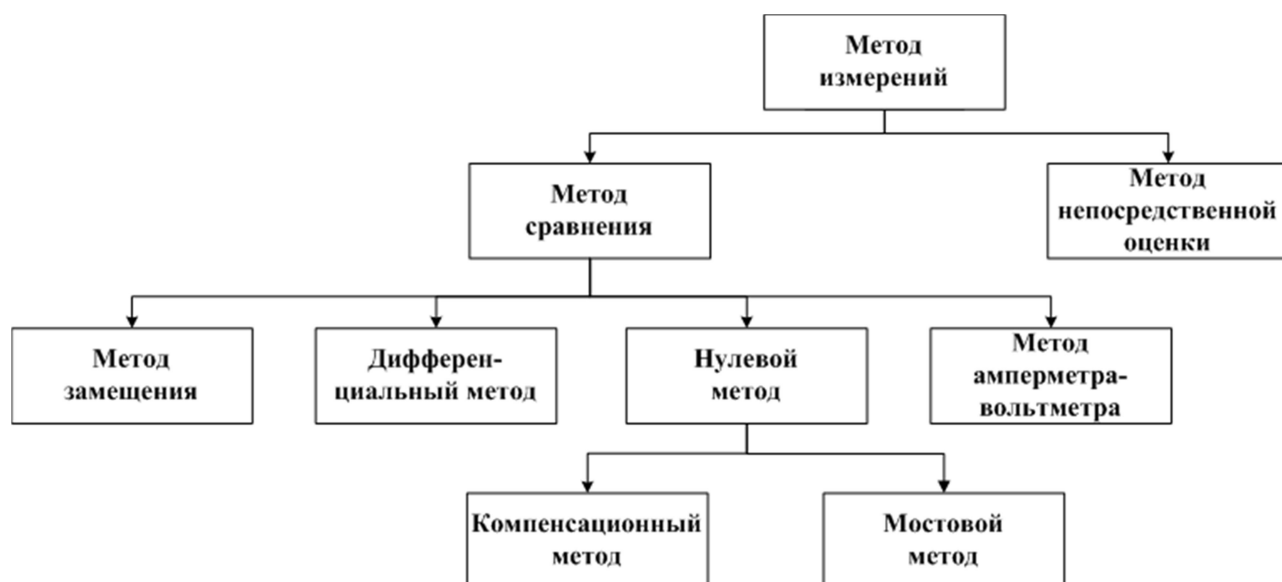


Рисунок 1.4 – Классификация методов измерений [115]

В соответствии с [116] различают следующие разновидности метода сравнения:

1. нулевой метод, при котором действие измеряемой величины полностью уравновешивается образцовой;
2. дифференциальный метод, когда измеряется разница между измеряемой величиной и близкой ей по значению известной эталонной (например, измерение электрического сопротивления методом неуравновешенного моста);
3. метод замещения, при котором действие измеряемой величины замещается (например, с помощью последовательно проводимых во времени действий) образцовой [116];
4. метод амперметра-вольтметра, сводится к измерению тока и напряжения в цепи с измеряемым двухполюсником и последующему расчету его параметров по закону Ома.

Из всех перечисленных методов нулевой метод обеспечивает наибольшую точность измерений физической величины. Его разновидностями являются:

- компенсационный метод, при котором действие измеряемой величины компенсируется (уравновешивается) образцовой;

- мостовой метод, когда достигают нулевого значения тока в измерительной диагонали моста, в которую включается чувствительный индикаторный прибор (обычно нуль-индикатор) [116].

Метод амперметра-вольтметра может быть использован для измерения значений резистивного (активного) и модуля полного (комплексного) сопротивления цепи. В практике реализуются две основные схемы измерения:

- для больших сопротивлений схема приведена на рисунке 1.5,а),
- для малых сопротивлений схема приведена на рисунке 1.5,б).

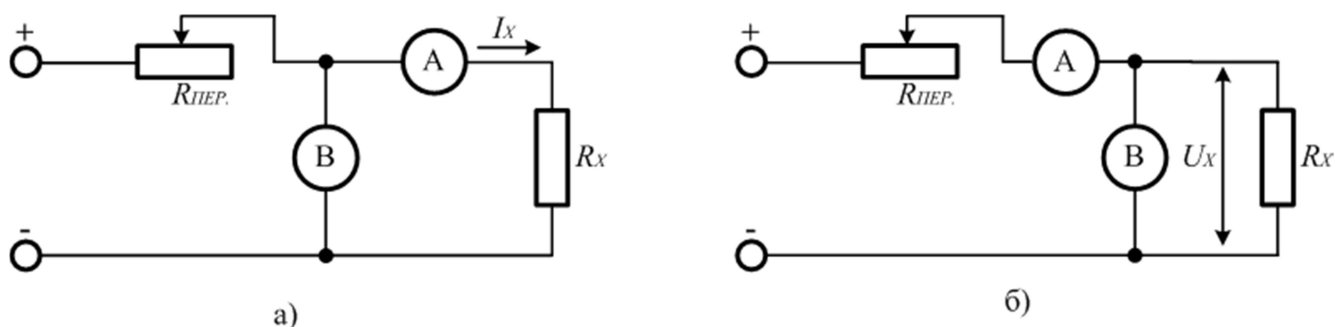


Рисунок 1.5 – Схема измерения сопротивления методом амперметра-вольтметра [117]

Значение сопротивления рассчитывается исходя из измеренных значений силы тока и напряжения.

Для схемы, приведённой на рисунке 1.5,а) значение сопротивления и относительная методическая погрешность измерения рассчитываются по следующим соотношениям:

$$R'_X = \frac{U'}{I_X} = \frac{U_X + U_A}{I_X} = R_X + R_A, \quad \delta = \frac{R_A}{R'_X}, \quad (1.23)$$

где  $R_X$  - измеряемое сопротивление;

$R_A$  - сопротивление амперметра.

Для схемы, приведённой на рисунке 1.5,б) значение сопротивления и относительная методическая погрешность измерения рассчитываются по соотношениям:



$$R'_X = \frac{U_X}{I} = \frac{U_X}{I_X + I_B} = \frac{R_X}{1 + \frac{R_X}{R_B}}, \quad \delta = -\frac{R_X}{R_B + R_X}, \quad (1.24)$$

где  $R_B$  - сопротивление вольтметра [117].

Из соотношений относительных методических погрешностей видно, что минимальная погрешность будет обеспечиваться при применении схемы, показанной на рисунке 1.5,а) для измерений больших сопротивлений и минимальная погрешность для измерений малых сопротивлений будет обеспечиваться при применении схемы, показанной на рисунке 1.5,б).

Погрешность измерения по данному методу рассчитывается по выражению

$$\delta_R = \gamma_B \frac{U_{\Pi}}{U_X} + \gamma_A \frac{I_{\Pi}}{I_X}, \quad (1.25)$$

где  $\gamma_B, \gamma_A$  - классы точности вольтметра и амперметра;

$U_{\Pi}, I_{\Pi}$  - пределы измерения вольтметра и амперметра [117].

Измерение модуля полного сопротивления  $Z_X$  выполняется по вышеизложенному методу, только при подключенной схеме к источнику переменного тока с частотой  $f$ . По показаниям вольтметра и амперметра определяют модуль полного сопротивления согласно закону Ома.

Модификация метода для измерения модуля комплексного сопротивления линий реализована в приборе ИЛ-58. Измерение тока в линии и расчет значения сопротивления в нем заменены операцией ручной калибровки стрелочного индикатора перед проведением измерения на конкретной нагрузке. Погрешность измерения по данным разработчиков не превышает  $\pm 10\%$ . [118].

Существует решение, предназначенное для измерения сопротивления двухполюсных линий проводного вещания. Данное решение описано в [118]. Оно сочетает в себе все преимущества метода амперметра-вольтметра с косвенным определением тока на основе использования переменного тока в цепи измерения.

Данное решение дает значение дополнительной погрешности, не превышающее 5%.

При использовании метода амперметра-вольтметра для определения модуля комплексного сопротивления измеряемого двухполюсника (рисунок 1.5) измерительная цепь запитана от источника переменного напряжения. При этом сигналы постоянного тока, пропорциональные значениям переменного тока и переменного напряжения получают, как правило, используя диодное детектирование [119].

Анализ спектра на выходе детектора при бигармоническом (сигнал+помеха) воздействии с применением функций Эйлера применен в [119]. Большее распространение получил метод анализа, включающий преобразование входного бигармонического воздействия в эквивалентное амплитудно-модулированное колебание и последующий расчет методом угла отсечки [120, 121]. Метод применим при выполнении двух условий: разность частот составляющих бигармонического колебания много меньше значений частот

$$\omega_p = \omega_1 - \omega_2 \ll \omega_{1,2}, \quad (1.26)$$

где  $\omega_p$  – разностная частота;

$\omega_1, \omega_2$  – частоты входного бигармонического колебания,

и соотношение амплитуд много меньше единицы:

$$U_1/U_2 = K \ll 1, \quad (1.27)$$

где  $U_1, U_2$  – амплитуды входного бигармонического колебания.

Однако численные значения  $K$  в (1.27) в зависимости от погрешности расчета в литературе не определены.

Необходимо определение зависимости погрешности, вносимой близкорасположенной по частоте помехой, при детектировании сигнала амплитудным детектором от соотношения амплитуд сигнала и помехи.

### 1.3.2 Определение внутреннего сопротивления ХИТ

Измерение сопротивлений таких двухполюсных электрических цепей как химические источники тока необходимо для оценки их состояния. В частности, наиболее распространенным типом ХИТ являются аккумуляторные батареи и информация об их внутреннем сопротивлении необходима для их правильной эксплуатации в реальных условиях. Стандартные процедуры измерения внутреннего сопротивления аккумуляторных батарей описаны в [123, 124], также существуют технические решения по измерению сопротивления [125]. Для определения полного внутреннего сопротивления АКБ первоначально проводятся определение модуля внутреннего сопротивления  $R_{AC}$  по формуле (1.28) методом амперметра-вольтметра на переменном токе путем измерения среднеквадратичного значения переменного напряжения  $U_{RMS}$ , возникающего при прохождении через аккумулятор переменного тока со среднеквадратичным значением  $I_{RMS}$  на частоте 1кГц:

$$R_{AC} = \frac{U_{RMS}}{I_{RMS}}, \quad (1.28)$$

где  $U_{RMS}$  – переменное напряжение (среднеквадратичное значение), В;

$I_{RMS}$  – переменный ток (среднеквадратичное значение), А.

Затем выполняется определение действительной части внутреннего сопротивления АКБ методом постоянного тока путем разряда АКБ

Аккумулятор должен быть разряжен постоянным током  $I_1$ . На 10 секунде разряда должно быть измерено и зарегистрировано под нагрузкой разрядное напряжение  $U_1$ . Разрядный ток должен быть сразу же увеличен до значения  $I_2$ , и должно быть измерено и зарегистрировано напряжение  $U_2$  на третьей секунде разряда. Внутреннее сопротивление  $R_{DC}$ , Ом, рассчитывают по формуле (1.26):

$$R_{DC} = \frac{U_1 - U_2}{I_2 - I_1}, \quad (1.29)$$

где  $I_1, I_2$  – постоянные разрядные токи, А;

$U_1, U_2$  – напряжения, измеренные под нагрузкой, В.

Недостатком описанного способа определения внутреннего сопротивления ХИТ является определение только двух составляющих полного внутреннего сопротивления ХИТ – внутреннее сопротивление ХИТ переменному току (модуль полного сопротивления) и внутреннее сопротивление ХИТ постоянному току.

В связи с этим необходимо выполнить разработку метода, с помощью которого будет реализована возможность, измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей и параметров ХИТ, включая значение реактивного параметра.

#### **1.4 Цель и задачи исследования**

Целью работы является распространение метода нелинейных токов на синхронные детекторы радиосигналов на полевых транзисторах и их использование в новых устройствах измерения модуля комплексного сопротивления двухполюсных электрических цепей.

Достижение поставленной цели ограничено решением следующих задач:

1. Получение выражений для расчета выходного тока полевых транзисторов при синхронных воздействиях.
2. Разработка универсальной функции для аппроксимации вольт-амперных характеристик (ВАХ) во всей области допустимых напряжений на электродах полевых триодов и тетродов.
3. Определение зависимости погрешности расчета напряжения сигнала на выходе последовательного диодного амплитудного детектора при воздействии двух гармонических колебаний сигнала и помехи от соотношения амплитуд этих колебаний.
4. Создание и внедрение новых способов, устройств и систем для измерения модуля комплексного сопротивления двухполюсных электрических цепей и параметров химических источников тока.

## 2 Модифицированный метод нелинейных токов

В разделе представлен расчёт составляющих спектра выходного тока в слабонелинейных электрических цепях с двумя входами при воздействии двух синхронных колебаний.

Упрощенная схема детектора с двумя входами приведена на рисунке 2.1.

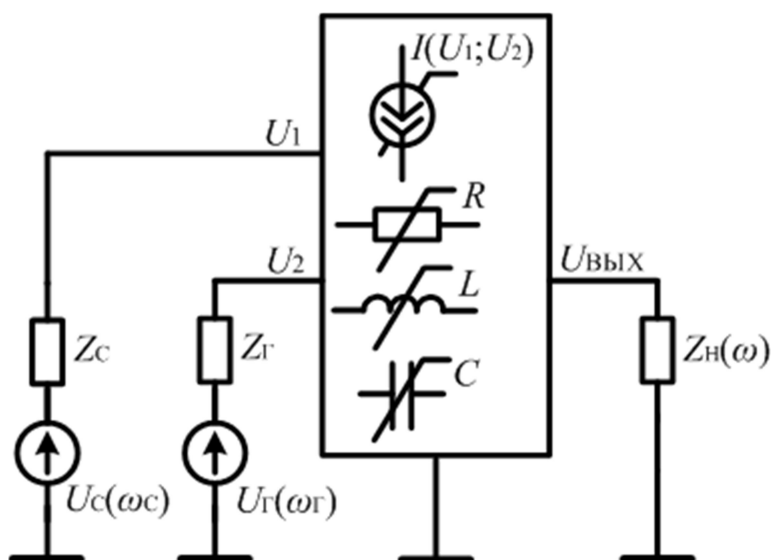


Рисунок 2.1 – Упрощенная схема детектора с двумя входами

Как показано в [126] нелинейный четырехполюсник содержит источник тока, зависящий от напряжений на двух управляющих входах, и произвольное количество линейных и нелинейных  $RLC$ -элементов.

К входам устройства подключены источники сигнала и гетеродина

$$\left. \begin{aligned} U_C(t) &= U_C \cdot \cos(\omega_c t) \\ U_\Gamma(t) &= U_\Gamma \cdot \cos(\omega_\Gamma t + \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

К выходу детектора подсоединена нагрузка с сопротивлением  $Z_H(\omega)$ .

Расчет переменных составляющих тока зависимого источника в соответствии с МНТ производится в виде

$$i = \sum_{n=1}^N i_n, \quad (2.2)$$

где  $N$  - наивысший порядок учитываемой нелинейности;

$i_n$  - нелинейный ток  $n$ -го порядка.

На основании обобщенных формул для расчета нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов составляющие тока первых пяти порядков ( $N=5$ ) [127], для нелинейного устройства с двумя управляющими электродами, представляющие наибольший практический интерес [11, 12], можно представить в виде

$$i_1(t) = g_1^{(1)} U_1^{(1)}(t) + g_2^{(1)} U_2^{(1)}(t), \quad (2.3)$$

$$i_2(t) = g_1^{(2)} [U_1^{(1)}(t)]^2 + g_2^{(2)} [U_2^{(1)}(t)]^2 + g_{1,2}^{(1+1)} U_1^{(1)}(t) U_2^{(1)}(t), \quad (2.4)$$

$$i_3'(t) = g_1^{(3)} [U_1^{(1)}(t)]^3 + g_2^{(3)} [U_2^{(1)}(t)]^3 + \\ + g_{1,2}^{(2+1)} [U_1^{(1)}(t)]^2 U_2^{(1)}(t) + g_{1,2}^{(1+2)} U_1^{(1)}(t) [U_2^{(1)}(t)]^2, \quad (2.5)$$

$$i_3''(t) = 2g_1^{(2)} U_1^{(1)}(t) U_1^{(2)}(t) + 2g_2^{(2)} U_2^{(1)}(t) U_2^{(2)}(t) + \\ + 2g_{1,2}^{(1+1)} [U_1^{(1)}(t) U_2^{(2)}(t) + U_1^{(2)}(t) U_2^{(1)}(t)], \quad (2.6)$$

$$i_4'(t) = g_1^{(4)} [U_1^{(1)}(t)]^4 + g_2^{(4)} [U_2^{(1)}(t)]^4 + \\ + g_{1,2}^{(3+1)} [U_1^{(1)}(t)]^3 U_2^{(1)}(t) + g_{1,2}^{(1+3)} U_1^{(1)}(t) [U_2^{(1)}(t)]^3 + \\ + g_{1,2}^{(2+2)} [U_1^{(1)}(t)]^2 [U_2^{(1)}(t)]^2 \quad (2.7)$$

$$i_4''(t) = g_1^{(2)} \left\{ 2U_1^{(1)}(t) U_1^{(3)}(t) + [U_1^{(2)}(t)]^2 \right\} + \\ + g_2^{(2)} \left\{ 2U_2^{(1)}(t) U_2^{(3)}(t) + [U_2^{(2)}(t)]^2 \right\} + \\ + g_{1,2}^{(1+1)} \left[ 2U_1^{(3)}(t) U_2^{(1)}(t) + 2U_1^{(1)}(t) U_2^{(3)}(t) + U_1^{(2)}(t) U_2^{(2)}(t) \right] + \\ + 6g_{1,2}^{(2+1)} \left\{ U_1^{(2)}(t) [U_2^{(1)}(t)]^2 \right\} + 3g_{1,2}^{(1+2)} \left\{ [U_1^{(1)}(t)]^2 U_2^{(2)}(t) \right\}, \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned}
i'_5(t) &= g_1^{(5)} [U_1^{(1)}(t)]^5 + \\
&+ g_{1,2}^{(4+1)} \left\{ [U_1^{(1)}(t)]^4 U_2^{(1)}(t) + U_1^{(1)}(t) [U_2^{(1)}(t)]^4 \right\} + \\
&+ g_{1,2}^{(3+2)} [U_1^{(1)}(t)]^3 [U_2^{(1)}(t)]^2 + g_{1,2}^{(2+3)} [U_1^{(1)}(t)]^2 [U_2^{(1)}(t)]^3,
\end{aligned} \tag{2.9}$$

$$\begin{aligned}
i''_5(t) &= 2g_1^{(2)} [U_1^{(1)}(t)U_1^{(4)}(t) + U_1^{(2)}(t)U_1^{(3)}(t)] + \\
&+ 2g_2^{(2)} [U_2^{(1)}(t)U_2^{(4)}(t) + U_2^{(2)}(t)U_2^{(3)}(t)] + \\
&+ 2g_{1,2}^{(1+1)} \left[ \begin{array}{l} U_1^{(1)}(t)U_2^{(4)}(t) + U_1^{(2)}(t)U_2^{(3)}(t) + \\ + U_2^{(1)}(t)U_1^{(4)}(t) + U_2^{(2)}(t)U_1^{(3)}(t) \end{array} \right] + \\
&+ 3g_{1,2}^{(2+1)} [U_1^{(2)}(t)]^2 U_2^{(1)}(t) + 3g_{1,2}^{(1+2)} [U_2^{(2)}(t)]^2 U_1^{(1)}(t).
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Нижние индексы напряжений и производных и обозначают номера электродов, верхние индексы в скобках обозначают порядок воздействия в соответствии с методом нелинейных токов:  $u_1^{(1)}$  – линейное напряжение первого порядка от внешнего источника, приложенное к первому электроду,  $u_2^{(2)}$  – напряжение второго порядка, приложенное ко второму электроду и т.д.,  $g_1^{(1)}$  – первая производная по первому управляющему электроду,  $g_2^{(2)}$  – вторая производная по второму управляющему электроду,  $g_{1,2}^{(2+1)}$  – смешанная производная третьего порядка дважды по первому и однократно по второму управляющим электродам и т.д.

Частные и смешанные проводимости в (2.3)-(2.10) определяются из разложения аналитической зависимости тока источника в кратный ряд Тейлора в окрестности рабочей точки, определяемой напряжениями смещения  $U_{10}, U_{20}$

$$g_{1,2}^{(m_1+m_2)} = \frac{1}{m_1! \cdot m_2!} \cdot \frac{\partial^{m_1+m_2} I(U_{10}, U_{20})}{\partial U_1^{m_1} \partial U_2^{m_2}}, \tag{2.11}$$

где  $m_1$  – порядок производной по первому управляющему электроду;

$m_2$  - порядок производной по второму управляющему электроду.

Значение

$$m_1 + m_2 = n \quad (2.12)$$

определяет порядок производной, на которой образована составляющая  $n$ -го порядка выходного тока в (2.2).

В выражениях (2.5)-(2.10) штрихом обозначены составляющие, имеющие «прямой» характер образования, т.е. составляющие нелинейного тока  $n$ -го порядка, образованные взаимодействием линейных напряжений  $U_1^{(1)}$  и  $U_2^{(1)}$  на частных и смешанных проводимостях. Двумя штрихами обозначены составляющие, имеющие «косвенный» характер образования, образованные взаимодействием линейных напряжений  $U_{\bullet}^{(1)}$  и напряжений более высоких порядков  $U_{\bullet}^{(2)}$ ,  $U_{\bullet}^{(3)}$ . Названия составляющих «прямые» и «косвенные» заимствованы из [128, 129].

Новизна формул (2.3)-(2.10) заключается в составляющих тока, образованных на смешанных проводимостях  $g_{1,2}^{(\bullet+\bullet)}$  при взаимодействии напряжений первого порядка и в составляющих тока, образованных взаимодействием напряжений второго и третьего порядков на первом и втором входах детектора.

Применяя к (2.3)-(2.10) преобразование (1.2), формализуем расчеты в частотной области [130-135]:

$$i_1(\omega_1) = \sum_{k=1}^2 g_k^{(1)} \cdot U_k^{(1)}(\omega_1), \quad (2.13)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{2_1}(\omega_1, \omega_2) &= g_1^{(2)} \cdot U_1^{(1)}(\omega_1) \cdot U_1^{(1)}(\omega_2), \\ i_{2_2}(\omega_1, \omega_2) &= g_2^{(2)} \cdot U_2^{(1)}(\omega_1) \cdot U_2^{(1)}(\omega_2), \\ i_{2_3}(\omega_1, \omega_2) &= g_{1,2}^{(1+1)} \cdot \left\{ U_1^{(1)}(\omega_1) \cdot U_2^{(1)}(\omega_2) \right\}_{Sym} \end{aligned} \right\}, \quad (2.14)$$



$$i_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = \sum_{k=1}^8 i_{3k}(\omega_1, \omega_2, \omega_3), \quad (2.15)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{3_1}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= g_1^{(3)} \cdot U_1^{(1)}(\omega_1) \cdot U_1^{(1)}(\omega_2) \cdot U_1^{(1)}(\omega_3), \\ i_{3_2}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= g_2^{(3)} \cdot U_2^{(1)}(\omega_1) \cdot U_2^{(1)}(\omega_2) \cdot U_2^{(1)}(\omega_3), \\ i_{3_3}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= g_{1,2}^{(2+1)} \cdot \left\{ U_1^{(1)}(\omega_1) \cdot U_1^{(1)}(\omega_2) \cdot U_2^{(1)}(\omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_4}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= g_{1,2}^{(1+2)} \cdot \left\{ U_1^{(1)}(\omega_1) \cdot U_2^{(1)}(\omega_2) \cdot U_2^{(1)}(\omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_5}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= 2g_1^{(2)} \cdot \left\{ U_1^{(1)}(\omega_1) \cdot U_1^{(2)}(\omega_2, \omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_6}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= 2g_2^{(2)} \cdot \left\{ U_2^{(1)}(\omega_1) \cdot U_2^{(2)}(\omega_2, \omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_7}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= 2g_{1,2}^{(1+1)} \cdot \left\{ U_1^{(1)}(\omega_1) \cdot U_2^{(2)}(\omega_2, \omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_8}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= 2g_{1,2}^{(1+1)} \cdot \left\{ U_2^{(1)}(\omega_1) \cdot U_1^{(2)}(\omega_2, \omega_3) \right\}_{Sym}, \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

где символом  $\{ \}_{Sym}$  обозначена операция симметризации (1.5).

Набор и знаки частот в (2.13)-(2.16) определяются входными воздействиями и видом анализируемых нелинейных искажений. В таблице 2.1 приведены значения частот в терминах воздействий (2.1).

Таблица 2.1 – Наборы частот для различных видов нелинейных искажений

|            | $n = 2$   |   | $n = 3$   |   |                   |                                  |
|------------|---|---|---|---|-------------------|----------------------------------|
|            | Вторая гармоника<br>$2\omega_C, 2\omega_\Gamma$ | Комбинационная составляющая второго порядка<br>$\omega_C \pm \omega_\Gamma$ | Третья гармоника<br>$3\omega_C, 3\omega_\Gamma$ | Комбинационная составляющая третьего порядка<br>$2\omega_C \pm \omega_\Gamma$ | Сжатие по сигналу | Блокирование сигнала гетеродином |
| $\omega_1$ | $\omega_C, \omega_\Gamma$                       | $\omega_C$  | $\omega_C, \omega_\Gamma$                       | $\omega_C$  | $\omega_C$        | $\omega_C$                       |
| $\omega_2$ | $\omega_C, \omega_\Gamma$                       | $\pm\omega_\Gamma$  | $\omega_C, \omega_\Gamma$                       | $\omega_C$  | $\omega_C$        | $\omega_\Gamma$                  |
| $\omega_3$ | –   | –   | $\omega_C, \omega_\Gamma$                       | $\pm\omega_\Gamma$  | $-\omega_C$       | $-\omega_\Gamma$                 |

При синхронном детектировании сигналов  $\omega_C = \omega_\Gamma = \omega_0$  и фаза  $\varphi$  произвольна. Спектральные составляющие на выходе детектора в соответствии с (2.3)-(2.12) и данными таблицы 2.1 могут быть представлены в виде [133]:

постоянное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}}(0) = \text{Re} \left( W_2^{1,2}[\omega_C, -\omega_\Gamma] \cdot U_C \cdot U_\Gamma \cdot e^{-j\varphi} + \frac{1}{2} \cdot (W_2^{1,1}[\omega_C, -\omega_C] \cdot U_C^2 + W_2^{2,2}[\omega_\Gamma, -\omega_\Gamma] \cdot U_\Gamma^2) \right), \quad (2.17)$$

первая гармоника с частотой сигнала

$$U_{\text{ВЫХ}}(\omega_0) = W_1^1[\omega_C] \cdot U_C + W_1^2[\omega_0] \cdot U_\Gamma \cdot e^{j\varphi} + \frac{3}{4} \left( W_3^{1,1,1}[\omega_C, \omega_C, -\omega_C] \cdot U_C^3 + W_3^{2,2,2}[\omega_\Gamma, \omega_\Gamma, -\omega_\Gamma] \cdot U_\Gamma^3 \cdot e^{j\varphi} \right) + \frac{3}{2} \left( W_3^{1,2,2}[\omega_C, \omega_\Gamma, -\omega_\Gamma] \cdot U_C \cdot U_\Gamma^2 + W_3^{2,2,1}[\omega_\Gamma, \omega_C, -\omega_C] \cdot U_C^2 \cdot U_\Gamma \cdot e^{j\varphi} \right), \quad (2.18)$$

вторая гармоника с удвоенной частотой сигнала

$$U_{\text{ВЫХ}}(2\omega_0) = W_1^1[\omega_C] \cdot U_C + W_1^2[\omega_0] \cdot U_\Gamma \cdot e^{j\varphi} + \frac{3}{4} \left( W_3^{1,1,1}[\omega_C, \omega_C, -\omega_C] \cdot U_C^3 + W_3^{2,2,2}[\omega_\Gamma, \omega_\Gamma, -\omega_\Gamma] \cdot U_\Gamma^3 \cdot e^{j\varphi} \right) + \frac{3}{2} \left( W_3^{1,2,2}[\omega_C, \omega_\Gamma, -\omega_\Gamma] \cdot U_C \cdot U_\Gamma^2 + W_3^{2,2,1}[\omega_\Gamma, \omega_C, -\omega_C] \cdot U_C^2 \cdot U_\Gamma \cdot e^{j\varphi} \right), \quad (2.19)$$

третья гармоника с утроенной частотой сигнала

$$U_{\text{ВЫХ}}(3\omega_0) = W_1^1[\omega_C] \cdot U_C + W_1^2[\omega_0] \cdot U_\Gamma \cdot e^{j\varphi} + \frac{3}{4} \left( W_3^{1,1,1}[\omega_C, \omega_C, -\omega_C] \cdot U_C^3 + W_3^{2,2,2}[\omega_\Gamma, \omega_\Gamma, -\omega_\Gamma] \cdot U_\Gamma^3 \cdot e^{j\varphi} \right) + \frac{3}{2} \left( W_3^{1,2,2}[\omega_C, \omega_\Gamma, -\omega_\Gamma] \cdot U_C \cdot U_\Gamma^2 + W_3^{2,2,1}[\omega_\Gamma, \omega_C, -\omega_C] \cdot U_C^2 \cdot U_\Gamma \cdot e^{j\varphi} \right). \quad (2.20)$$

В (2.17)-(2.20) символом  $W_{\bullet,\bullet,\bullet}$  обозначены в общем случае нелинейные передаточные функции, нижний индекс в которых обозначает порядок:  $W_1^{\bullet,\bullet,\bullet}$  – НПФ первого порядка,  $W_2^{\bullet,\bullet,\bullet}$  – второго порядка,  $W_3^{\bullet,\bullet,\bullet}$  – третьего порядка. Верхний набор индексов обозначает комбинацию входов, спектральные компоненты на которых определяют вклад в значение напряжения соответствующего порядка.

Полезная спектральная составляющая на выходе детектора – комбинационная составляющая второго порядка на нулевой частоте, рассчитываемая в соответствии с формулой (2.17).

Таким образом, полученные расчетные выражения учитывают как составляющие тока, имеющие нелинейный характер образования за счет частных проводимостей нелинейного элемента так и составляющие тока, имеющие нелинейно-параметрический характер образования за счет смешанных проводимостей при взаимодействии сигналов. Также учтены как составляющие, имеющие «прямой» характер образования, т.е. образованные взаимодействием линейных напряжений, так и «косвенные» составляющие, образованные взаимодействием линейных напряжений и напряжений более высоких порядков.

Полученные выражения позволяют распространить МНТ на синхронные детекторы радиосигналов и применить его для расчета нелинейных передаточных функций детекторов, построенных на полевых транзисторах с двумя управляющими электродами.

Далее полученные расчетные выражения используются для определения модулей комплексного сопротивления двухполюсных электрических цепей и анализа дополнительной погрешности, вносимой действием помехи в цепи измерения в разделе 4.

### **3 Метод моделирования вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов**

В разделе показано моделирование ВАХ полупроводниковых приборов различных типов на основе использования экспоненциальной функции.

#### **3.1 Выражения для описания передаточных ВАХ полупроводниковых приборов**

Основой для построения нелинейных эквивалентных схем является статическая эквивалентная схема, моделирующая зависимость тока от напряжения на управляющих электродах полупроводникового прибора и базирующаяся на выражении, описывающем его ВАХ.

Для решения задачи описания ВАХ наибольшее распространение получили формальные аппроксимации ВАХ

В настоящей работе предложено единое выражение, позволяющее аппроксимировать вольт-амперные характеристики во всех областях допустимых напряжений на электродах при прямом и инверсном включении ПТ.

В основу предложенного выражения положено известное разложение функции гиперболического тангенса в виде отношения суммы и разности экспонент [136]:

$$F(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}. \quad (3.1)$$

Для аппроксимации ВАХ полевых транзисторов модификация исходного выражения (3.1) состоит в добавлении функционально зависящего коэффициента при первом слагаемом и, в общем случае, не единичного по значению, коэффициента при втором слагаемом в числителе. Полученный при этом функционал, пригодный для описания зависимости тока стока  $I_C$  от напряжений на стоке  $U_C$ , первом затворе  $U_{31}$  полевых триодов и втором затворе  $U_{32}$  полевых тетродов относительно истока имеет вид [137-139]:

$$\begin{aligned}
I_C(U_C, U_{31}, U_{32}) &= \\
&= \frac{A_1(U_{31}, U_{32}) \cdot e^{B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})} + A_2 \cdot e^{-B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})}}{e^{B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})} - e^{-B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})}} \cdot \\
&\quad \cdot (U_{32} - D \cdot U_{02}),
\end{aligned} \tag{3.2}$$

где

$$A_1(U_{31}, U_{32}) = \frac{A_3 \cdot e^{E \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})}}{e^{E \cdot U'_{31}} - e^{-E \cdot U'_{31}}} \cdot (U_{32} - G \cdot U_{02}); \tag{3.3}$$

$$U'_{31} = U_{31} - F \cdot U_{01}; \tag{3.4}$$

$$U'_C(U_{31}, U_{32}) = U_C - \frac{\ln(A_1(U_{31}, U_{32})) - \ln(A_2)}{2 \cdot B \cdot U_{31}} \cdot U_{01}, \tag{3.5}$$

$A_2, A_3, B, D, E, F, G$  – числовые коэффициенты;

$U_{01}, U_{02}$  – напряжения отсечки соответственно по первому и второму затворам.

Функция  $A_1(U_{31}, U_{32})$  в (3.3) описывает зависимость тока стока от напряжения на затворе ( $U_{31}$ ) полевых триодов и совместно с сомножителями  $(U_{32} - G \cdot U_{02})$  в (3.2) и  $(U_{32} - G \cdot U_{02})$  в (3.3) – от напряжений на первом ( $U_{31}$ ) и втором ( $U_{32}$ ) затворах полевых тетродов относительно истока. При аппроксимации ВАХ полевых триодов эти сомножители исключаются.

Экспоненциальные составляющие  $e^{\pm B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})}$  и  $e^{E \cdot U'_{31}}$  в (3.2) и (3.3) соответственно характеризуют выходные ВАХ как при прямом, так и при инверсном включении транзистора. Коэффициенты  $B$  и  $E$  определяют угол наклона выходных и передаточной ВАХ соответственно.

Коэффициент  $F$  в (3.4) определяет точку пересечения передаточной ВАХ с горизонтальной осью.

Численные значения коэффициентов  $A_2$ ,  $A_3$ ,  $B$ ,  $D$ ,  $E$ ,  $F$ ,  $G$  определяются по экспериментально измеренным характеристикам. Например, на рисунке 3.1 показаны для полевых триодов коэффициенты  $A_3$ ,  $E$  и  $F$ , которые определяются по трем характерным точкам на передаточной ВАХ: максимальный ток стока  $I_1$  (точка 1), точка 2 с половинным значением максимального тока ( $I_2 = 0,5 \cdot I_1$ ), соответствующая напряжению на затворе  $U_2$ , и точка 3 ( $I_3, U_3$ ), ограничивающая снизу наиболее линейную часть передаточной ВАХ.

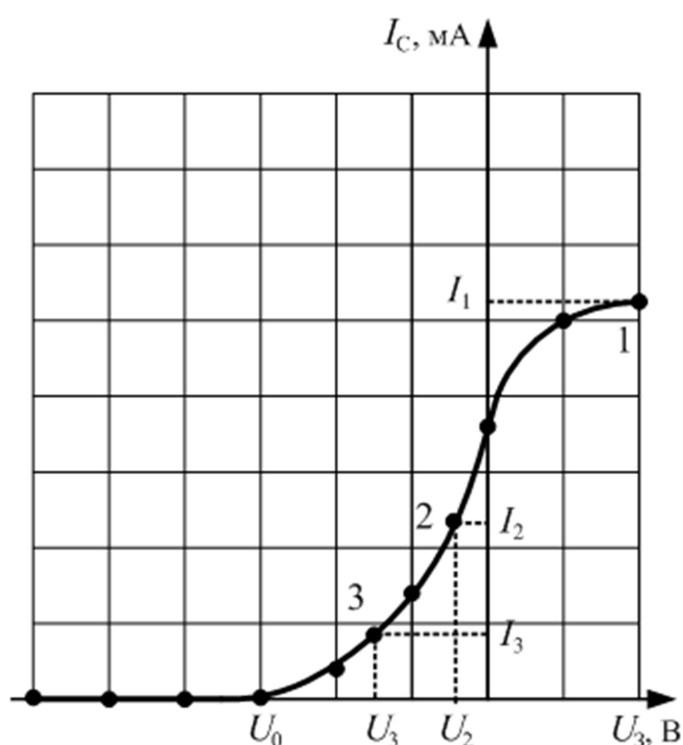


Рисунок 3.1 – Характерные точки для определения коэффициентов  $A_3$ ,  $E$  и  $F$

Численные значения коэффициентов  $A_3$  и  $F$  рассчитываются по формулам

$$A_3 = I_1, \quad (3.6)$$

$$F = \frac{U_2}{U_{01}}, \quad (3.7)$$

Значение коэффициента  $E$  выбирается в интервале  $0,75 \dots 1,5$  по критерию наилучшего совпадения расчетных и экспериментальных данных в точках 2 и 3.

Коэффициенты  $A_2$  и  $B$  определяются по двум точкам на выходной ВАХ (рисунок 3.2): максимальный ток стока в инверсном включении  $A_4$  (точка 4) и

точка 5 с половинным значением максимального тока при прямом включении ( $I_5 = 0,5 \cdot I_1$ ). Значение коэффициента  $A_2$  определяется по формуле

$$A_2 = |I_4|, \quad (3.8)$$

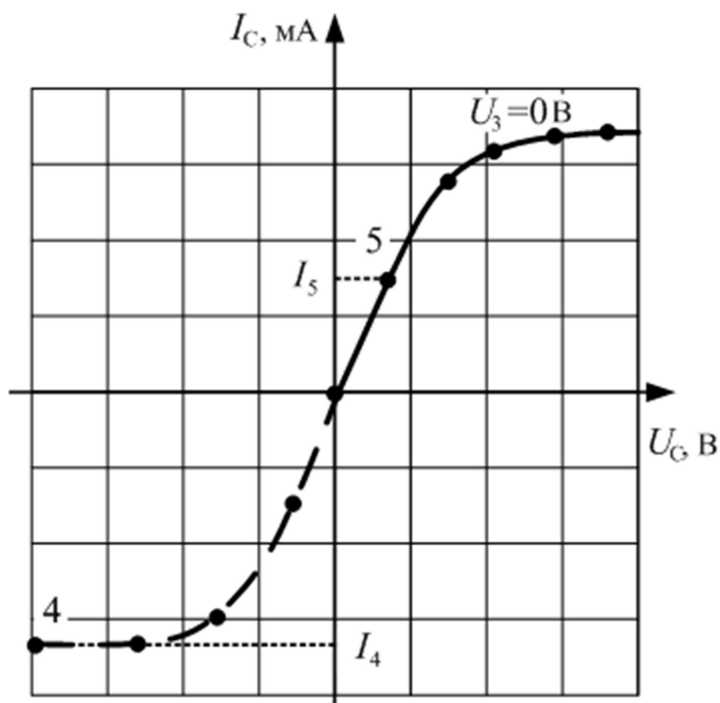


Рисунок 3.2 – Определение коэффициентов  $A_2$  и  $B$

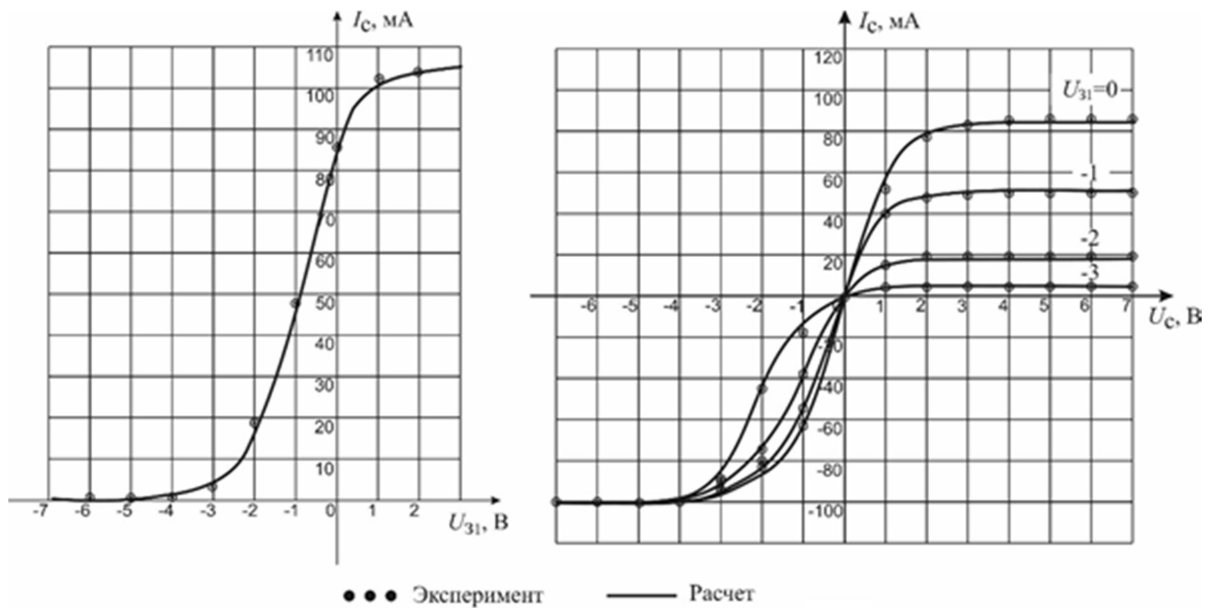
Значение коэффициента  $B$  выбирается в интервале  $0,6 \dots 0,95$  по критерию наилучшего совпадения расчетных и экспериментальных данных в точке 5 и в начале координат. Методика определения коэффициентов для ПТ приведена в приложении Б.

Значения коэффициентов выражения для аппроксимации ВАХ, полученные в соответствии с описанной выше методикой, а также такой параметр, как напряжение на затворе отсечения тока стока, для определенных типов ПТ сведены в таблицу 3.1.

Таблица 3.1 - Значения коэффициентов аппроксимирующего выражения и напряжений отсечки полевых транзисторов

| Модель ПТ | $A_2$ | $A_3$ | $B$ | $D$   | $E$  | $F$  | $G$ | Напряжение отсечки, В              |
|-----------|-------|-------|-----|-------|------|------|-----|------------------------------------|
| АП326А    | 0,001 | 0,103 | 0,8 | –     | 0,75 | 0,25 | –   | $U_{01} = -4$                      |
| АП604     | 0,2   | 0,13  | 0,9 | –     | 1    | 0,51 | –   | $U_{01} = -4$                      |
| АП328     | 1     | 0,011 | 0,7 | 0,476 | 1,2  | 0,55 | 1   | $U_{01} = -2,5$<br>$U_{02} = -2,1$ |
| 2N70002P  | 1     | 1,16  | 0,9 | –     | 1,2  | 1,7  | –   | $U_{01} = 2$                       |
| 2П302Б/ИУ | 1     | 0,015 | 0,5 | –     | 1    | 0,29 | –   | $U_{01} = -2,85$                   |

На рисунках 3.3-3.7 приведены экспериментальные и рассчитанные ВАХ в соответствии с (3.2)-(3.5) и данными таблицы 3.1 характеристики СВЧ полевых триодов и тетрода с затворами Шоттки. Экспериментальные данные взяты из [102, 110, 140] соответственно.



а)

б)

Рисунок 3.3 – Передаточная (а) и выходные (б) ВАХ триода АП326А



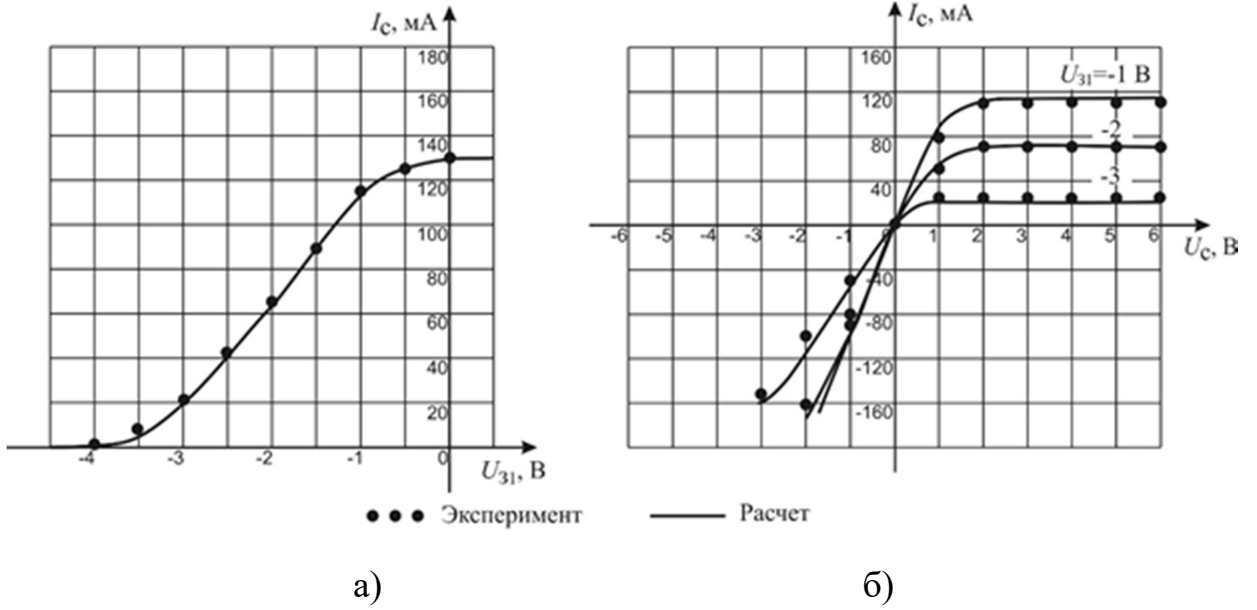


Рисунок 3.4 - Передаточная (а) и выходные (б) ВАХ триода АП604

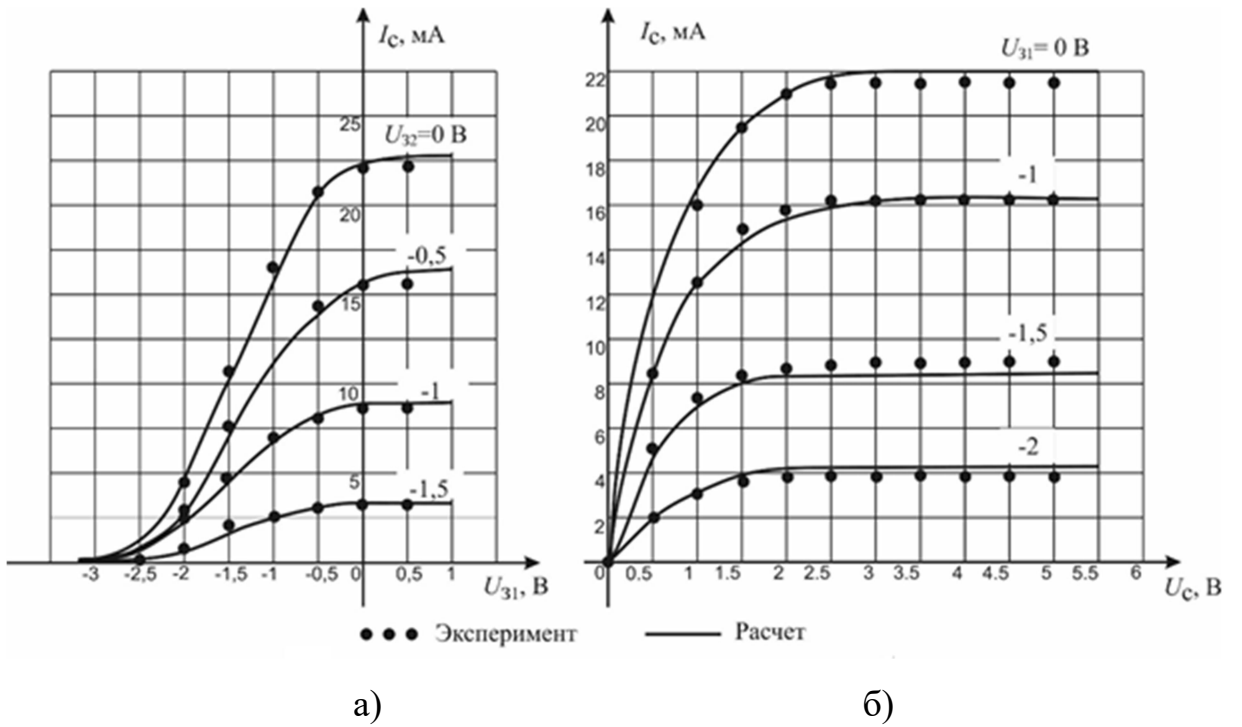


Рисунок 3.5 – Передаточные (а) и выходные (б) ВАХ тетрода АП328А

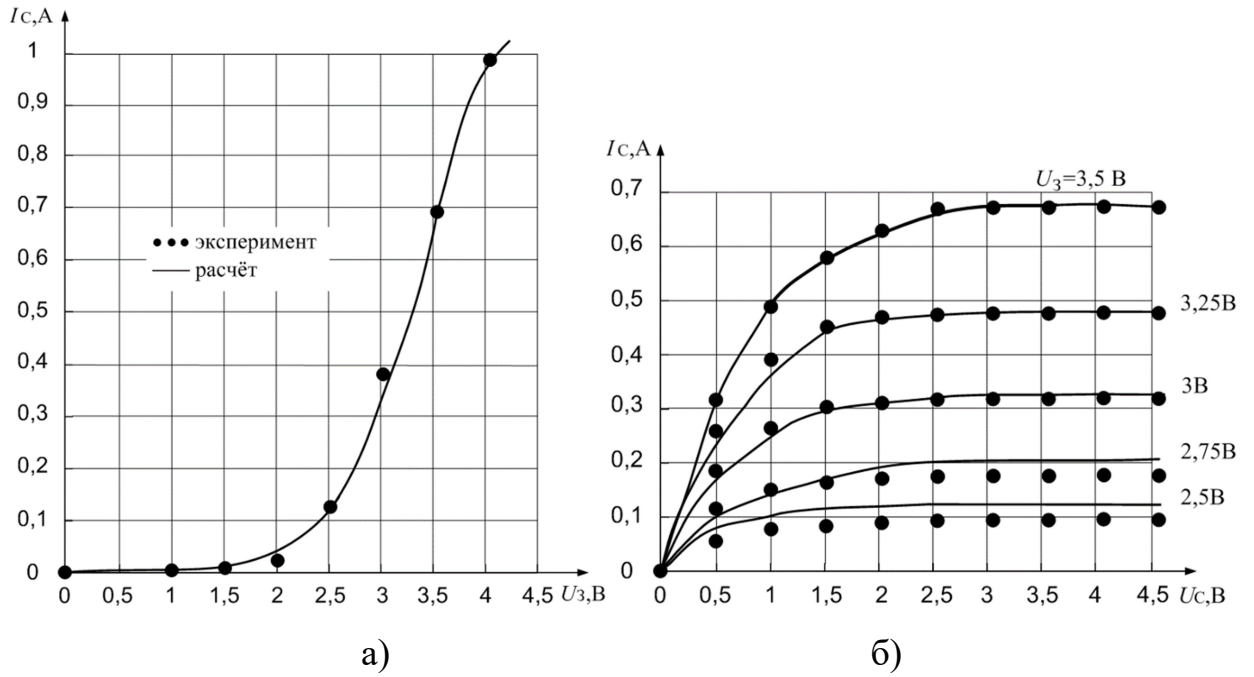


Рисунок 3.6 – Передаточные (а) и выходные (б) ВАХ MOSFET 2N7002P

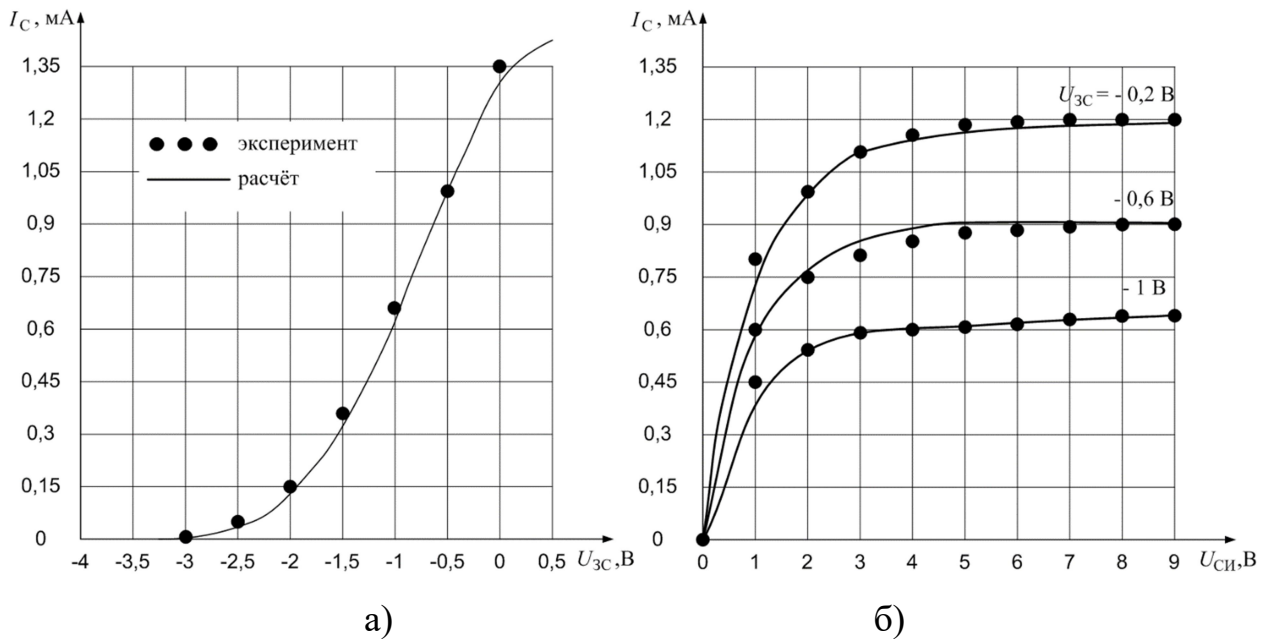


Рисунок 3.7 – Передаточные (а) и выходные (б) ВАХ тетрода 2П302Б/ИУ

Таким образом, предложенное выражение с использованием модифицированной экспоненциальной функции позволяет аппроксимировать ВАХ полевых триодов и тетродов во всей области допустимых напряжений при прямом и инверсном включении ПТ. Погрешность аппроксимации не превышает 15% во всем диапазоне рабочих напряжений на электродах при положительных и отрицательных напряжениях на стоке. Также достигнуто качественное

совпадение экспериментальных и расчетных данных при значениях напряжений на затворе за пределами рабочего диапазона.

Метод моделирования вольт-амперных характеристик полевых триодов и тетродов применим для аппроксимации ВАХ других типов полупроводниковых приборов, таких как биполярные транзисторы с изолированным затвором, диоды светоизлучающие.

Для описания зависимости тока коллектора  $I_K$  от напряжений на коллекторе  $U_{KЭ}$  и базе  $U_{БЭ}$  относительно эмиттера предложено выражение [141]:

$$I_K(U_{KЭ}, U_{БЭ}) = \frac{A_1(U_{БЭ}) \cdot e^{B \cdot U'_{KЭ}(U_{KЭ}, U_{БЭ})} - A_2 \cdot e^{-B \cdot U'_{KЭ}(U_{KЭ}, U_{БЭ})}}{A_3 \cdot e^{B \cdot U'_{KЭ}(U_{KЭ}, U_{БЭ})} + A_4 \cdot e^{-B \cdot U'_{KЭ}(U_{KЭ}, U_{БЭ})}}, \quad (3.9)$$

где

$$A_1(U_{БЭ}) = \frac{A_4 \cdot e^{F \cdot U'_{БЭ}} - A_5 \cdot e^{-F \cdot U'_{БЭ}}}{A_6 \cdot e^{F \cdot U'_{БЭ}} + A_6 \cdot e^{-F \cdot U'_{БЭ}}}, \quad (3.10)$$

$$U'_{БЭ} = U_{БЭ} - G, \quad (3.11)$$

$$U'_{KЭ}(U_{KЭ}; U_{БЭ}) = U_{KЭ} - D(U_{БЭ}) \cdot U_{БЭ}, \quad (3.12)$$

$$D(U_{БЭ}) = \frac{\ln(A_1(U_{БЭ}) - \ln(A_2))}{2 \cdot B \cdot U_{БЭ}}, \quad (3.13)$$

$A_2, \dots, A_6, B, D, F, G$  – числовые коэффициенты.

На рисунке 3.8 приведены экспериментальные и рассчитанные ВАХ в соответствии с (3.9)-(3.13) и данными таблицы 3.2 мощного *IGBT* транзистора *FGA20N120FTD*. Экспериментальные данные взяты из [142].

Численные значения коэффициентов  $A_2, \dots, A_6, B, D, F, G$  определяются по экспериментально измеренным ВАХ и подбираются по критерию минимума среднеквадратичного отклонения расчетных и экспериментальных данных.

Таблица 3.2 - Численные значения коэффициентов для аппроксимации ВАХ *IGBT* транзистора

| Модель <i>IGBT</i>  | $A_2$ | $A_3$ | $A_4$ | $A_5$ | $A_6$ | $B$ | $F$  | $G$ |
|---------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-----|------|-----|
| <i>FGA20N120FTD</i> | 1     | 1     | 200   | 2     | 1     | 1   | 0,34 | 5,9 |

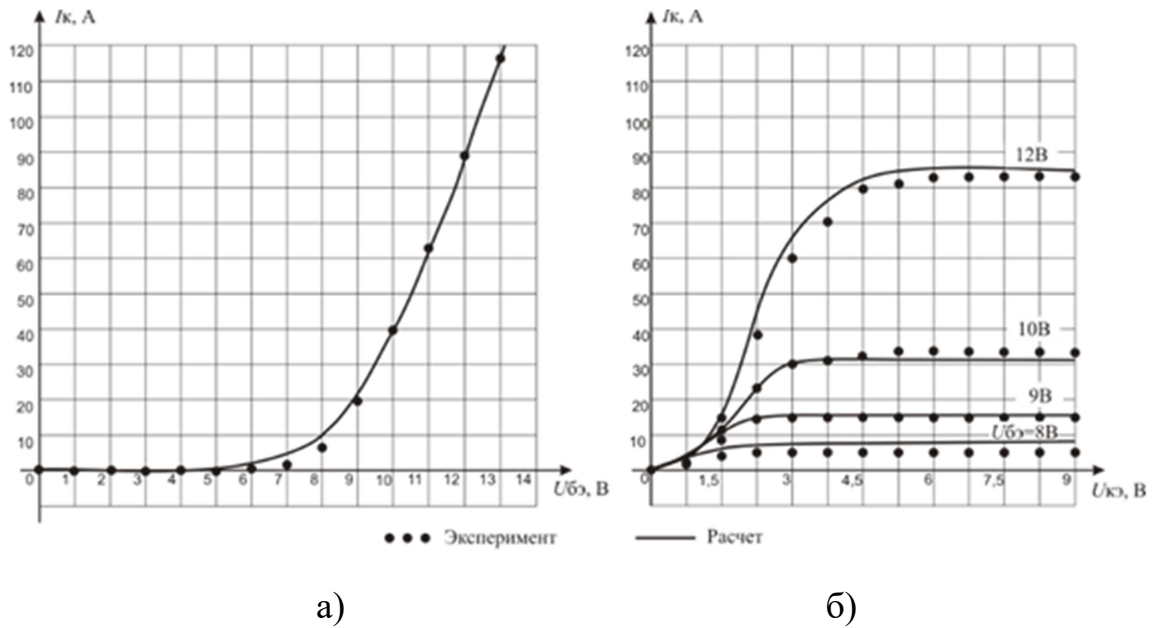


Рисунок 3.8 – Экспериментальные и расчетные ВАХ *IGBT* транзистора типа *FGA20N120FTD*

Предложенное выражение (3.9) с использованием модифицированной экспоненциальной функции позволяет аппроксимировать ВАХ мощных биполярных транзисторов (*IGBT*) во всей области допустимых напряжений. Погрешность аппроксимации не превышает 20% во всем диапазоне рабочих напряжений на электродах.

Широко используемые для аппроксимации ВАХ диодов и светоизлучающих диодов (СИД) экспоненциальные функции [143, 144], имеют количественное и качественное (рисунок 3.9) расхождение экспериментальных и расчетных данных в области обратных напряжений, что ограничивает возможности их использования при моделировании двухполюсных нелинейных элементов.



Рисунок 3.9 – ВАХ светоизлучающего диода

Для аппроксимации ВАХ диодов и светодиодов модификация исходного выражения (3.1) состоит в использовании числителя, умноженного на значение величины приложенного напряжения. Полученный при этом функционал, пригодный для описания зависимости тока светодиода  $I$  от приложенного напряжения  $U$  будет иметь вид:

$$I(U) = U \cdot (A_1 \cdot e^{B_1 \cdot U} + A_2 \cdot e^{-B_2 \cdot U}), \quad (3.14)$$

где  $A_1, A_2, B_1, B_2$  – числовые коэффициенты.

Экспоненциальные составляющие  $e^{B_1 \cdot U}$  и  $e^{-B_2 \cdot U}$  в (3.14) характеризуют ВАХ диодов и светодиодов при прямом и инверсном включении соответственно.

Коэффициенты  $B_1$  и  $B_2$  определяют угол наклона характеристик при положительном и отрицательном смещении соответственно.

Численные значения коэффициентов  $A_1, A_2, B_1, B_2$  определяются по экспериментально измеренным ВАХ и подбираются по критерию минимума среднеквадратичного отклонения расчетных и экспериментальных данных.

Численные значения коэффициентов аппроксимации для четырех типов светоизлучающих диода с различными значениями рассеиваемой мощности  $P$  приведены в таблице 3.3. Значение погрешности аппроксимации  $S$  не превышают

приведенных в таблице значений в области рабочих токов, указанных в столбце «Условие», где  $I_{НОМ}$  – справочное значение номинального тока СИД.

Таблица 3.3 - Численные значения коэффициентов аппроксимации ВАХ некоторых типов светоизлучающих диодов

| Модель светодиода      | $P$ , Вт | $A_1$                | $A_2$               | $B_1$ | $B_2$ | Условие   | $S$ , % |
|------------------------|----------|----------------------|---------------------|-------|-------|---|---------|
| <i>FYL3004<br/>URC</i> | 0,06     | $1,8 \cdot 10^{-9}$  | $10^{-5}$           | 7,86  | 1     | $(0,075 \cdot I_{НОМ})$<br>$< I_{СИД} <$<br>$I_{НОМ}$           | 11,5    |
| <i>KUWH<br/>760s</i>   | 0,1      | $1 \cdot 10^{-5}$    | $1,4 \cdot 10^{-4}$ | 1,9   | 0,2   | $(0,140 \cdot I_{НОМ})$<br>$< I_{СИД} <$<br>$I_{НОМ}$           | 14,5    |
| <i>KPWH<br/>080-1</i>  | 1        | $1,7 \cdot 10^{-4}$  | $1,7 \cdot 10^{-6}$ | 1,9   | 2     | $(0,285 \cdot I_{НОМ})$<br>$< I_{СИД} <$<br>$(2 \cdot I_{НОМ})$ | 14,7    |
| <i>KP2WH<br/>080-2</i> | 2        | $3,25 \cdot 10^{-5}$ | $1,7 \cdot 10^{-6}$ | 1,1   | 2     | $(0,1 \cdot I_{НОМ})$<br>$< I_{СИД} <$<br>$(2 \cdot I_{НОМ})$   | 13,9    |

На рисунках 3.10 и 3.13 приведены экспериментальные (точки) и рассчитанные в соответствии с (3.14) и данными таблицы 3.3 (сплошные линии) ВАХ СИД. Экспериментальные данные взяты из [145-148] соответственно.

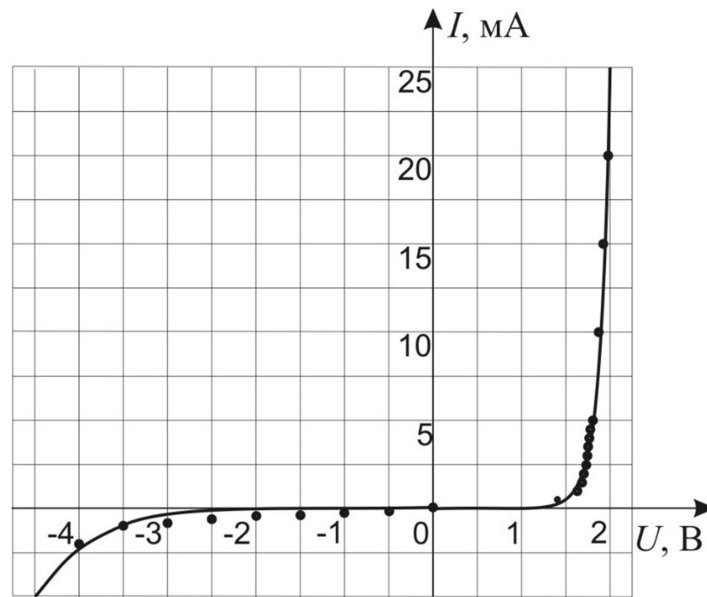


Рисунок 3.10 – ВАХ светодиода типа *FYL3004URC*

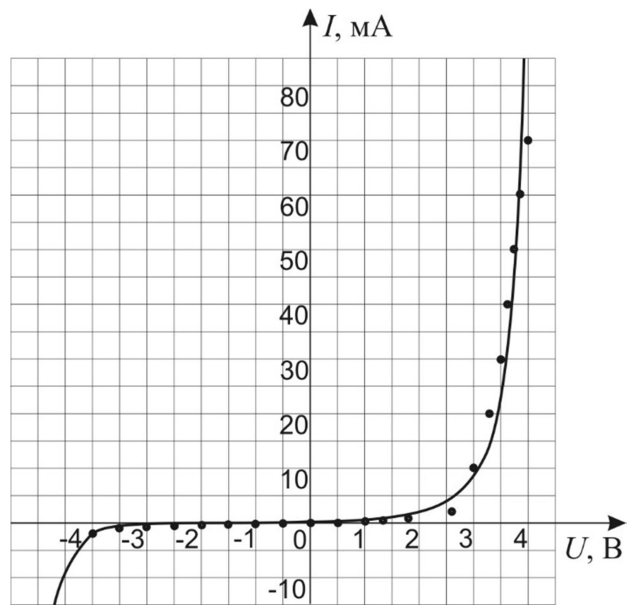


Рисунок 3.11 – ВАХ светодиода типа *KUWH-760s-120*

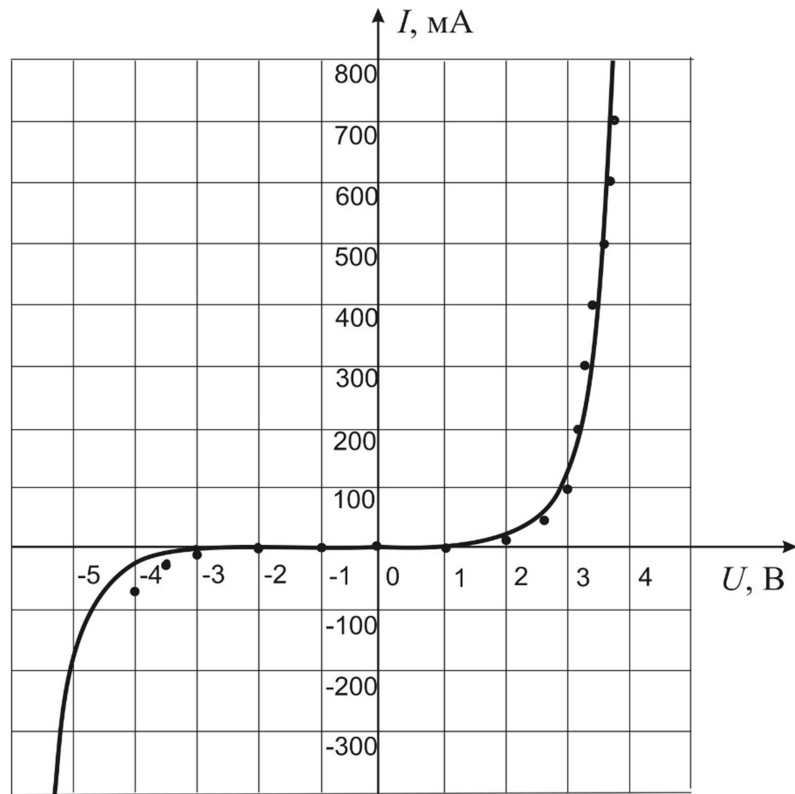


Рисунок 3.12 – ВАХ светодиода типа *KPWH-080-1-120*

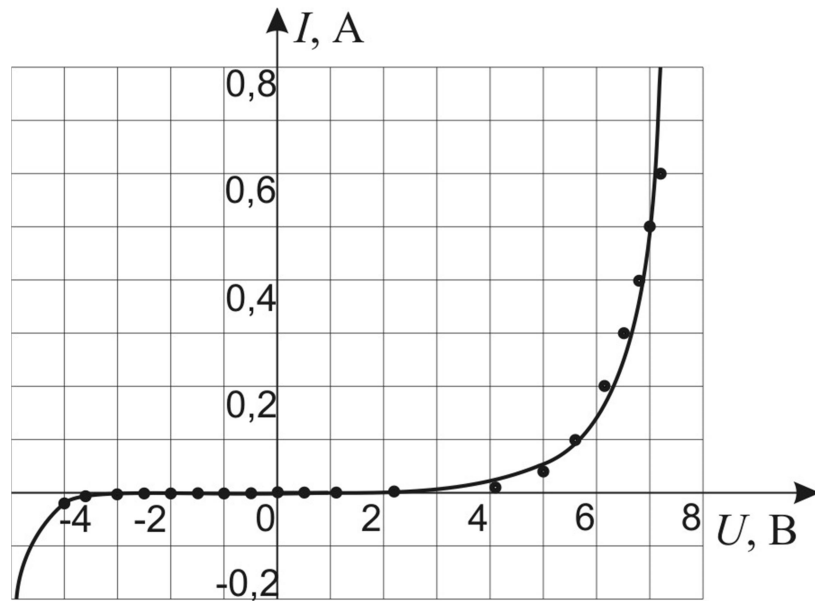


Рисунок 3.13 – ВАХ светодиода типа *KP2WH-080-2-120*

Выражение (3.14) с использованием модифицированной экспоненциальной функции, позволяет аппроксимировать вольтамперные характеристики диодов и светоизлучающих диодов во всей области допустимых прямых и обратных напряжений. Погрешность аппроксимации не превышает 15% в диапазоне рабочих токов светодиодов.



### 3.2 Применение универсальной аппроксимирующей функции при расчёте выходного тока нелинейных элементов

Применение универсальной аппроксимирующей функции (3.2) и предложенных расчетных соотношений во второй главе, показано на примере расчета спектрального состава на выходе синхронного детектора на ПТ с двумя входами и одним выходом, эквивалентная схема которого приведена на рисунке 3.14 [149]. В качестве полевого транзистора на основе, которого построен синхронный детектор, взят МДП ПТ типа *2N70002P*. Резисторы  $R_1 - R_4$  – элементы смещения по постоянному току, которые совместно с источником напряжения смещения  $E$  задают напряжение смещения на затворе полевого транзистора.  $C_1, C_2$  – разделительные конденсаторы. Преобразователь функционирует при отсутствии внешнего питающего напряжения на стоке.

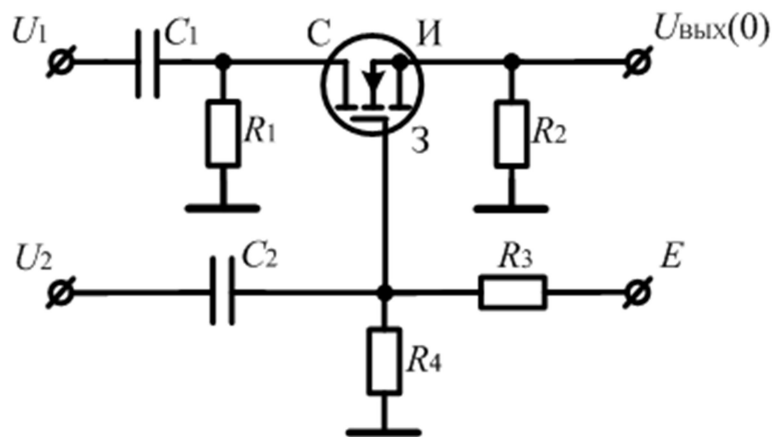


Рисунок 3.14 – Схема синхронного детектора

Электрическая схема замещения синхронного детектора показана на рисунке 3.15. По аналогии с [150] элементы схемы  $C_{зс}$ ,  $C_{зи}$ ,  $C_{си}$  и  $r_{и}$  являются элементами ПТ. Зависимый источник тока ПТ  $I(U_{2-3}; U_{1-3})$ , описывается крутизной и проводимостью стока. К выходу преобразователя подсоединена нагрузка с сопротивлением  $Z_{нагр.}(\omega)$  на частоте  $\omega$ . Узлы схемы пронумерованы 1-4.

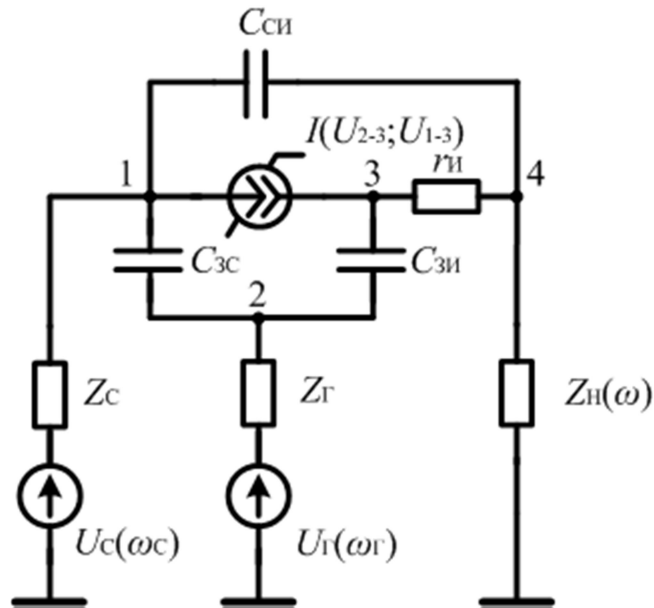


Рисунок 3.15 – Эквивалентная схема синхронного детектора

В соответствии с МНТ составляется  $Y$  – матрица схемы устройства. В состав линейной ассоциированной схемы устройства помимо линейных элементов схемы ( $C_{ЗС}$ ,  $C_{ЗИ}$ ,  $C_{СИ}$  и  $r_{И}$ ) входят линейные части крутизны  $g_m^{(1)}$  и проводимость стока  $g_c^{(1)}$ , определяемые разложением в одномерные ряды Тейлора функции (2.6), в окрестности исходного положения рабочей точки  $U_3 = U_{30}$ ,  $U_C = 0$  по формулам

$$g_3^{(1)} = \frac{\partial I_C(0, U_{30})}{\partial U_3}, \quad g_c^{(1)} = \frac{\partial I_C(0, U_{30})}{\partial U_C}.$$

Нормированные к уровням воздействий переменные напряжения на частотах  $\omega_C$  и  $\omega_G$  во всех узлах схемы определяются по известной  $Y$ -матрице:

$$\begin{bmatrix} U_1^{(1)} \\ U_2^{(1)} \\ U_3^{(1)} \\ U_4^{(1)} \end{bmatrix}_{\omega_C} = [Y(\omega_C)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1/Z_C(\omega_C) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} U_1^{(1)} \\ U_2^{(1)} \\ U_3^{(1)} \\ U_4^{(1)} \end{bmatrix}_{\omega_G} = [Y(\omega_G)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1/Z_G(\omega_G) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

где  $[Y(\omega)]^{-1}$  – обратная  $Y$  – матрица.

Используя в формулах (3.17)-(3.21) полученные ранее линейные напряжения  $U^{(1)}$ , определяем нелинейный ток второго порядка для источника тока  $I(U_1, U_2)$  с учетом соотношений  $u_1^{(1)} = U_1^{(1)} - U_3^{(1)}$ ,  $u_2^{(1)} = U_2^{(1)} - U_3^{(1)}$  по формулам

$$i_2(\omega_1, \omega_2) = \sum_{k=1}^3 i_{2k}(\omega_1, \omega_2), \quad (3.17)$$

$$i_{2_1}(\omega_1, \omega_2) = g_1^{(2)} \cdot u_1^{(1)}(\omega_1) \cdot u_1^{(1)}(\omega_2), \quad (3.18)$$

$$i_{2_2}(\omega_1, \omega_2) = g_2^{(2)} \cdot u_2^{(1)}(\omega_1) \cdot u_2^{(1)}(\omega_2), \quad (3.19)$$

$$i_{2_3}(\omega_1, \omega_2) = g_{1,2}^{(1+1)} \cdot [u_1^{(1)}(\omega_1) \cdot u_2^{(1)}(\omega_2)]_{sym}, \quad (3.20)$$

$$g_m^{(2)} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_C(0, U_{30})}{\partial U_3^2}, \quad g_C^{(2)} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_C(0, U_{30})}{\partial U_C^2}, \quad g_{C,3}^{(1+1)} = \frac{\partial^2 I_C(0, U_{30})}{\partial U_C \partial U_3}, \quad (3.21)$$

Оператором  $[ ]_{sym}$  в (3.20) обозначена операция симметризации в соответствии с (1.5).

Составляющие нелинейного тока второго порядка зависимого источника, рассчитанные в соответствии с формулами (3.17) - (3.21) приведены на рисунке 3.16.

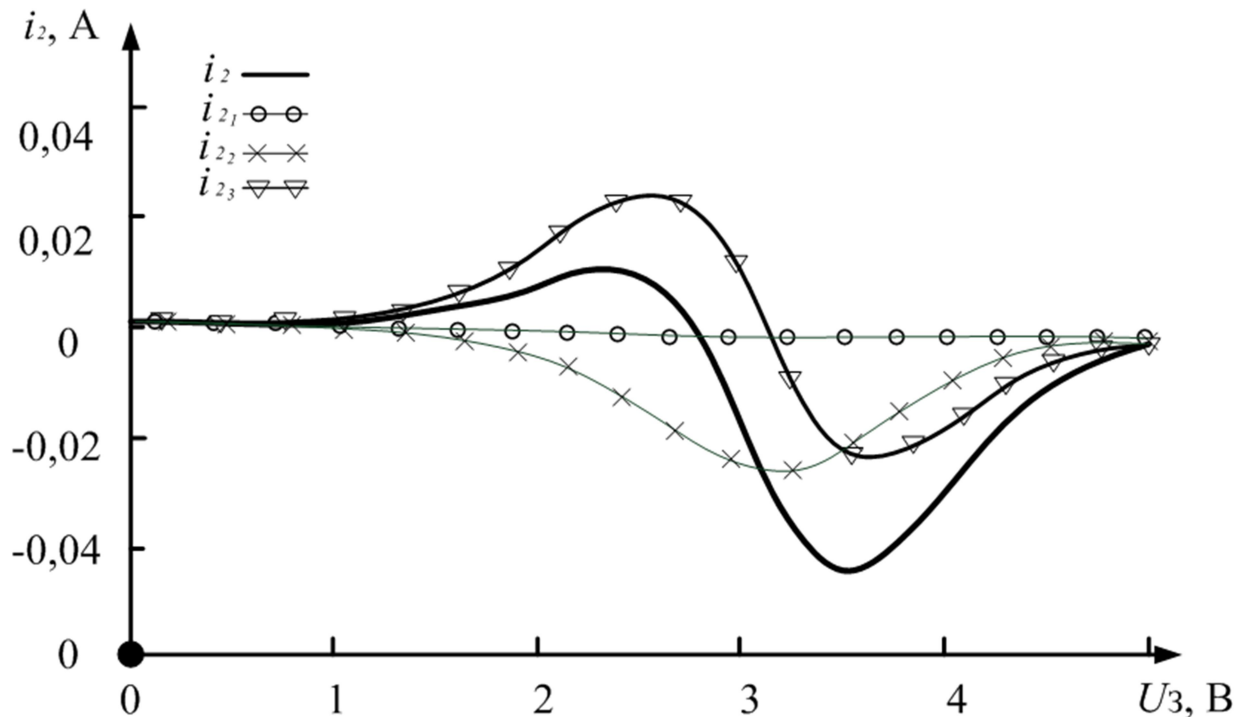


Рисунок 3.16 – Нелинейный тока второго порядка и его составляющие

Основной вклад в суммарный ток второго порядка  $i_2$  в схеме синхронного детектора на ПТ вносит составляющая  $i_{2,3}$ , образованная за счет смешанной проводимости  $g_{1,2}^{(1+1)}$  при нелинейно-параметрическом взаимодействии напряжений первого порядка на затворе и стоке ПТ. Полученный результат отражает значительный вклад составляющих тока, образованных в результате взаимодействия напряжений с различных УЭ. Таким образом, этот результат подтверждает необходимость учета составляющих нелинейных токов образованных за счет смешанных проводимостей при разложении ВАХ НЭ в кратный ряд Тейлора.

С учетом нелинейных токов второго порядка на разностной частоте ( $\omega_C - \omega_\Gamma$ ) имеем

$$\begin{bmatrix} V_1^{(2)} \\ V_2^{(2)} \\ V_3^{(2)} \\ V_4^{(2)} \end{bmatrix}_{\omega_C - \omega_\Gamma} = [Y(\omega_C - \omega_\Gamma)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -i_2 \\ 0 \\ i_2 \\ 0 \end{bmatrix}_{\omega_C - \omega_\Gamma} \quad (3.22)$$

Отсюда НПФ второго порядка  $W_2^{1,2}(\omega_C; -\omega_\Gamma) = U_4^{(2)}(\omega_C - \omega_\Gamma)$ . Комплексная амплитуда комбинационной составляющей на частоте ( $\omega_C - \omega_\Gamma$ ) в нагрузке равна

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(\omega_C - \omega_\Gamma) = W_2^{1,2}(\omega_C; -\omega_\Gamma) \cdot \dot{U}_C(\omega_C) \cdot U_\Gamma^*(\omega_\Gamma), \quad (3.23)$$

где \* – символ комплексного сопряжения.

Равенство частот определяет режим работы синхронного детектирования:

$$\omega_C = \omega_\Gamma = \omega_0. \quad (3.24)$$

Заметим, что в случае пренебрежения инерционностью схемы (Рисунок 3.15) выражение (3.23) можно представить в виде

$$U_{\text{ВЫХ}}(0) = W_2^{1,2} \cdot U_C \cdot U_\Gamma \cdot \cos(\varphi), \quad (3.25)$$

которое совпадает с известным, полученным при анализе цепей с использованием математического аппарата степенных рядов в работе [9], что подтверждает достоверность проведенного анализа.

Для выполнения сравнения расчётных значений зависимости постоянной составляющей выходного напряжения синхронного детектора с экспериментальными данными, проведён эксперимент. На рисунке 3.17 приведена экспериментальная схема установки.

Внутренние сопротивления источников сигнала и гетеродина соответственно равны  $Z_C = 1000 \text{ Ом}$ ;  $Z_\Gamma = 180 \text{ Ом}$ . Сопротивление нагрузки активно и равно  $R_H = 430 \text{ Ом}$ . Значения элементов схемы  $R_1 = R_4 = 1 \dots 500 \text{ Ом}$ ;  $R_2 = R_6 = R_7 = 1000 \text{ Ом}$ ;  $R_3 = 430 \text{ Ом}$ ;  $R_5 = 500 \text{ Ом}$ ;  $C_1 = C_2 = 1 \text{ мкФ}$ .

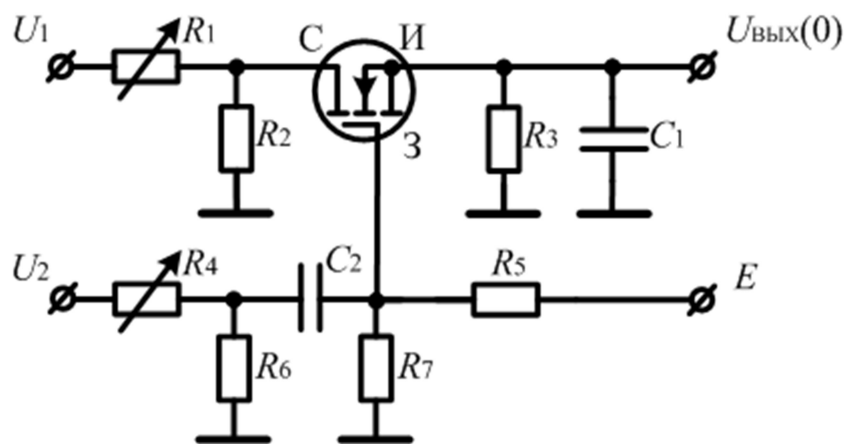


Рисунок 3.17 – Схема экспериментальной установки

Для проведения эксперимента использовалось следующее оборудование:

1. Осциллограф промышленный портативный *Fluke* 123/001 – 1 шт.
2. Осциллографы промышленные портативные *Fluke* 124/003S – 1 шт.
3. Мультиметр *МУ-68* – 1 шт.
4. Калибратор универсальный *Fluke* 9100 – 1 шт.

В экспериментальной установке питание ПТ было установлено на величину соответствующему работе его в линейном режиме. Напряжение на выходе синхронного детектора снималось при значении напряжения гетеродина, равном 4 В и при изменяемой величине напряжения входного сигнала, варьируемом в пределах от 0 до 250 мВ.

Сравнительные расчетная по (3.23) и экспериментальная зависимости постоянного выходного напряжения синхронного преобразователя на *MOSFET* типа *2N70002P* представлены на рисунке 3.18. При расчёте постоянной

составляющей выходного напряжения влияние реактивных составляющих эквивалентной схемы (рисунок 3.15) было исключено.

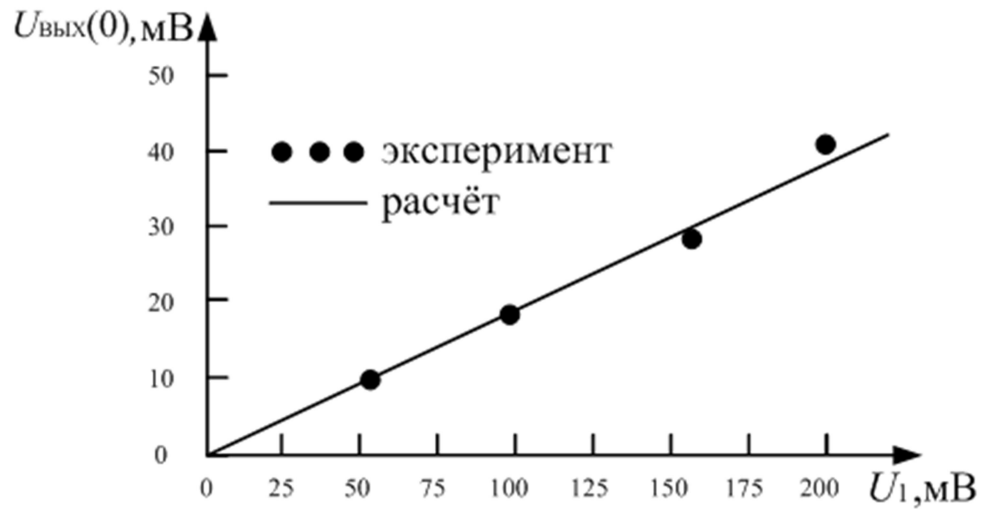


Рисунок 3.18 – Сравнение экспериментальной и расчетной зависимостей выходного постоянного напряжения от амплитуды колебания  $U_C$

В расчете использованы следующие параметры эквивалентной схемы ПТ:  $U_0 = -2,4$  В;  $A_2 = 1$ ;  $A_3 = 0,97$ ;  $B = 0,3$ ;  $D = 0,7$ ;  $E = 2$  В; Амплитуда генератора – 4 В, частота – 100 кГц.

Расхождение расчетных и экспериментальных данных не превышает 10% в диапазоне значений напряжения сигнала, не выходящих за пределы раствора передаточной вольт-амперной характеристики транзистора [126].

Полученные расчетные выражения учитывают составляющие тока полевого транзистора, которые имеют нелинейный характер образования, обусловленный учётом частных проводимостей по отдельным управляющим электродам  $g_1^{(2)}$  (3.18) и  $g_2^{(2)}$  (3.19) и составляющую тока, образованную за счет смешанной проводимости  $g_{1,2}^{(1+1)}$  (3.20) при нелинейно-параметрическом взаимодействии сигналов с различных входов. Это оказалось возможным при использовании многократно дифференцируемой во всей области существования характеристик транзистора функции и двумерного ряда Тейлора для разложения функции двух переменных в окрестности рабочей точки. Учет составляющей тока второго порядка  $i_{2,3}$ , образованной за счет смешанной проводимости  $g_{C3}^{(1+1)}$ , обеспечивает

возможность расчета реакции исследуемой цепи на воздействия сигналов на два входа, в том числе при равенстве частот этих колебаний.

Таким образом, результатами третьего раздела являются:

1. Выражение с использованием модифицированной экспоненциальной функции позволяет аппроксимировать ВАХ полевых триодов и тетродов во всей области допустимых напряжений при прямом и инверсном включении ПТ. Погрешность аппроксимации не превышает 15% во всем диапазоне рабочих напряжений на электродах при положительных и отрицательных напряжениях на стоке.

2. Расчетные выражения для расчёта выходного тока полевого тетрода при воздействии двух синхронных колебаний, совместно с предложенной в настоящем разделе функцией для аппроксимации семейства вольт-амперных характеристик полевых транзисторов позволяют осуществлять расчет реакции слабонелинейных электрических цепей класса Вольтерра-Винера при синхронных воздействиях.

Далее полученное выражение с использованием модифицированной экспоненциальной функции для аппроксимации ВАХ полевых триодов и тетродов совместно с расчетными соотношениями для определения реакции слабонелинейных электрических цепей на воздействие двух синхронных колебаний, полученными в разделе 2, используются для определения модулей комплексного сопротивления двухполюсных электрических цепей и анализа дополнительной погрешности, вносимой действием помехи в цепи измерения в разделе 4.

## 4 Новые технические решения

В разделе приведено описание технических решений, которые получены на основе результатов проведенных исследований с использованием модифицированного метода нелинейных токов и предложенной модели полевых транзисторов и светоизлучающих диодов.

### 4.1 Способ измерения внутреннего сопротивления двухполюсных электрических цепей

#### 4.1.1 Общие сведения

Необходимость измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей сопутствует решению задач проектирования и эксплуатации технологических датчиков, элементов устройств систем связи и управления и т.д. [6].

Измерение сопротивлений линий связи в условиях реальной электромагнитной обстановки требует учета влияния наведенных помех на метрологические характеристики измерительного оборудования [151].

Структурная схема измерительного устройства с учетом действия помехи приведена на рисунке 4.1.

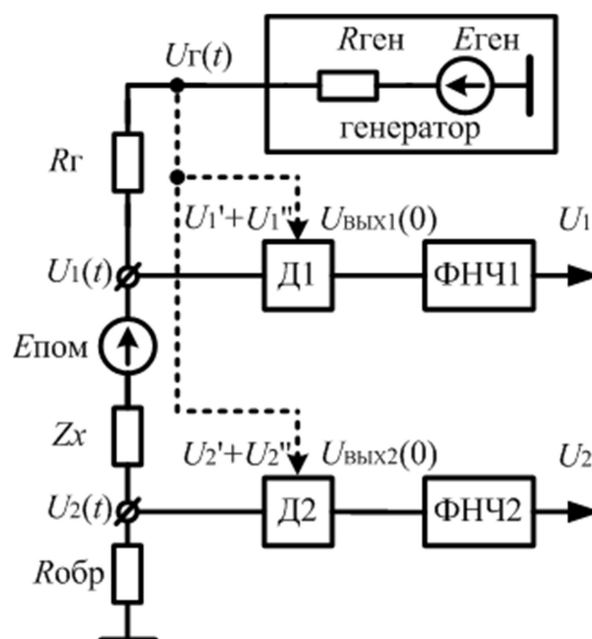


Рисунок 4.1 - Структурная схема измерительного устройства [152]



Цепь из последовательно соединенных гасящего резистора  $R_{\Gamma}$ , измеряемого двухполюсника  $Z_X$  и образцового резистора  $R_{\text{ОБР}}$  запитана от генератора, представленного источником синусоидального сигнала  $E_{\text{ГЕН}}$  с внутренним сопротивлением  $R_{\text{ГЕН}}$  и частотой  $\omega_{\text{ГЕН}}$ . Помеха моделируется источником синусоидального колебания амплитудой  $E_{\text{ПОМ}}$  и частотой  $\omega_{\text{ПОМ}} \neq k \cdot \omega_{\text{ГЕН}}$  ( $k=1, 2, \dots$ ). Сигналы  $U_1(t)$  и  $U_2(t)$  поданы на входы двух детекторов Д1 и Д2, нагруженных на фильтры нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2 соответственно. Напряжения с выходов фильтров используются для расчета измеряемого модуля комплексного сопротивления [152-154]

$$Z_{\text{РАСЧ}} = \frac{U_1 - U_2}{U_2} \cdot R_{\text{ОБР}}, \quad (4.1)$$

где  $Z_{\text{РАСЧ}}$  – расчетное значение модуля комплексного сопротивления измеряемого двухполюсника.

В соответствии с принципом суперпозиции напряжения на входах детекторов являются бигармоническими и содержат колебания на частотах  $\omega_{\text{ГЕН}}$  и  $\omega_{\text{ПОМ}}$

$$U_{1,2}(t) = U'_{1,2} \cdot \cos(\omega_{\text{ГЕН}} \cdot t) + U''_{1,2} \cdot \cos(\omega_{\text{ПОМ}} \cdot t), \quad (4.2)$$

где  $U'_{1,2}$  – амплитуды колебаний на входах соответственно первого и второго детекторов, образованные действием генератора;

$U''_{1,2}$  – амплитуды колебаний на входах соответственно первого и второго детекторов, образованные действием помехи.

Значения  $U'_{1,2}$  и  $U''_{1,2}$  определяются методами теории линейных электрических цепей

$$U'_{1,2} = |\dot{K}'_{1,2}(j\omega_{\text{ГЕН}})| \cdot E_{\text{ГЕН}}, \quad U''_{1,2} = |\dot{K}''_{1,2}(j\omega_{\text{ПОМ}})| \cdot E_{\text{ПОМ}}, \quad (4.3)$$

где  $\dot{K}'_{1,2}(j\omega_{\text{ГЕН}})$  – комплексные коэффициенты передачи.

Как показано в работах [6, 153] устройство может применяться для измерения модуля комплексного сопротивления пассивных датчиков в системах автоматизации технологических процессов, сопротивлений сред в геофизических исследованиях и модуля полного сопротивления иных двухполюсных

электрических цепей, эквивалентные схемы замещения которых сводятся к схемам, изображенным на рисунке 4.2, а и 4.2, б.

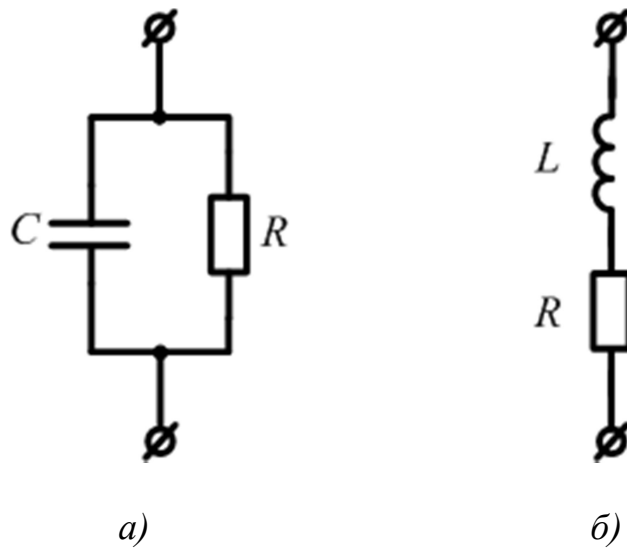


Рисунок 4.2 - Эквивалентные схемы замещения измеряемой двухполюсной электрической цепи [6]

Полное сопротивление и фаза измеряемой цепи, содержащей емкость, имеет вид

$$Z_C = \frac{R}{1 + j\omega\tau}, \quad \tau = RC, \quad \varphi_C = -\arctg(\omega\tau), \quad (4.4)$$

содержащей индуктивность

$$Z_L = R(1 + j\omega\tau), \quad \tau = \frac{L}{R}, \quad \varphi_L = \arctg(\omega\tau) \quad (4.5)$$

где  $\tau$  – постоянная времени измеряемой цепи.

В частности, когда измеряемый двухполюсник имеет емкостной характер и может быть представлен параллельным соединением активного сопротивления  $R_X$  и емкости  $C_X$ , либо индуктивный характер (последовательное соединение  $R_X$  и индуктивности  $L_X$ ), передаточные функции могут быть представлены в виде

$$\dot{K}'_{1,2}''(j\omega_{\text{ГЕН}}) = K_{1,2} \cdot \frac{1 + j\omega T_1}{1 + j\omega T_2}, \quad (4.6)$$

где  $K_{1,2}$  – числовые коэффициенты;

$T_1$  и  $T_2$  – эквивалентные постоянные времени [6].

Формулы для расчета  $K_{1,2}$ ,  $T_1$  и  $T_2$  приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Формулы для расчета  $K_{1,2}$ ,  $T_1$  и  $T_2$  для различных эквивалентных схем замещения измеряемой двухполусной электрической цепи

| $\dot{K}(j\omega)$     | Характер нагрузки | $K_{1,2}$  | $T_1$  | $T_2$  |
|------------------------|-------------------|--|--|--|
| $\dot{K}'_1(j\omega)$  | Емк-ой            | $\frac{R + R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$              | $\tau \frac{R_{\text{ОБР}}}{R_X + R_{\text{ОБР}}}$ | $\tau \frac{R_{\Gamma} + R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$ |
|                        | Инд-ый            | $\frac{R + R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$              | $\tau \frac{R_X}{R_X + R_{\text{ОБР}}}$            | $\tau \frac{R_X}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$  |
| $\dot{K}'_2(j\omega)$  | Емк-ой            | $\frac{R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$                  | $\tau$   | $\tau \frac{R_{\Gamma} + R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$ |
|                        | Инд-ый            | $\frac{R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$                  | 0  | $\tau \frac{R_X}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$  |
| $\dot{K}''_1(j\omega)$ | Емк-ой            | $\frac{R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$ | $\tau$   | $\tau \frac{R_{\Gamma} + R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$ |
|                        | Инд-ый            | $\frac{R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{ОБР}}}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$ | 0  | $\tau \frac{R_X}{R_{\text{ГЕН}} + R_{\Gamma} + R_X + R_{\text{ОБР}}}$  |

Дальнейшее исследование выполнено для двух вариантов реализации детекторов: синхронных (цепи подачи опорного колебания условно показаны на рисунке 4.1 пунктиром, в реальном устройстве помеха в цепь опорного колебания не попадет) и последовательных диодных.

#### 4.1.2 Расчет выходного напряжения последовательного диодного детектора

Схема последовательного амплитудного детектора приведена на рисунке 4.3, где  $VD$  – диод,  $R_H$ ,  $C_H$  – сопротивление и емкость нагрузки.

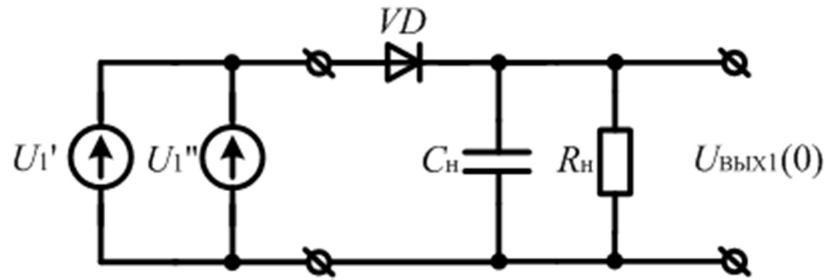


Рисунок 4.3 - Схема последовательного амплитудного детектора

Впервые преобразование бигармонического сигнала в эквивалентное амплитудно-модулированное колебание при наложении условий (1.26) и (1.27) предложено в работах А.Н. Попова [121].

Преобразование проводится путем сложения двух гармонических колебаний, приведения суммы в одночастотное колебание тригонометрическими преобразованиями и разложения его в ряд по биному Ньютона для получения требуемого вида амплитудно-модулированного (АМ) сигнала. В результате проведения преобразований эквивалентное колебание  $v(t)$  примет следующий вид:

$$v(t) = U(1 + m \cos(\omega_p t - \varphi) \cdot \sin(\omega_1 t + \Psi)), \quad (4.7)$$

где  $U$  – произведение  $U'$  на нулевой член разложения в ряд;

$m$  – отношение первого и нулевого членов разложения;

$\varphi$  – фаза модулирующего колебания,

$\Psi$  – фаза несущего колебания.

Расчет постоянной составляющей выходного напряжения детектора проводится на основе метода угла отсечки [2, 3].

Угол  $\theta$  отсечки импульсов тока рассчитывается исходя из формулы:

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_H}}, \quad (4.8)$$

где  $S$  – крутизна статической характеристики диода.

Значение постоянной составляющей напряжения  $U_0$  рассчитывается по формуле:

$$U_0 = \frac{SUR_H}{\pi} \cdot (\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta), \quad (4.9)$$

Для оценки влияния численного значения  $K$  в (1.27) на погрешность расчета постоянного напряжения на выходе амплитудного детектора проведено сравнение расчетных и экспериментальных данных. Амплитуда  $U''$  варьировалась при фиксированном значении амплитуды  $U'$ . На рисунке 4.4 приведен результирующий график исследования зависимости погрешности, вносимой действием помехи в выходное напряжения последовательного амплитудного детектора.

Экспериментальные исследования проведены с применением диода КД521А, значения элементов схемы  $C_H=1$  мкФ,  $R_H=10$  кОм, амплитуда  $U'=10$  В на частоте  $f_1 = 120$  кГц; амплитуда  $U''=0...10$  В на частоте  $f_2 = 122$  кГц.

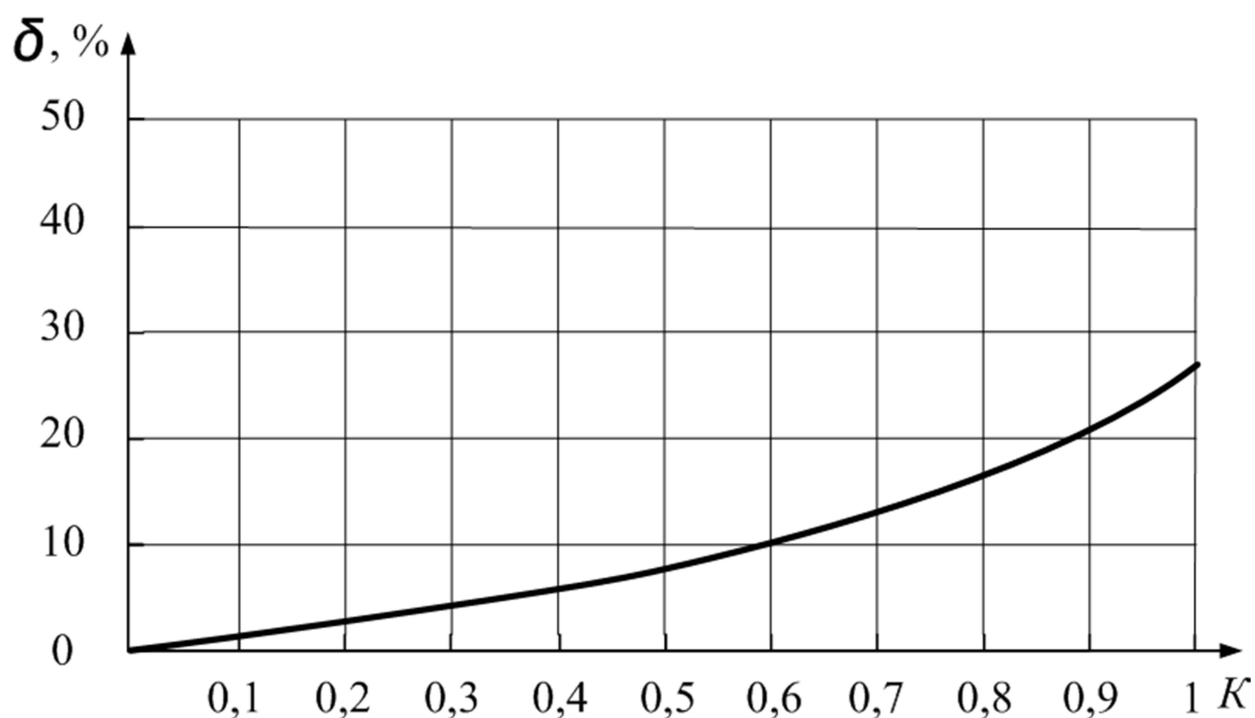


Рисунок 4.4 – Погрешность, вносимая в выходное напряжение амплитудного детектора от соотношения амплитуды помехи и сигнала  $K$

Из приведенных данных на рисунке 4.4 можно определить погрешность расчета постоянного напряжения на выходе амплитудного детектора при бигармоническом входном сигнале по методике преобразования входного воздействия в эквивалентное амплитудно-модулированное колебание в

зависимости от численного значения  $K$  в (1.27). Погрешность не превышает 10% при  $K < 0,6$  и не превышает 1% при  $K < 0,15$  [122].

#### 4.1.3 Расчет выходного напряжения синхронного детектора

Схема синхронного детектора на полевом транзисторе приведена на рисунке 3.14. Дополнительная погрешность измерения  $\delta_{\text{ПОМ}}$ , обусловленная действием помехи, определяется как отношение максимального значения рассчитанной по формуле (4.1) величины за период колебания разностной частоты ( $\omega_{\Gamma} - \omega_{\Pi}$ ) к действительному значению, выраженное в процентах.

На рисунке 4.5 приведены расчетные (пунктир) и экспериментально измеренные (сплошные линии) зависимости дополнительной погрешности измерения сопротивления двухполюсника при наличии аддитивной помехи для последовательных диодных амплитудных детекторов (кривые 1) и синхронных детекторов на МДП-полевых транзисторах типа КП 305 (кривые 2). В расчете использованы следующие параметры эквивалентной схемы ПТ:  $U_0 = -1$  В;  $A = 2,9 \cdot 10^{-3}$  А;  $B = 2,27$ ;  $D = 2,62$ ;  $F = 0,067$ ;  $r_{\text{И}} = 20$  Ом;  $C_{3\text{С}} = 1$  пФ;  $C_{3\text{И}} = 4$  пФ;  $C_{\text{СИ}0} = 15$  пФ [152]. Нормирование амплитуды помехи осуществлено к напряжению источника питания  $U_{\text{ИП}} = 5$  В.

При моделировании использованы следующие характеристики измерительной цепи: значение сопротивления измеряемого двухполюсника  $R_{\text{Х}} = 1000$  Ом, значение сопротивления гасящего резистора  $R_{\Gamma} = 100$  Ом, значение образцового резистора  $R_{\text{ОБР}} = 800$  Ом. Амплитуда генератора  $U_{\Gamma} = 12$  В на частоте  $f_{\Gamma} = 78$  кГц, частота помехи 76 кГц. Частоты среза однозвенных фильтров ФНЧ1 и ФНЧ2 равны 40 Гц.

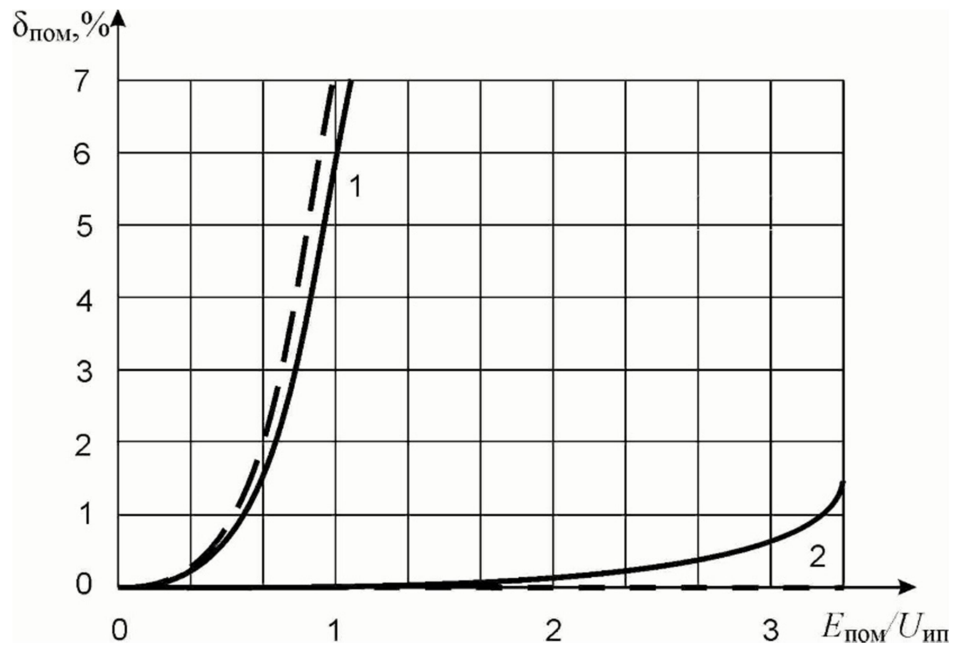


Рисунок 4.5 - Расчетные (пунктир) и экспериментально измеренные (сплошные линии) зависимости дополнительной погрешности измерения сопротивления двухполюсника при наличии аддитивной помехи

Использование синхронных детекторов в измерительных устройствах улучшает помехоустойчивость измерений в случае присутствия аддитивных помех, на частотах не кратных частоте сигнала.

Таким образом, теоретически установлено и экспериментально подтверждено (рисунок 4.5), что устройство для измерения импеданса двухполюсных цепей с синхронным детектированием измерительных сигналов обладает на 12дБ увеличенным диапазоном амплитуд помехи при одинаковой дополнительной погрешности измерения [152].

#### 4.2 Способ измерения внутреннего сопротивления химических источников тока

Вопросы эксплуатации систем гарантированного электропитания, включающие вторичные химические источники тока (ХИТ) – аккумуляторы, имеют высокую значимость, поскольку от своевременности проведения технического обслуживания и замены, вышедших из строя аккумуляторов зависит работоспособность питаемого оборудования [159].

Как показано в [159] внутреннее сопротивление ХИТ является важным параметром, значение которого несет информацию о степени его деградации [155], позволяет прогнозировать продолжительность его существования и определить время замены этого ХИТ.

На рисунке 4.6, а и 4.6, б приведены эквивалентная схема внутреннего сопротивления ХИТ [156] и векторная диаграмма сопротивлений.

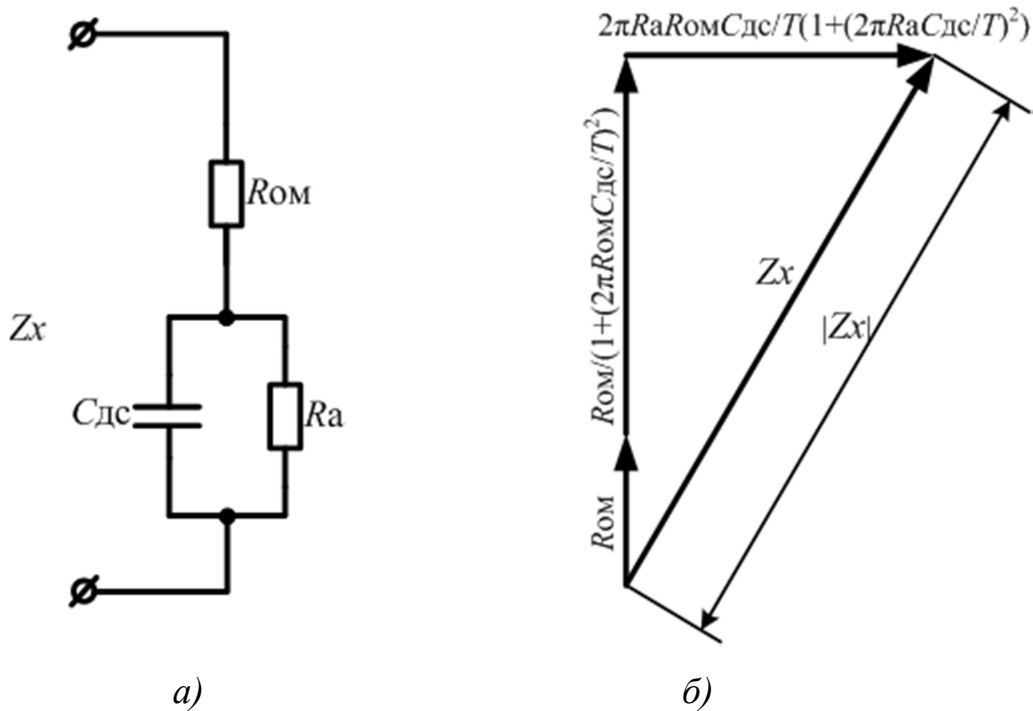


Рисунок 4.6 – Эквивалентная схема внутреннего сопротивления ХИТ и векторная диаграмма сопротивлений

Эквивалентная схема ХИТ (рисунок 4.6, а) состоит из омического сопротивления электролита  $R_{OM}$ , активного сопротивления электрохимических реакций  $R_A$  и электрической емкости двойных электрических слоев  $C_{DC}$ , имеющих место на границах разделов электродов с электролитом ХИТ [157].

Функциональная схема устройства, реализующего предлагаемый способ определения значений омического сопротивления, активного сопротивления электрохимических реакций и емкости двойных электрических слоев на границах разделов электродов с электролитом ХИТ, приведена на рисунке 4.7 [159].

На рисунке приняты следующие обозначения: 1 – управляемый ключ; 2 – химический источник тока; 3 – резистор; 4 и 5 – первый и второй



дифференциальные усилители (ДУ); 6 и 7 – первый и второй умножители; 8 и 9 – первый и второй фильтры нижних частот (ФНЧ); 10 – микроконтроллер с аналого-цифровым преобразователем (АЦП); 11 – буквенно-цифровой индикатор.

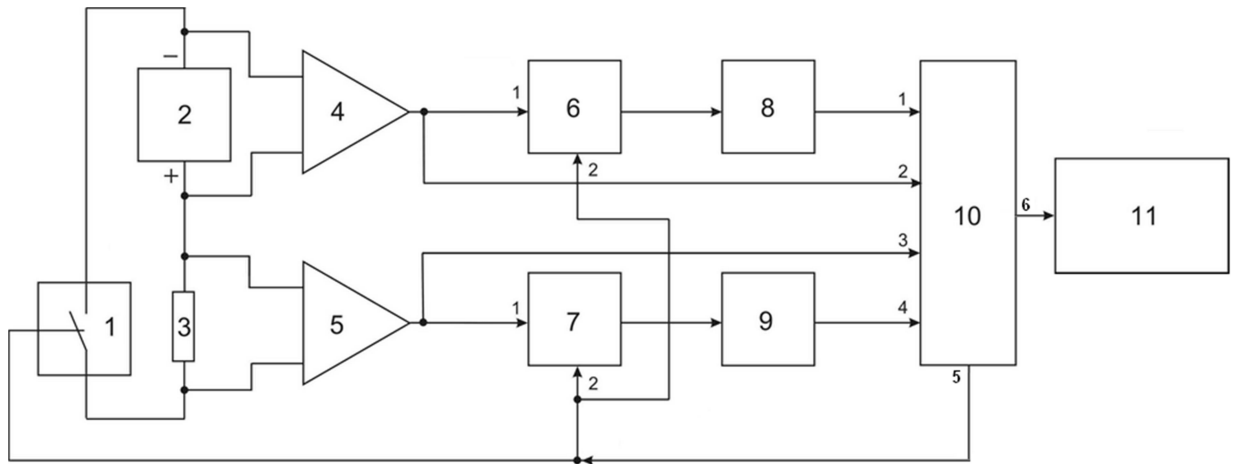


Рисунок 4.7 – Функциональная схема устройства измерения внутреннего сопротивления ХИТ [158]

Измерение составляющих внутреннего сопротивления ХИТ проводится следующим образом. Микроконтроллер 10 формирует на выходе 1 управляющее напряжение, приводящее к замыканию управляемого ключа 1. Напряжение ХИТ 2 подается на входы ДУ 4 и с его выхода поступает на второй вход микроконтроллера 10. Напряжение с резистора 3 подается на входы ДУ 5 и с его выхода поступает на третий вход микроконтроллера 10. По законам коммутации напряжение на емкости  $C_{ДС}$  скачком изменить нельзя и в начальный момент времени (точки 1) на рисунке 4.8 сопротивление ХИТ определяется омическим сопротивлением.

Значение омического сопротивления  $R_{ОМ}$  рассчитывается микроконтроллером 10 по формуле (4.10):

$$R_{ОМ} = \frac{\Delta U_2}{U_3} \cdot R, \quad (4.10)$$

где  $\Delta U_2$  – изменение напряжения на втором входе,

$U_3$  – значение напряжения на третьем входе микроконтроллера;

$R$  – значение сопротивления резистора 3.

Затем значение  $R_{ОМ}$  сохраняется в оперативной памяти микроконтроллера.

На рисунке 4.8 приведены эюры сигналов на втором, третьем входах и первом выходе микроконтроллера 10.

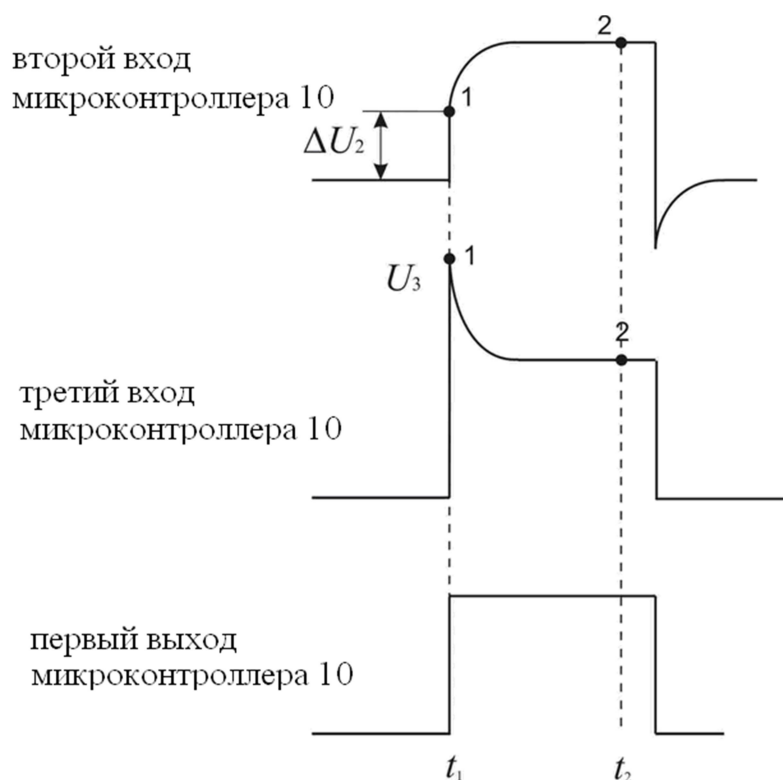


Рисунок 4.8 – Эюры напряжений на входах и выходе микроконтроллера [159]

Изменение напряжения на втором входе микроконтроллера 10 определяется по отношению к его значению при разомкнутом состоянии управляемого ключа 2 в момент времени  $t_1$  на рисунке 4.8.

Через интервал времени, превышающий время переходного процесса в цепи ХИТ 2 – резистор 3 – замкнутый ключ 1 (точка 2 на рисунке 4.8), микроконтроллером 10 измеряется изменение напряжения на втором и значение напряжение на третьем входах АЦП и по формуле (4.1) рассчитывается сопротивление ХИТ постоянному току  $R_{ПТ}$  и также сохраняется в оперативной памяти микроконтроллера [159]. Затем контроллер вычисляет и записывает в оперативную память значение активного сопротивления электрохимической реакции, взяв разность значений сопротивлений  $R_{ПТ}$  и  $R_{ОМ}$ .

$$R_a = R_{ПТ} - R_{ОМ}, \quad (4.11)$$

Затем микроконтроллер 10 формирует на выходе 1 последовательность прямоугольных импульсов. Импульсный сигнал с выхода 1 управляет ключом 1 и

поступает на вторые входы синхронных детекторов 6 и 7. С выходов синхронных детекторов 6 и 7 сигналы подаются на входы ФНЧ 8 и 9, с выходов которых напряжения поступают соответственно на первый и четвертый входы микроконтроллера 10. После достижения установившихся значений напряжений на выходах ФНЧ 8 и 9 микроконтроллер 10 рассчитывает значение модуля комплексного сопротивления ХИТ на частоте следования импульсов по формуле (4.12) [159]:

$$|Z| = \frac{U_1}{U_4} \cdot R, \quad (4.12)$$

где  $U_1$  – значение напряжения на первом входе микроконтроллера 10;

$U_4$  – значение напряжения на четвертом входе микроконтроллера 10.

Значение комплексного сопротивления ХИТ сохраняется его значение в оперативной памяти микроконтроллера.

В соответствии с диаграммой сопротивлений, приведенной на рисунке 4.6, б,

$$Z = R_{\text{ОМ}} + \frac{R_A}{1 + \left(\frac{2\pi R_A C_{\text{ДС}}}{T}\right)^2} + j \cdot \frac{2\pi R_A R_{\text{ОМ}} C_{\text{ДС}}}{T \cdot \left[1 + \left(\frac{2\pi R_A C_{\text{ДС}}}{T}\right)^2\right]}, \quad (4.13)$$

На основе решения уравнения (4.13) численными методами микроконтроллер определяет значение емкости  $C_{\text{ДС}}$ .

Численные значения омического сопротивления  $R_{\text{ОМ}}$ , активного сопротивления электрохимической реакции  $R_A$  и емкости двойного электрического слоя  $C_{\text{ДС}}$  после расчета микроконтроллером отображаются на экране буквенно-цифрового индикатора 11.

На рисунке 4.9 приведены экспериментально измеренные эпюры изменения напряжения на ХИТ (эпюра 1) и напряжения на резисторе (эпюра 2). В экспериментальной установке использованы ХИТ типа *CSB GP 1272 F2*, сопротивление, собранное из двух параллельно включенных резисторов *MTE 0,125 51 Ом* и электронный ключ на полевом транзисторе типа *IRF3710*.

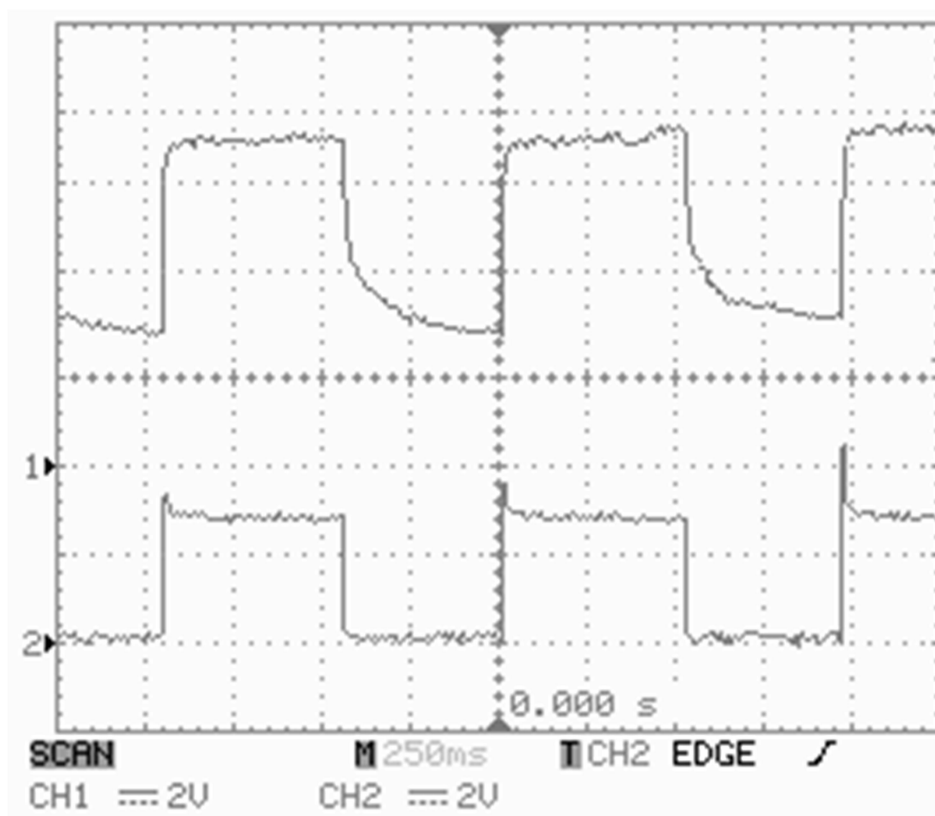


Рисунок 4.9 – Экспериментально измеренные эпюры напряжений на входах микроконтроллера

Описанный способ определения значений омического сопротивления, активного сопротивления электрохимической реакции и емкости двойного электрического слоя на границе раздела электрода с электролитом ХИТ обладает расширенной функциональностью – позволяет определять три параметра полного внутреннего сопротивления ХИТ.

Описанный способ измерения полного сопротивления ХИТ защищен патентом на изобретение №2449302 от 27.04.2012г. «Способ определения составляющих внутреннего сопротивления химических источников тока».

Недостатком устройства, изображенного на рисунке 4.3 является большая продолжительность процесса измерения. Большим быстродействием обладает устройство определения внутреннего сопротивления химических источников тока, описание которого приведено в подразделе 4.3.

### 4.3 Быстродействующее устройство определения внутреннего сопротивления химических источников тока

Функциональная схема устройства определения значений омического сопротивления, активного сопротивления электрохимических реакций и электрической емкости двойных электрических слоев химических источников тока приведена на рисунке 4.10.

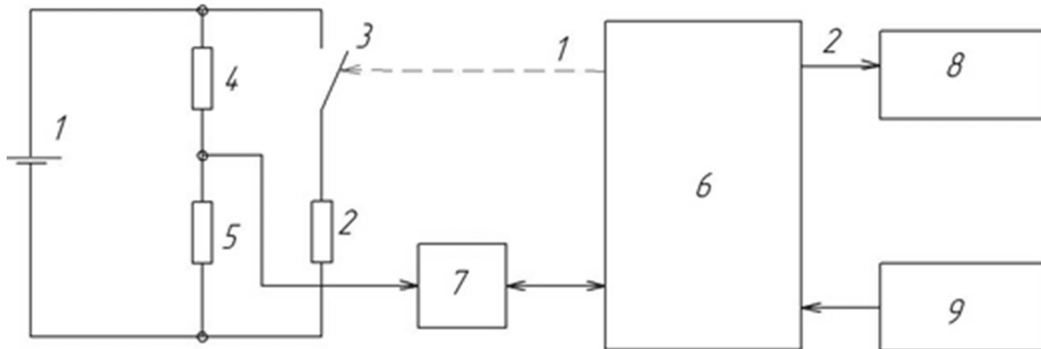


Рисунок 4.10 – Функциональная схема устройства определения значений омического сопротивления, активного сопротивления электрохимических реакций и электрической емкости двойных электрических слоев химических источников тока

Устройство, изображенное на рисунке 4.10, работает следующим образом. При нажатии кнопки пульта ручного управления 9 микроконтроллер 6 создает на своем цифровом выходе 1 логический уровень, который замыкает ключ 3. В последовательной цепи ХИТ 1 – резистор 2 – замкнутый ключ 3 начинается переходный процесс протекания тока. Уменьшенное резистивным делителем 4-5 падение напряжения протекающего через резистор 2 тока подается на вход АЦП 7 и записывается микроконтроллером 6 в памяти, формируя процесс по форме, аналогичной приведенной на рисунке 4.7 ( $t_0$  – момент замыкания управляемого ключа 3). Одновременно процессор анализирует график изменения мгновенного значения напряжения и при достижении установившегося значения ( $t_1$  на рисунке 4.7) размыкает ключ 3 [160].

Расчет значения омического сопротивления  $R_{OM}$  осуществляется микроконтроллером по формуле:

$$R_{\text{ом}} = \frac{U_0 - U_1}{U_1} R_2, \quad (4.14)$$

где  $U_0$  – начальное напряжение ХИТ;

$U_1$  – мгновенное значение напряжения ХИТ в момент времени  $t_1$ ;

$R_2$  – значение сопротивления резистора 2.

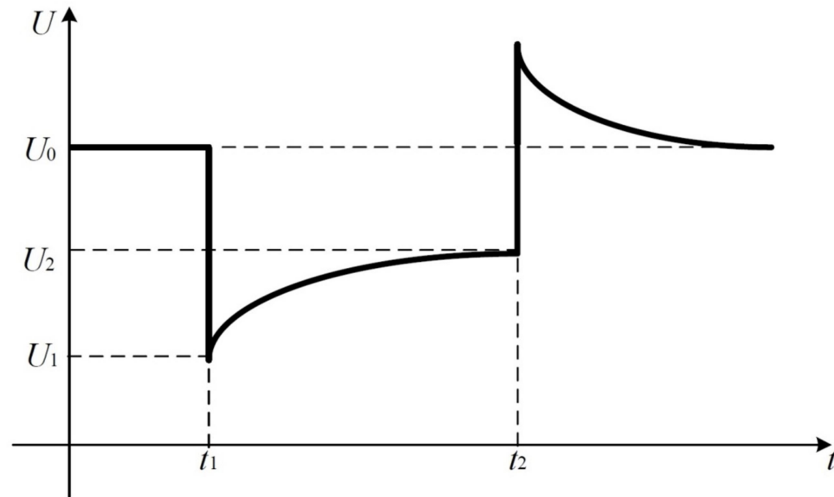


Рисунок 4.11 – Форма сигнала на входе АЦП 7 при замыкании-размыкании ключа

3

Расчет значения активного сопротивления  $R_a$  электрохимической реакции осуществляется по формуле:

$$R_a = \frac{U_0 - U_2}{U_2} R_2 - R_{\text{ом}}, \quad (4.15)$$

где  $U_2$  – мгновенное значение напряжения ХИТ в момент времени  $t_2$ .

Значение емкости двойных электрических слоёв  $C_{\text{дс}}$  рассчитывается по формуле:

$$C_{\text{дс}} = \frac{t_2 - t_1}{3R_a}. \quad (4.16)$$

Рассчитанные по формулам (4.14) – (4.16) значения омического сопротивления, активного сопротивления электрохимических реакций и электрической емкости двойных электрических слоев передаются на буквенно-цифровой индикатор 8.

Экспериментальные исследования макета подтвердили техническую реализуемость устройства и позволили определить значения омического сопротивления, активного сопротивления электрохимических реакций и электрической емкости двойных электрических слоев химических источников тока литий-ионной системы за время 450 мс, что в 4 раза меньше, чем у устройства, изображенного на рисунке 4.7.

Это техническое решение защищено патентом [160] на полезную модель № 183327 от 18.09.2018 г. «Устройство определения параметров химических источников тока».

#### **4.4 Аппаратно-программный комплекс дистанционного обслуживания аккумуляторных батарей**

Известная особенность синхронного детектирования - нечувствительность к влиянию аддитивной помехи в измерительной цепи. Эта особенность была экспериментально подтверждена для случая измерения сопротивления ХИТ. Аддитивной помехой при измерении сопротивления ХИТ является наведённое напряжение самого ХИТ. По результатам, проведенных исследований, был получен патент на изобретение «Способ определения составляющих внутреннего сопротивления химических источников тока». Также реализован и внедрен в эксплуатацию аппаратно-программный комплекс для технического обслуживания, тестирования и тренировки аккумуляторных батарей систем гарантированного электропитания в филиале АО «Связьтранснефть» - «Сибирское ПТУС». На рисунке 4.12 приведено фото указанного аппаратно-программного комплекса.



Рисунок 4.12 – Аппаратно-программный комплекс для технического обслуживания, тестирования и тренировки аккумуляторных батарей систем гарантированного электропитания

Для эффективной эксплуатации и управления технологическими процессами промышленных объектов, территориально распределённых на территории Российской Федерации, например таких, как магистральные нефтепроводы, необходима надёжная и качественная технологическая связь. Технологические сети связи представляют собой сложные многоуровневые



системы, эффективность и качество эксплуатации которых зависят от надежности функционирования всех составляющих элементов системы.

Под надежностью сети связи понимают её свойство сохранять способность выполнять требуемые функции в условиях воздействия внутренних дестабилизирующих факторов, т.е. сохранять во времени и в установленных пределах значения всех параметров сети [161].

Одним из основных элементов системы технологической связи является система электроснабжения. Именно она является важнейшим звеном при рассмотрении вопросов надежности и определяет временные рамки бесперебойной работы оборудования связи во время аварийных отключений.

Правила устройства электроустановок относят оборудование связи по степени надежности электроснабжения к электроприемникам особой группы первой категории [162]. Перерывы в электроснабжении оборудования связи не допускаются.

Для обеспечения бесперебойного электроснабжения оборудования связи применяются системы гарантированного электропитания (СГЭП), в состав которых входят герметичные свинцово-кислотные аккумуляторные батареи.

Ёмкость аккумуляторных батарей выбирается в соответствии с требованиями руководящих документов к времени автономной работы оборудования связи при полном отключении внешнего и резервного электроснабжения.

При эксплуатации в любом аккумуляторе происходят процессы деградации, т.е. ухудшения его электрических параметров – ёмкости. Производители аккумуляторных батарей информируют о том, что расчетный срок эксплуатации герметичных свинцово-кислотных аккумуляторов составляет 12–15 лет, при этом ухудшение его основной характеристики – ёмкости – не должно превысить 20% от исходного значения [163].

Целью технического обслуживания аккумуляторных батарей является поддержание заявленной емкости и выявление аккумуляторов, в которых процесс деградации происходит ускоренно, для их своевременной замены.

Мероприятия по техническому обслуживанию аккумуляторов, включают в себя следующее:

- контроль значения напряжения подзаряда группы аккумуляторов и значения температуры в шкафу (в помещении), где они установлены. Значения этих физических величин должны находиться в определённой зависимости;
- контроль индивидуальных значений напряжения аккумуляторов, собранных в последовательную группу;
- контроль значения остаточной емкости группы аккумуляторов путем фиксирования времени полного разряда на определённое значение электрической нагрузки.

Поддержание определённой зависимости значений напряжения подзаряда группы аккумуляторов к соответствующим значениям температуры в шкафу (в помещении), которая определена эксплуатационной документацией производителя аккумуляторов, обеспечивает долговечность использования этих батарей. Отклонение параметров от установленных значений ведет к ускоренной деградации аккумулятора, т.е. существенному сокращению её ёмкости.

Контроль напряжений на аккумуляторах, работающих в группах с последовательной схемой включения, выполняется один раз в квартал и позволяет своевременно выявить наиболее быстро деградирующий аккумулятор, заменить или провести по нему восстановительные мероприятия.

Для определения реальной электрической ёмкости группы аккумуляторов, расчёта фактического значения времени резервирования питания оборудования связи, а также для выявления быстро деградирующих аккумуляторов – один раз в два года осуществляется проверка остаточной ёмкости. Данная операция проводится путем разряда полностью заряженной группы последовательно собранных аккумуляторов постоянным стабилизированным током и отсчётом времени разряда до допустимо минимального напряжения, установленного нормативной документацией. По результатам испытаний рассчитывается величина остаточной ёмкости группы аккумуляторов, которая является

определяющим параметром при расчёте времени резервирования электропитания оборудования связи, а также показателем выполнения эксплуатационных требований аккумуляторных батарей.

Перечисленные выше мероприятия по техническому обслуживанию аккумуляторных батарей обязательны для выполнения в ходе эксплуатации аккумуляторов в составе СГЭП. Но некоторые из них обладают недостатками. В частности, при определении остаточной электрической ёмкости группы аккумуляторов либо единичного аккумулятора требуются значительные трудозатраты, а также затраты времени. Это обусловлено требованием подбора величины электрической нагрузки, на которую будет происходить разряд аккумулятора или группы аккумуляторов, равный одной десятой величине номинальной ёмкости разряжаемой батареи. Время, затрачиваемое на полный разряд, должно составлять порядка десяти часов при 100% ёмкости аккумулятора. Соответственно, для выполнения цикла разряд–заряд одного аккумулятора или группы аккумуляторов должно затрачиваться порядка двадцати часов. Кроме того, отметим, что выполнение указанной операции один раз в два года несёт в себе риски, связанные с «поздним» выявлением быстро деградирующих аккумуляторов, которые обусловлены несоблюдением, например, температурных требований содержания аккумуляторов или иной неправильно организованной эксплуатацией. Соответственно корректирующие действия по выявлению и устранению причины быстрой деградации будут предприняты с запозданием, что может повлечь за собой раннюю внеплановую замену аккумуляторов [164].

Известен иной способ определения состояния аккумулятора, свободный от названных выше недостатков. Этот способ рекомендован стандартами [123, 124]. Суть его сводится к измерению ещё одного важного параметра аккумулятора – внутреннего сопротивления. Этот параметр является не менее важным показателем состояния аккумулятора, чем его ёмкость, поскольку он несёт в себе много информации. По измеренному значению внутреннего сопротивления можно точно оценить степень деградации аккумулятора. Величина полного внутреннего сопротивления аккумулятора представляет собой сумму активной и

реактивной составляющих, в частности, величины омического сопротивления аккумулятора, активного сопротивления электрохимической реакции и емкости двойного электрического слоя на границе раздела электрода с электролитом аккумулятора. Регулярное, например ежеквартальное, измерение внутреннего сопротивления обеспечивает возможность оценивать состояние аккумулятора и выполнять прогнозирование срока выработки ресурса аккумулятора для планирования его замены.

При соблюдении условий эксплуатации аккумуляторов, которые устанавливает производитель [163], за один год значение сопротивления аккумулятора не должно возрастать более чем на единицы процентов. Если скорость увеличения сопротивления элементов превышает прогнозируемую, то анализируются условия эксплуатации аккумулятора, такие как нагрузка, напряжение подзаряда, соблюдение температурного режима и др.

В итоге, обобщив опыт эксплуатации аккумуляторных батарей, для снижения операционных расходов и повышения качества технического обслуживания было принято решение о необходимости создания технического решения для автоматизации процесса техобслуживания аккумуляторов в составе СГЭП. Такое решение должно включать в себя все перечисленные выше мероприятия по техническому обслуживанию аккумуляторов, в том числе и измерению внутреннего сопротивления аккумулятора.

В ходе решение обозначенной задачи был спроектирован и реализован аппаратно-программный комплекс (АПК) тестирования аккумуляторных батарей. Это техническое решение было защищено патентом на полезную модель № 130088 от 10.07.2013 г. [165].

В указанном техническом решении решён вопрос подключения АПК в состав СГЭП. Он монтируется в разрыв цепи «группа аккумуляторов» – «общая шина питания», что влечёт минимальные изменения конструкции СГЭП, не влияющие на работу системы электропитания оборудования в целом.

Аппаратно-программный комплекс состоит из двух основных блоков:

- блока коммутации;

- блока измерительного устройства.

Блок коммутации подробно отображён на общей функциональной схеме СГЭП с интегрированным комплексным устройством проведения технического обслуживания аккумуляторов. Схема приведена на рисунке 4.12.

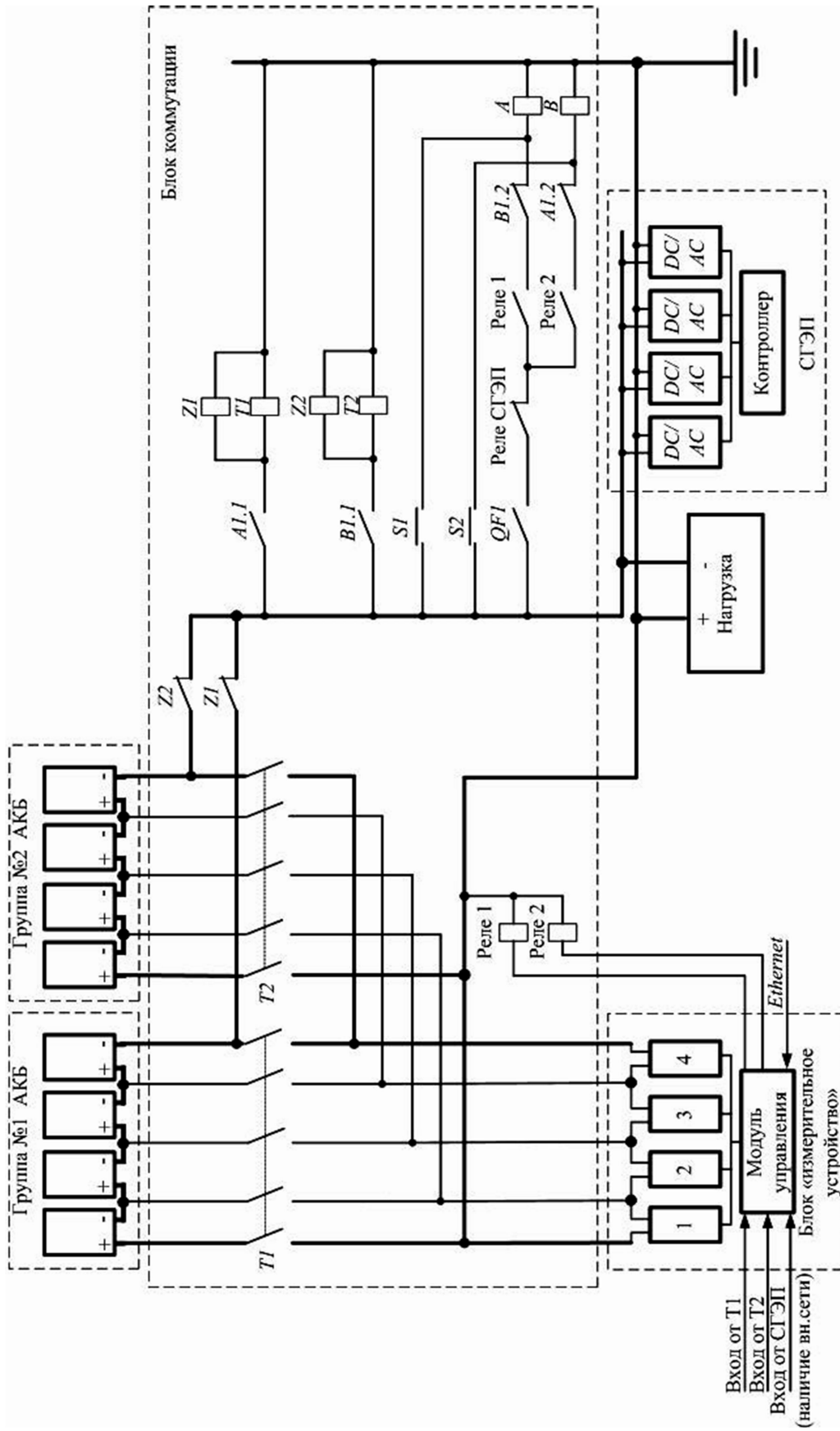


Рисунок 4.13 – Функциональная схема СГЭП с интегрированным комплексным устройством проведения технического обслуживания аккумуляторов

Задачи, которые выполняет блок коммутации, заключаются в выводе из работы СГЭП группы аккумуляторов, для которой будут выполняться операции по техническому обслуживанию и коммутации каждого аккумулятора группы к соответствующему каналному модулю блока измерительного устройства. Схема блока измерительного устройства АПК приведена на рисунке 4.14.

Блок измерительного устройства АПК представляет собой систему с входящими в её состав четырьмя каналными модулями и модулем управления. Каждый каналный модуль может работать с одним аккумулятором и выполнять функции технического обслуживания (измерение ёмкости, напряжения, внутреннего сопротивления). Модуль управления измерительного устройства координирует работу модулей управления с блоком коммутации, кроме того выполняет функции сбора данных измерений и обмена ими, а также командами управления, с автоматизированным рабочим местом оператора через интерфейс *Ethernet*.

Далее каналные модули выполняют алгоритм измерения параметров аккумуляторов – измерения внутреннего сопротивления и остаточной емкости аккумуляторов, а в последующем выполняют заряд и выравнивание напряжения.

Способ измерения внутреннего сопротивления аккумулятора подробно описан в [158, 159]. Указанный способ строится на использовании метода амперметра-вольтметра с косвенным определением тока, основанного на применении синхронного детектирования. Преимуществом такого решения является определение всех составляющих комплексного значения внутреннего сопротивления аккумулятора.

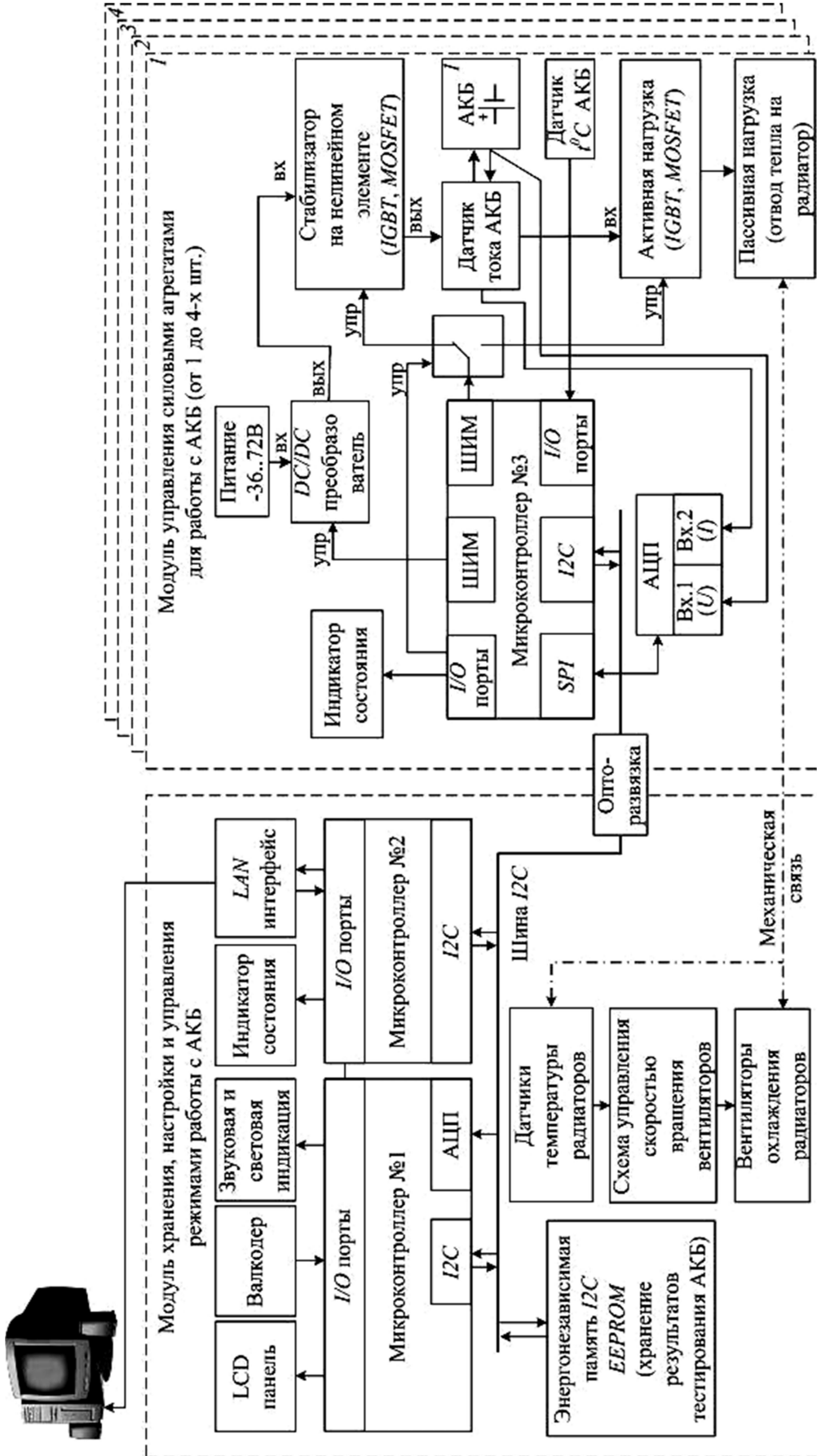


Рисунок 4.14 – Схема блока измерительного устройства АПК



Измерение остаточной емкости выполняется на основе требований, предъявляемых производителями аккумуляторов [163], и ГОСТа [123, 124]. Разряд каждого аккумулятора в группе выполняется независимо друг от друга в соответствующем канальном модуле на постоянную величину стабилизированного тока, в процессе разряда отслеживается текущее значение напряжения аккумулятора. При достижении конечного значения напряжения разряда аккумулятора канальный модуль прекращает разряд, фиксирует время окончания разряда. Измеренные значения времени, тока разряда и конечного значения напряжения аккумулятора передаются канальным модулем в модуль управления, где осуществляется расчёт остаточной емкости. Расчёт остаточной емкости выполняется с учётом температуры, при которой выполнялся разряд, что дает возможность прогнозировать величину емкости при различных значениях температуры.

После выполнения измерений и выравнивающего заряда аккумуляторов, каждый канальный модуль сообщает модулю управления (по внутренней шине) о готовности вернуть свой аккумулятор в работу СГЭП. Блок управления, дождавшись сообщения о готовности от всех 4 канальных модулей, подает сигналы на управляющие цепи блока коммутации, что влечёт за этим серию переключений остальных реле. В результате группа аккумуляторов коммутируется на общую шину питания СГЭП.

Использование реализованного и внедрённого в эксплуатацию описанного технического решения позволяет:

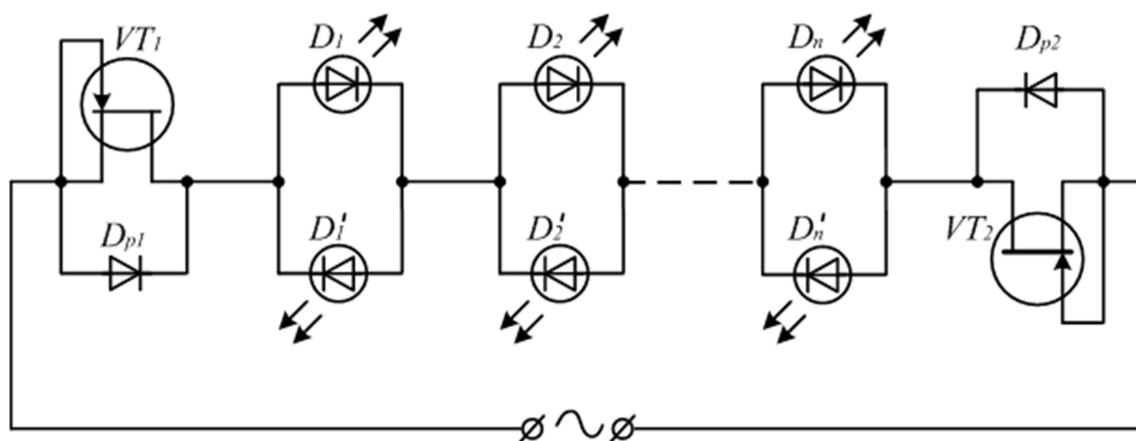
- Выполнять измерения всех параметров (полное внутреннее сопротивление и ёмкость) каждого аккумулятора в последовательно собранной группе.
- Измерять значение внутреннего сопротивления каждого аккумулятора в собранной группе ежеквартально, что даёт возможность более оперативно оценивать текущее состояние аккумулятора и прогнозировать выработку ресурса аккумулятора в зависимости от условий эксплуатации (температура), под воздействием которых находится аккумулятор.

- Измерять емкость каждого аккумулятора из группы с учётом влияния температуры, что даст полную картину состояния группы. В этом состоит отличие от случая измерения емкости всей группы аккумуляторов, поскольку емкость группы определяется значением емкости худшего аккумулятора в группе.
- Выполнять выравнивающий заряд аккумуляторов в группе. После разряда аккумуляторов требуется зарядить каждый аккумулятор до минимального значения тока подзаряда и определённой величины напряжения, причём разница в значениях напряжений аккумуляторов, которые будут поставлены в группу, не должна превышать 0,2 В.
- Выполнять монтаж АПК в состав любой СГЭП, поскольку требует минимальных изменений конструкции. АПК монтируется в разрыв цепи «группа аккумуляторов» – «общая шина питания» СГЭП.

#### 4.5 Стабилизатор тока цепей питания источника оптического излучения

Используя известное свойство полевого транзистора, а также используя результаты, полученные в третьем разделе диссертации, в части описания значений тока стока полевого транзистора в пологой области выходных ВАХ, можно построить источник оптического излучения.

На рисунке 4.15 из [166, 167] показана схема источника оптического излучения, содержащего группу светодиодов, включенных определённым образом, стабилизатор тока и две входные клеммы питающего переменного напряжения.



#### Рисунок 4.15 – Источник оптического излучения

Группы светодиодов представляют собой последовательную цепь, в которой каждая группа состоит из встречно параллельно соединенных оптических диодов.

Стабилизатор тока выполнен из двух частей, каждая из которых содержит полевой транзистор и защитный диод, анод которого соединен с истоком и затвором полевого транзистора, а катод со стоком полевого транзистора, при этом сток первого и сток второго полевых транзисторов соединены с началом и концом группы оптических диодов соответственно, а истоки первого и второго полевых транзисторов подсоединены к входным клеммам [166].

Полевые транзисторы находятся в насыщенном режиме насыщения (напряжение сток–исток). В результате ток через светодиоды не превышает значение 22 мА, а это значение не превышает максимальный ток светодиодов мощностью 0,06 Вт. В итоге надежность источника оптического излучения существенно увеличивается в случаях превышения мгновенного значения напряжения электрической сети номинального значения.

Данное решение защищено патентом на полезную модель: «Источник оптического излучения» №108885 от 27.09.2011г.

Таким образом, в четвертом разделе определена зависимость численного значения дополнительной погрешности определения постоянной составляющей в спектре выходного тока амплитудного детектора от соотношения амплитуд входного бигармонического воздействия.

В результате проведенных исследований с использованием модифицированного метода нелинейных токов (второй раздел) и предложенной модели полевых транзисторов и светоизлучающих диодов (третий раздел) разработаны новые устройства:

- Устройство определения составляющих внутреннего сопротивления химических источников тока.

- Система гарантированного электропитания с аппаратно-программным комплексом для тестирования и заряда аккумуляторных батарей.
- Устройство определения параметров химических источников тока.
- Источник оптического излучения.

## Заключение

1. Распространен метод нелинейных токов на устройства синхронного детектирования радиосигналов. Получены новые выражения для расчета выходного тока полевых транзисторов с двумя управляющими электродами при синхронных воздействиях.

2. Разработана универсальная функция для аппроксимации ВАХ во всей области допустимых напряжений на электродах полевых триодов и тетродов, в том числе и в инверсной области напряжений.

3. Определена зависимость расчетного значения погрешности, вносимой близкорасположенной по частоте помехой, от соотношения амплитуд сигнала и помехи при детектировании сигнала амплитудным детектором.

4. Разработаны новые устройства:

4.1 Устройство определения составляющих внутреннего сопротивления химических источников тока.

4.2 Система гарантированного электропитания с аппаратно-программным комплексом для тестирования и заряда аккумуляторных батарей.

4.3 Устройство определения параметров химических источников тока.

4.4 Источник оптического излучения.

Таким образом, сформулированные в работе задачи решены, цель достигнута. Это позволило повысить помехоустойчивость и расширить функциональные возможности устройств и систем для измерения модуля комплексного сопротивления двухполюсных электрических цепей и параметров химических источников тока.

### Список литературы

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.
2. Чистяков Н.И., Сидоров В.М., Мельников В.С. Радиоприемные устройства. – М.: Связьиздат, 1959. – 897 с.
3. Буга Н.Н., Фалько А.И., Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1986. – 320 с.: ил.
4. Марсов А.А., Евдокимов А.И. Автоматическое управление технологическими процессами на предприятиях строительной индустрии. — Л.: Стройиздат, 1975. — 416 с.
5. Козырев Ю.Г. Промышленные роботы: Справочник. — М.: Машиностроение, 1983. — 608 с.
6. Туев В.И. Измерение сопротивлений двухполосников с применением импульсного сигнала // Известия Томского Политехнического Университета 2006, №1, Том 309, стр. 178-182с.
7. Тартаковский Д.В., Ястребов А.С. Метрология, стандартизация и технические средства измерений. — М.: Высшая школа, 2001. — 205 с.
8. Многопрограммное проводное вещание / В.Я. Дзядчик, С.А. Заславский, Б.Н. Филатов, А.В. Шершакова. — М.: Связь, 1974. — 303 с.
9. Туев, В.И. Повышение динамического диапазона устройств усиления и преобразования радиосигналов, содержащих многоэлектродные активные элементы: дис. ... докт. техн. наук: 05.12.04 / Туев Василий Иванович. – Т., 2007. - 239 с.
10. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. - М.: Связь, 1980. – 278 с.
11. Богданович Б.М. Основы теории и расчета малосигнальных электронных усилителей с контролируруемыми нелинейными искажениями. - Минск: Высшая школа, 1974.

12. Туев В.И., Коротаев В.М. Микроволновые усилители с большим динамическим диапазоном: моногр. – Томск : Изд-во Томск. Гос. Ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 175 с. ISBN 978-5-86889-664-4.
13. Момот Е.Г. Проблемы и техника синхронного радиоприема. – М.: Связьиздат, 1961. – 172 с.
14. Анисимов Е.Н., Асташкевич Б.А., Рябова Э.Н. Анализ нелинейных эффектов в цепи с периодически меняющимися параметрами // Изв. высш. учебн. зав. Сер. Радиоэлектроника. – 1981. – №8. – С. 44-49.
15. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: «Радио и связь», 1994. – 480 с.
16. Жилин Н.С., Майстренко В.А. Метрологические аспекты преобразования частоты. – Томск: Томский институт автоматизированных систем управления и радиоэлектроники, 1986. – 184 с.
17. Павлов Б.А. Синхронный прием. – М.: Энергия, 1977. – 80 с.
18. Поляков В.Т. Радиолюбителям о технике прямого преобразования. – М.: Патриот, 1990. – 264 с.
19. Руднев А.Н. Однополосный синхронный приемник АМ-сигналов // Радиотехника. – 1995. – № 9. – С. 52-53.
20. Yuan F., Opal A. Distortion analysis of periodically switched nonlinear circuits using time-varying Volterra series // IEEE transactions on circuits and systems. – 2001. – Vol. 48. – No. 6. – P. 726-738.
21. Системы автоматизированного проектирования: В 9 кн. / И.П. Норенков. Кн.1. Принципы построения и структура. - М.: Высш. шк., 1986. – 127 с.
22. Афонцев С.А., Григорьев Н.И., Кунилов В.А., Петров Г.Б. Использование двумерных численных моделей для анализа и моделирования полупроводниковых приборов // Зарубежная радиоэлектроника. - 1975. - №8. - С.64-87.
23. Гарбер Г.З., Ерошкин И.А., Зубков А.М. Метод расчета параметров эквивалентной схемы полевых транзисторов с барьером Шоттки на арсениде

галлия, основанный на двумерной модели // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. - 1983. - Вып. 3. - С. 93-101.

24. Копаенко В.К., Романюк В.А. Метод расчета характеристик нелинейных элементов эквивалентной схемы СВЧ полевых транзисторов // Радиоэлектроника. - 1985. - №7. - С.38-41. (Изв. высш. учеб. заведений).

25. Носов Ю.Р., Петросянц К.О., Шилин В.А. Математические модели элементов интегральной электроники. - М.: Сов. радио, 1976. – 303 с.

26. Мартынов Я.Б. Двумерная численная модель для расчета статических и высокочастотных характеристик полевого транзистора с затвором Шотки // Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ. - 1984. - Вып.4. - С.30-35.

27. Fjeldly T.A. Analytical modeling of the stationary domain in GaAs MESFET // IEEE Trans.: v.ED-33. - 1986. - №7. - P.874-880.

28. Старосельский В.И. Нелинейная модель арсенид-галлиевого полевого транзистора с затвором Шотки // Радиотехника и электроника. - 1981. - №6. - С.1299-1300.

29. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов / Пер. с англ. В.В. Макарова. - Л.: Энергия, 1975. – 303 с.

30. Егудин А.Б. Расчет вольт-амперных характеристик полевого транзистора с коротким каналом // Электронная техника, Сер. Полупр. Приборы. - 1978. - Вып. 1. - С.109-118.

31. Валиев К.А., Пашинцев Ю.Н., Петров Г.В. Применение контакта металл-полупроводник в электронике. - М.: Радио и связь, 1981. - 304с.

32. Дмитриев В.А., Смолкин В.Б., Филиппов Д.А. Расчет параметров эквивалентной схемы полевого транзистора АП325А // Электронная техника. Сер.2. Полупр. Приборы. - 1984. - Вып.1. - с.64-67.

33. Шилин В.А. Высокочастотная модель МДП-транзистора // Радиоэлектроника. - 1973. - №3. - с.41-48. (Изв. высш. учеб. заведений).

34. Самойлова Т.А. Учет нелинейности емкостей мощного МДП-транзистора в режиме большого сигнала // Радиоэлектроника. - 1981. - №11. - С.31-35. (Изв. высш. учеб. заведений).



35. Интегральные схемы на МДП-приборах. Под ред. А.Н. Кармазинского. – М.: Мир, 1975. - 526с.
36. Полевые транзисторы. Физика, технология и применение / Пер. с англ. под ред. С.А.Майорова. - М.: Сов. радио, 1971. - 370с.
37. Байков В.Д., Кармазинский А.И., Немчинов В.М. Влияние потенциала подложки на вольт-амперные характеристики унитрона со структурой металл-диэлектрик-полупроводник // Радиоэлектроника. - 1969. - №5. - С.461-470. (Изв. высш. учеб. заведений).
38. Ильин В.И., Коган В.А., Лементуев В.А., Попов В.З., Сонин М.С. Анализ методов моделирования характеристик МДП-транзисторов для машинного проектирования интегральных схем // Автоматика и телемеханика. - 1977. - №2. - С.153-160.
39. Бачурин В.В., Дьяконов В.П., Самойлова Т.А. Нелинейная статическая модель мощного МДП-транзистора // Радиоэлектроника. - 1983. - №11. - С.41-45. (Изв. высш. учеб. заведений).
40. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин и др. - Киев: Техника, 1984. - 184 с.
41. Громов М.В., Петров Г.В. Исследование нелинейных искажений в СВЧ-усилителях на полевых транзисторах с затвором Шотки // Радиоэлектроника. - 1983. - №8. - С.81-83. (Изв. высш. учеб. заведений).
42. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1982 – 280 с.
43. Филиппов Е. Нелинейная электротехника. – М.: «Энергия», 1968. – 500 с.
44. Бочаров Л.Н. Полевые транзисторы. – М.: Радио связь, 1984. - 79с.
45. Громов М.В., Захаров А.А., Петров Г.В., Сыромятников В.П. Интермодуляционные искажения в СВЧ усилителях мощности на полевых транзисторах с барьером Шотки // Зарубежная радиоэлектроника. – 1982. - №11. - С.11-23.

46. Громов М.В., Петров Г.В. Исследование интермодуляционных искажений в СВЧ усилителях на полевых транзисторах с барьером Шотки // Радиоэлектроника. – 1984. - №7. - С.44-46.
47. Громов М.В.. Проектирование СВЧ усилителей на полевых транзисторах с затвором Шотки с учетом нелинейных искажений // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. - 1986. - Вып.2. - С.22-24.
48. Гринберг Г. С, Дроздов Н.Б., Малахов С.М., Могилевская Л.Я., Хотунцев Ю.Л. Интермодуляционные искажения в усилителе мощности на полевом транзисторе с барьером Шотки // Электронная техника. Сер.2. Полупр. приборы. - 1985. - Вып.6. - С.54-57.
49. Витвицкий В.Г., Гринберг Г.С, Могилевская Л.Я., Хотунцев Ю.Л. Исследование интермодуляционных искажений в усилителях на полевых транзисторах с барьером Шотки // Радиотехника и электроника. - 1984. - №2, - С. 351-356.
50. Minasian R.A. Large signal GaAs MESFET model and distortion analysis // Electron.Lett. - 1978. - N6. - P.183-185.
51. Никифоров В.В., Максимчук А.А. Определение элементов эквивалентной схемы мощных МДП транзисторов // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей под ред. И.Ф. Николаевского. - 1985. - Вып.25. - С.154-162.
52. Гусинский Э.Н. Дзарданов А.Л., Заевский С.Г. Фогельсон М.С. Особенности вольтамперных характеристик полевого МДП тетрода // Электронная техника. Сер. 2. Полупров. Приборы. - 1976. - Вып. 1. - С.33-41.
53. Tsironis C., Meierer R. Microwave wide-band model of GaAs dual gate MESFET // IEEE Trans.:v.MTT-30. - 1982. - №3. - P.234.
54. Madjar A., Dreifuss J. Large-signal microwave performance predictions of dual-gate GaAs MESFET using an efficient and accurate model // IEEE Trans.:v.MTT-33. - 1985. - N7. - P.639-643.
55. Chua L.O., Sing Y.W. Nonlinear lumped circuit model of GaAs MESFET // IEEE Trans.:v.ED-30. - 1983. - №7. - P.825-833.

56. Русанов А.П., Шелков С.П. Нелинейные искажения токов в полевые транзисторах при воздействии гармонических сигналов. // Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И.Ф. Николаевского, 1974. - Вып.14. - С.84-94.
57. Дзарданов А.Л., Соина Н.В., Фогельсон М.С. Исследование составляющей взаимной модуляции в усилителе на полевом транзисторе // Радиотехника. - 1979. - №2. - С.85-88.
58. Попов В.П. Формальная аппроксимация вольт-амперных характеристик полевых транзисторов // Радиотехника и электроника. - 1966. - №11. - С.2088-2089 .
59. Копаенко В.К., Романюк В.А. Эквивалентная схема ПТШ для расчета нелинейных СВЧ устройств // Радиоэлектроника. - 1987. - №1. - С.47-50. (Изв. высш. учебн. заведений).
60. Ильин В.Н. Об аппроксимациях вольт-амперных характеристик МОП-транзисторов // Приборы и системы управления. - 1968. - №7. - С.26-28.
61. Дьяконов В.П., Смердов В.Ю., Фролов О.А. Нелинейная аппроксимация передаточных и выходных характеристик мощных МДП-транзисторов // Полупроводниковая электроника в технике связи.: Сб. статей под ред. И.Ф. Николаевского. - 1985. - Вып. 25. - С.154-162.
62. Завражнов Ю.В., Пупыкин Г.А. Методика определения характеристик и параметров мощных полевых транзисторов // Электронная техника. Сер.2. Полупров. приборы. - 1980. - Вып.5. - С.72-77.
63. Гарицин А.Г., Халявко А.Н., Кальметов Р.С. Формальная аппроксимация вольт-амперных характеристик полевых транзисторов с коротким каналом // Радиоэлектроника. - 1981. - №8. - С.98-99 .(Изв. высш. учеб. заведений).
64. Tajima Y., Wrona B., Mishima K. GaAs FET large-signal model and its application to circuit design // IEEE Trans.: V.ED-28. - 1981. - P.171-175.

65. Малышев К.В. Аппроксимация статических выходных характеристик активных трехэлектродных приборов, работающих в нелинейном режиме // Радиотехника. - 1987. - №8. - С.84-85.
66. Зубчук В.И., Шпаковский А.А. Метод аппроксимации нелинейных характеристик электронных компонентов // Радиоэлектроника. - 1982. - №12. - С.75-77. (Изв. высш. учеб. заведений).
67. Артеменков А.В. Формализованная модель полевого транзистора и комплекс программ автоматизированного расчета параметров // Радиоэлектроника. - 1987. - №6. - С.57-63. (Изв. высш. учеб. заведений).
68. S. Narayanan, "Transistor distortion analysis using Volterra series representation," The Bell Syst. Tech. Journal, vol. 46, pp. 991-1024, May-June 1967.
69. Narayanan S. Application of Volterra series to intermodulation distortion analysis of transistor feedback amplifiers // IEEE Trans. – 1970. – V. CT-17. – No. 4. – P. 518-527.
70. Borys, A. On Definition of Operator  $\circ$  for Weakly Nonlinear Circuits International Journal of Electronics and Telecommunications 62(3), (2016) p . 253-259.
71. G.W. Rhyne, M.B. Steer B.D. Bates Frequency-domain nonlinear circuit analysis using generalized power series, IEEE transactions on microwave theory and techniques 36(2) (1988) 379–387.
72. I. W. Sandberg, On Volterra expansions for time-varying nonlinear systems IEEE transactions on circuits and systems CAS-30(2) (1983) 61–67.
73. Mark Storrs, David J. Mehrl, John F. Walkup, and Thomas F. Krile Volterra series modeling of spatial light modulators Applied Optics Vol. 37, Issue 32, pp. 7472-7481 (1998) •<https://doi.org/10.1364/AO.37.007472>.
74. I. W. Sandberg, Volterra-like expansions for solutions of nonlinear integral equations and nonlinear differential equations, IEEE transactions on circuits and systems CAS-30(2) (1983) 68–77.

75. M. Schetzen, The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems (Wiley, New York, 1980).
76. J. C. Peyton Jones and S. A. Billings, "Interpretation of nonlinear frequency response functions," *Int. J. Control* 52, 319–346 (1990).
77. Rafael Suzuki Bayma , Yunpeng Zhu , Zi-Qiang Lang The analysis of nonlinear systems in the frequency domain using Nonlinear Output Frequency Response Functions *Automatica* Volume 94, August 2018, Pages 452-457 <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2018.04.030>
78. J. Bussgang, L. Ehrman and J. Graham, "Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 62, No. 8, 1974, pp. 1088-1119. <http://dx.doi.org/10.1109/PROC.1974.9572>.
79. Дмитриев В.Д., Силютин А.И. Методы расчета широкополосных нелинейных цепей на основе модификации метода нелинейного тока // Изв. высш. учебн. зав. Сер. Радиоэлектроника. – 1986. – №. 11. – С. 48-53.
80. Дмитриев В.Д., Силютин А.И. Определение искажений СВЧ усилителей при большом сигнале методом нелинейного тока // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1987. – Вып. 2. – С. 41-45.
81. Винер И. Нелинейные задачи в теории случайных процессов. - М.: Иностранная литература, 1961. - 159с.
82. Волков Е.А. Метод анализа нелинейных явлений в радиоприемных устройствах // Радиотехника. - 1983. - №2. - С.3-10.
83. Ильин В.Н., Жигалов И.Е., Ланцов В.Н. Методы автоматизированного схемотехнического проектирования нелинейных радиотехнических сетей // Радиоэлектроника. - 1985. - №6. - С.7-17. (Изв. высш. учеб. заведений).
84. Матханов П.Н. Основы анализа электрических цепей. Нелинейные цепи. - М.: Высшая школа, 1986. - 352 с.
85. Хаяси Т. Нелинейные колебания в физических системах. - М.: Мир, 1968. - 236с.
86. Грибов Э.Б. Нелинейные явления в приемно-передающем тракте аппаратуры связи на транзисторах. - М.: Связь, 1971. - 248с.

87. Калахан Д. Методы машинного расчета электронных схем. - М.: Мир, 1970. - 314с.
88. Чуа Л.О., Пен-Мин Лин. Машинный анализ электронных схем. Алгоритмы и вычислительные методы. - М.: Энергия, 1980. - 510 с.
89. Колесов И.А., Якушевич Г.Н., Губин В.А. Широкополосные транзисторные усилители с суммированием выходных токов от нескольких транзисторов //Наносекундные и субнаносекундные усилители: Сб. статей под ред. И.А.Суслова. - Томск: Изд-во томского ун-та, 1976. - С.105-116.
90. Попов Э.Г., Сенина Р.С. Нелинейные искажения в усилительных каскадах на полевых транзисторах. // Вопросы радиоэлектроники. - Сер.ТРПА. – 1970. - Вып.2. - С.60-67.
91. Ильин В.Н., Коган В.Л. Разработка и применение программ автоматизации схемотехнического проектирования. - М.: Радио и связь, 1984. - 366с.
92. Нелинейные искажения в усилителе и смесителе на МОП-тетраде / Гусинский Э.Н., Дзарданов А.Л., Заевский С.Г. и др. // Электронная техника. Сер.2. Полупр. приборы. – 1976. – Вып. 3. – С. 21-27.
93. Мощные полевые транзисторы: история, развитие и перспективы. Аналитический обзор / Дьяконов В.П. // Силовая электроника. – 2011. - №3. – С.18-28.
94. Гольшева Г.И., Ходневич А.Д. Аппроксимация передаточной характеристики МДП-транзистора // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. – 1995. – Вып. 2. – С. 13-15.
95. Квадратическая аппроксимация семейства ВАХ мощных МОП-транзисторов / Политанский Л.Ф., Герасим В.В., Романюк Б.М. и др. // Изв. высш. учебн. зав. Сер. Радиоэлектроника. – 1998. – №5. – С. 73-74.
96. Николотов В.И. Экспоненциальная аппроксимация передаточных характеристик и оценка их линейности для мощных МДП-транзисторов // Сб. «Электронные цепи и сигналы в радиотехнических системах информатики». –

М.: Моск. техн. ун-т связи и информатики, 1994. – С. 81-91. – Деп. в ЦНТИ «Информсвязь» 15.06.94.

97. Ричер, Миддлбрук. Степенной закон экспериментальных характеристик полевых транзисторов // ТИИЭР. – 1963. – № 7. – С. 1148.

98. Дзарданов А.Л., Соина Н.В., Фогельсон М.С. О нелинейности выходной проводимости полевого транзистора // Радиотехника и электроника. – 1982. – №2. – С. 374-377.

99. Туев В.И. Учет насыщения дрейфовой скорости носителей при аппроксимации вольт-амперных характеристик полевых транзисторов // Докл. Томск.гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники №1 (15). – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – С. 51-56.

100. Жаркой А.Г., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик МДП-полевых транзисторов // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника, 1988. № 5. С. 69–70.

101. Жаркой А.Г., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик GaAs ПТШ со стабильными областями отрицательного сопротивления // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1988. – Вып. 8. – С. 36-41.

102. Жаркой А.Г., Пушкарев В.П., Туев В.И. Аппроксимация и расчет нелинейных токов в полевых тетрадах // Радиотехника. – 1988. – №4. – С. 10-13.

103. Дзарданов А.Л., Соина Н.В., Фогельсон М.С. Нелинейная высокочастотная эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим р–п-переходом // Радиофизика и исследование свойств вещества: Республ. сборник. – Омск, 1982. – С. 116-126.

104. Валиев К.А., Кармазинский А.Н., Королев М.А. Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах. – М.: Сов. Радио, 1971. – 384 с.

105. Ильин В.М. Машинное проектирование электронных схем. – М.: Энергия, 1972. – 278 с.

106. Завражнов Ю.В., Пупыкина Г.А. Методика определения характеристик и параметров мощных полевых транзисторов // Электронная техника. Сер. 2. Полупр. приборы. – 1982. – Вып.1. – С. 12-18.
107. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение / Пер. с англ. под ред. В.Н. Мышляева. – М.: Радио и связь, 1985. – 287 с.
108. Егудин А.Б., Чкалова О.В., Еленский В.Г. Малошумящие СВЧ полевые транзисторы с барьером Шоттки // Зарубежная радиоэлектроника. – 1980. – №10. – С. 28-48.
109. Fjeldly T.A., Johanessen J.S. Negative differential resistance in GaAs MESFETs // Electron. Lett. – 1983. – №17. – P. 649-650.
110. Балдин В.А., Лазунин Ю.А. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с затвором Шоттки // Радиотехника, 1990. – №8. – С. 23-25.
111. Балыко А.К., Ковтунов Д.А., Тагер А.С. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов при отрицательных напряжениях стока // Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ, 1989 – вып.5 (419). – С. 16-17.
112. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: Справочник / В.В. Бачурин, В.Я. Ваксенбург, В.П. Дьяконов. – М.: Радио и связь, 1994. – 280 с.
113. Шустов М. А. Практическая схемотехника. 450 полезных схем. – М.: Altex, 2001. – Кн. 1. – 352 с.
114. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/1200015766>, свободный (дата обращения: 16.05.2019).
115. Эрастов В.Е. Метрология, стандартизация и сертификация: Учебное пособие. – Томск: 2003. – 175с.
116. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах: Учеб. для вузов / Под ред. Нефедова В.И., Сигова А.С. – М.: Высш. шк., 2005. – 599 с.: ил.



117. Кушнир Ф.В. Электрорадио измерения: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. – 320 с., ил.
118. Туев В.И. Измеритель сопротивлений линий проводного вещания // Электросвязь, 2005. – №10. – С. 42-44.
119. Бруевич А.Н., Евтянов С.И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. – М.: Сов. Радио, 1965. 340 с.
120. Каганов В.И. СВЧ полупроводниковые передатчики. – М.: Радио и связь, 1981. 400 с.
121. Попов А.Н. Математический анализ биений. – М.: Госэнергоиздат, 1956. 31с.
122. Туев В.И., Южанин М.В. Анализ спектра на выходе амплитудного детектора при бигармоническом входном воздействии // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: Доклады Международной научно-практической конференции. В 2 частях. – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч.1. – С. 86-88.
123. ГОСТ Р МЭК 61436–2004. Аккумуляторы и аккумуляторные батареи, содержащие щелочной и другие некислотные электролиты. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.2a3a.ru/wp-content/uploads/2010/11/gost\\_61436-20041.pdf](http://www.2a3a.ru/wp-content/uploads/2010/11/gost_61436-20041.pdf), свободный (дата обращения: 16.05.2019).
124. ГОСТ Р МЭК 60896-2–99. Свинцово-кислотные стационарные батареи. Общие требования и методы испытаний. – Ч. 2: Закрытые типы. – М.: Госстандарт России, 1999. – 19 с.
125. Пат. РФ №2154834, МКП: G01R 27/02. Способ измерения составляющих полного сопротивления и устройство для его осуществления // Петкевич Г.В., Петров Е.А., Мокшанцев В.П.; Заявл. 14.10.1998; Опубл. 20.08.2000. Бюл. №7 - прототип.
126. Южанин М.В. Расчёт спектра выходного тока преобразователя частоты при синхронных гармонических воздействиях // Научная сессия

ТУСУР – 2018: материалы докл. Всеросс. науч.-техн. конф. в 3 ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 88-90.

127. Туев В.И. Расчет нелинейных искажений в пассивных аттенюаторах на полевых транзисторах // Известия Томского Политехнического Университета 2007, №1, Том 310, стр. 202-205.

128. Хотунцев Ю.Л. Интермодуляционные искажения в приемных и передающих СВЧ полупроводниковых устройствах // Изв. высш. учебн. зав. Сер. Радиоэлектроника. – 1983. – №10. – С. 28-38.

129. Хотунцев Ю.Л. Моделирование нелинейных задач полупроводниковой электроники СВЧ // Изв. высш. учебн. зав. Сер. Радиоэлектроника. – 1986. – №10. – С. 20-27.

130. Виленкин И.Я. Комбинаторика. - М.: Наука, 1969. – 328 с.

131. Жаркой А.Г., Туев В.И. Расчет нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов // Радиотехника и электроника, 1989. Т. 34. № 6. С. 1142–1150.

132. Туев В.И., Южанин М.В. Анализ слабонелинейных электрических цепей при синхронных гармонических воздействиях // Микроэлектроника и информатика – 2007: материалы докладов 14-й Всеросс. науч.-техн. конф. – М.: МИЭТ, 2007. – С. 328.

133. Туев В.И., Южанин М.В. Анализ электрических цепей класса Винера-Вольтерра при синхронных гармонических воздействиях // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. ст., ред.: А.И.Громыко, А.В.Сарафанов. – Красноярск: Сиб. Федер. ун-т; Политехн. ин-т, 2007. – С. 127-129.

134. Южанин М.В., Туев В.И. Спектральный анализ слабонелинейных электрических цепей при синхронных гармонических воздействиях // Научная сессия ТУСУР – 2009: материалы докл. Всеросс. науч.-техн. конф. В 5 т. – Томск: В-Спектр, 2009. – Т. 2. – С. 72-75.

135. Rhyne G., Steer M., Bates B. Frequency-Domain Nonlinear Circuit Analysis Using Generalized Power Series // IEEE Trans. – 1988. – Vol. MTT-36. – No. 2. – P. 379-387.

136. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / Под ред. Г. Гроше и В. Пиглера. - М.: Наука, 1981. – 718 с.

137. Туев В.И., Южанин М.В. Применение модифицированной функции гиперболического тангенса для аппроксимации вольт-амперных характеристик полевых транзисторов // Известия Томского Политехнического Университета 2009, №4, Том 314, стр. 135-138.

138. Туев В.И., Южанин М.В. Универсальная аппроксимация передаточных вольт-амперных характеристик полевых транзисторов // Исследование, разработка и применение высоких технологий в промышленности: Сборник трудов Пятой международной научно-практической конференции. Т.12. – СПб.: Изд-во Политехнического ун-та, 2008. – С. 299-300.

139. Южанин М.В., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик полевых транзисторов // Научная сессия ТУСУР – 2008: материалы докл. Всеросс. науч.-техн. конф. В 5 т. – Томск: В-Спектр, 2008. – Т. 2. – С. 295-297.

140. 2N7002 N-channel vertical D-MOS transistor. Datasheet. Product specification. Philips Semiconductors. [Электронный ресурс]. – 1995. – Режим доступа: <https://alltransistors.com>, свободный (дата обращения 08.05.2019г.)

141. Южанин М.В. Аппроксимация вольт-амперных характеристик IGBT транзистора // Наука. Технологии. Инновации: материалы всероссийской научной конференции молодых ученых в 7-и частях. Новосибирск: изд-во НГТУ, 2008. Часть.1 – С. 238-239.

142. FGA20N120FTD IGBT. Datasheet. Fairchild Semiconductors Corporation. [Электронный ресурс]. – 2007. – Режим доступа: <https://alltransistors.com>, свободный (дата обращения 08.05.2019г.).

143. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство / У. Титце, К. Шенк, пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.

144. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ. под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 496 с.
145. FYL-3004SURC1L. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://foryard.com>, свободный (дата обращения: 24.05.2019).
146. KUWH-760S-120. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.bright-leds.ru>, свободный (дата обращения: 18.05.2019).
147. KPWH-080-1-120. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.bright-leds.ru>, свободный (дата обращения: 18.05.2019).
148. KP2WH-080-2. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.bright-leds.ru>, свободный (дата обращения: 18.05.2019).
149. *Vasiliy I. Tuev, Maxim V. Yuzhanin FET frequency converter analysis with two synchronous impacts // International journal of advanced biotechnology and research. – 2019. – Vol.10. – Special issue 1. – P.186-190.*
150. Y. Hu, I-C. Mollier, J. Obregon A new method of third-order intermodulation reduction in nonlinear microwave systems IEEE transactions on microwave theory and techniques MTT- 34(2) (1986) 245–250.
151. Туев В.И., Южанин М.В. Влияние помех на точность измерения сопротивления кабельных линий связи большой протяженности // Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности: материалы девятой Всеросс. науч.-техн. конф. – Томск: В-Спектр, 2007. – С. 113-114.
152. Туев В.И., Южанин М.В. Расчет дополнительной погрешности измерения сопротивлений двухполюсных электрических цепей в условиях помех // Электросвязь. – 2009, №3. стр. 38-40.
153. Южанин М.В., Туев В.И. Использование импульсных сигналов в устройстве для измерения полных сопротивлений двухполюсных электрических цепей // Научная сессия ТУСУР – 2008: материалы докл. Всеросс. науч.-техн. конф. В 5 т. – Томск: В-Спектр, 2008. – Т. 2. – С. 258-260.
154. Туев В.И., Южанин М.В. Исследование влияния аддитивной помехи на точность измерения сопротивлений двухполюсных электрических цепей методом амперметра-вольтметра // Научная сессия ТУСУР – 2007: материалы

докл. Всеросс. науч.-техн. конф. В 5 т. – Томск: В-Спектр, 2007. – Т. 4. – С. 28-30.

155. Таганова А. Диагностика химических источников тока // Современная электроника. – 2007. - №7. – С. 20-22.

156. Багоцкий В.С., Скундин А.М. Химические источники тока. – М.: Энергоиздат, 1981. – 360 с.

157. Антонишен И.В., Туев В.И., Южанин М.В. Измерение значений параметров внутреннего сопротивления химических источников тока // Научная сессия ТУСУР – 2010: материалы докл. Всеросс. науч.-техн. конф. В 5 т. – Томск: В-Спектр, 2010. – Т. 4. – С. 101-103.

158. Пат. №2449302 Российская Федерация, МПК7: G 01 R 31/36, 27/02. Способ определения составляющих внутреннего сопротивления химических источников тока // Антонишен И.В., Мисюнас А.О., Туев В.И., Южанин М.В. Российская Федерация, // Антонишен И.В. (RU), Мисюнас А.О. (RU), Туев В.И. (RU), Южанин М.В (RU) - №2010145973/28; заявл. 10.11.2010; опубл. 27.04.2012, бюл. №12.

159. Антонишен И.В., Туев В.И., Южанин М.В. Способ измерения внутреннего сопротивления химических источников // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники №2 (2), ч.2. – Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2010. – С. 183-186.

160. Пат. №183327 Российская Федерация, МПК7: G 01 R 27/02. Устройство определения параметров химических источников тока // Солдаткин В.С. (RU), Шкарупо В.С. (RU), Туев В.И. (RU), Южанин М.В. (RU) – №2018109787; заявл. 19.03.2018; опубл. 18.09.2018, бюл. №26.

161. ГОСТ Р 53111–2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. – М.: Госстандарт России, 2009. – 19 с.

162. Правила устройства электроустановок. – 7-е изд. – М.: Изд-во НИЦ ЭНАС, 2004.

163. Эксплуатационная документация. Стационарные свинцово-кислотные герметизированные необслуживаемые аккумуляторы. Технология dryfit: Sonnenschein A400/FT, A500, A600 OPzV, A700 (ODiV), PowerCycle. Технология AGM: Marathon (L/XL, M/M-FT), Sprinter (P/XP, XP-FT, S), Powerfit (S300) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.akkuvertrieb.ru/upload/iblock/c20/Instr\\_dryfit\\_AGM\\_01\\_2019.pdf](http://www.akkuvertrieb.ru/upload/iblock/c20/Instr_dryfit_AGM_01_2019.pdf), свободный (дата обращения: 16.05.2019).

164. Южанин М.В., Туев В.И., Денисенко А.В., Гаммершмидт М.М. Усовершенствованное решение по техническому обслуживанию аккумуляторных батарей, входящих в состав силовых систем гарантированного электропитания // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2017. – Том 20, №1. – С. 126-130.

165. Пат. №130088 Российская Федерация, МПК7: G 01 R 31/36. Система гарантированного электропитания с аппаратно-программным комплексом для тестирования и заряда аккумуляторных батарей // Денисенко А.В. (RU), Южанин М.В. (RU), Барсуков А.В. (RU) – №2013102109/28; заявл. 01.03.2013; опубл. 10.07.2013, бюл. №19.

166. Пат. №108885 Российская Федерация, МПК7: H 01 L 33/00. Источник оптического излучения // Антонишен И.В. (RU), Бомбизов А.А. (RU), Иванов А.В. (RU), Мухин Г.Р. (RU), Олисовец А.Ю. (RU), Туев В.И. (RU), Южанин М.В. (RU) – №2011122260/28; заявл. 01.06.2011; опубл. 27.09.2011, бюл. №27.

167. Антонишен И.В., Иванов А.В., Мухин Г.Р., Туев В.И., Южанин М.В. Питание светодиодов от сети переменного тока // Научная сессия ТУСУР - 2011: материалы докл. Всеросс. науч.-техн. конф. В 6 т. – Томск: В-Спектр, 2011. – Т. 2. – С. 265-267.

## Приложение А (обязательное)

Акт внедрения полезной модели устройства аппаратно-программный комплекс тестирования аккумуляторных батарей в эксплуатацию на объекте филиала АО «Связьтранснефть» - «Сибирское ПТУС» (полезная модель № 130088 от 10.07.2013г.).

УТВЕРЖДАЮ  
  
 Главный инженер филиала  
 АО «Связьтранснефть» -  
 «Сибирское ПТУС»  
 \_\_\_\_\_ Н.Н. Кабышев  
 « 11 » декабря 2015 г.  
 Акт

о внедрении полезной модели

Наименование разработки «Система гарантированного электропитания с аппаратно-программным комплексом для тестирования, тренировки и заряда аккумуляторных батарей»

Марки, тип, заводской номер 0001

Количество 1 (один) комплект

Дата внедрения 14.12.2015 г.

Структурное подразделение Филиал АО «Связьтранснефть» - Сибирское ПТУС Томский ЦЭС

Объект внедрения (место монтажа, установки) СГЭП, к.108, УС «Дом Нефти» Томский ЦЭС

Характеристика изделия аппаратно-программный комплекс предназначен для проведения удалённого тестирования, тренировки и заряда аккумуляторных батарей в СГЭП.

Цель внедрения Автоматизация процесса проведения технического обслуживания аккумуляторных батарей в рамках КТС-36.

Результат внедрения:

1. Автоматизация процесса выполнения регламентных работ по техническому обслуживанию КТС-36 аккумуляторных батарей в составе СГЭП.
2. Дистанционное выполнение регламентных работ по техническому обслуживанию КТС-36 аккумуляторных батарей в составе СГЭП.

Заместитель главного инженера

Усанов В.В.

Главный энергетик

Барановский Д.С.

Начальник отдела эксплуатации

Воробьев П.В.

Инженер энергетик 2 категории

Бендель А.В.

Акт внедрения результатов диссертационной работы «Устройства измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей с применением синхронных детекторов радиосигналов» в НИИ светодиодных технологий ФГБОУ ВО «ТУСУР».

УТВЕРЖДАЮ

Директор по научной работе и инновациям ФГБОУ ВО «ТУСУР»

 В.М. Рулевский

 13 мая 2019 г.



### АКТ ВНЕДРЕНИЯ


результатов диссертационной работы «Устройства измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей с применением синхронных детекторов радиосигналов» на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения Южанина Максима Владимировича

Настоящий акт составлен в том, что результаты диссертационной работы М.В. Южанина использованы в Научно-исследовательском институте светодиодных технологий ТУСУР при выполнении работ по целевой программе «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014 - 2020 годы» в рамках проекта «Разработка прототипов передовых технологических решений роботизированного интеллектуального производства электронной компонентной базы и энергоэффективных световых устройств». Уникальный идентификатор работ (проекта) RFMEFI57717X0266.

Результаты диссертационного исследования М.В. Южанина использованы при расчете электромагнитной совместимости в части кондуктивных радиопомех в диапазоне частот 0,15 – 30 МГц экспериментальных образцов ламп светодиодных ЕГВА.433751.720, ЕГВА.433751.721, ЕГВА.433751.722 и ЕГВА.433751.723.

Внедрение результатов работы М.В. Южанина позволило обеспечить соответствие экспериментальных образцов ламп светодиодных ЕГВА.433751.720, ЕГВА.433751.721, ЕГВА.433751.722 и ЕГВА.433751.723 требованиям ГОСТ Р 51317.6.4-2009 (МЭК 61000-6-4:2006) Совместимость технических средств электромагнитная. Электромагнитные помехи от технических средств, применяемых в промышленных зонах. Нормы и методы испытаний.

Ответственный исполнитель  
старший научный сотрудник НИИ СТ, к.т.н.

 В.С. Солдаткин  
«8» мая 2019 г.



Акт об использовании результатов диссертационной работы «Устройства измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей с применением синхронных детекторов радиосигналов» в ФГБОУ ВО «ТУСУР».

УТВЕРЖДАЮ



Ректор ФГБОУ ВО «Томский  
государственный университет систем  
управления и радиозлектроники»

А.А. Шелунов

2019 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы «Устройства измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей с применением синхронных детекторов радиосигналов» на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения  
Южанина Максима Владимировича

Настоящим актом подтверждается использование результатов диссертационного исследования М.В. Южанина «Синхронные детекторы радиосигналов на полевых транзисторах в устройствах измерения модуля комплексных сопротивлений двухполюсных электрических цепей» в учебном процессе при реализации программы бакалавриата в федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники».

Результаты математического моделирования вольт-амперных характеристик светоизлучающих диодов на основе экспоненциальной функции, представленные в диссертационной работе, используются при выполнении практических работ и в самостоятельной работе студентов по дисциплине «Преддипломный курс» для студентов, обучающихся по направлению подготовки бакалавров 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств, профиль «Технология электронных средств».

Заместитель заведующего кафедрой  
РЭТЭМ по учебной работе, доцент, к.б.н.

Н.Н. Несмелова

**Приложение Б**  
**(обязательное)**

Методика определения коэффициентов аппроксимирующего выражения для  
построения ВАХ ПТ.

Коэффициенты аппроксимирующего выражения (Б.1) определяются по экспериментально измеренным ВАХ полевых тетродов и триодов.

$$I_C(U_C, U_{31}, U_{32}) = \frac{A_1(U_{31}, U_{32}) \cdot e^{B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})} + A_2 \cdot e^{-B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})}}{e^{B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})} - e^{-B \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})}} \cdot (U_{32} - D \cdot U_{02}), \quad (\text{Б.1})$$

где

$$A_1(U_{31}, U_{32}) = \frac{A_3 \cdot e^{E \cdot U'_C(U_{31}, U_{32})}}{e^{E \cdot U'_{31}} - e^{-E \cdot U'_{31}}} \cdot (U_{32} - G \cdot U_{02}); \quad (\text{Б.2})$$

$$U'_{31} = U_{31} - F \cdot U_{01}; \quad (\text{Б.3})$$

$$U'_C(U_{31}, U_{32}) = U_C - \frac{\ln(A_1(U_{31}, U_{32})) - \ln(A_2)}{2 \cdot B \cdot U_{31}} \cdot U_{01}, \quad (\text{Б.4})$$

$A_2, A_3, B, D, E, F, G$  – числовые коэффициенты;

$U_{01}, U_{02}$  – напряжения отсечки соответственно по первому и второму затворам.

Функция  $A_1(U_{31}, U_{32})$  в (Б.2) описывает зависимость тока стока от напряжения на затворе ( $U_{31}$ ) полевых триодов и совместно с сомножителями ( $U_{32} - G \cdot U_{02}$ ) в (Б.1) и ( $U_{32} - G \cdot U_{02}$ ) в (Б.2) – от напряжений на первом ( $U_{31}$ ) и втором ( $U_{32}$ ) затворах полевых тетродов относительно истока. При аппроксимации ВАХ полевых триодов эти сомножители исключаются.

Далее приведено описание для определения значений коэффициентов для триодов. Значения коэффициентов подбираются в следующей последовательности:

1. Первоначально подбираются числовые коэффициенты для функции (Б.2)  $A_1(U_3)$ . Данная функция описывает поведение передаточной ВАХ ПТ. Их значения определяются по экспериментально снятой передаточной ВАХ. Коэффициенту  $A_3$  присваивается значение тока насыщения (точка 1) проходной ВАХ (см. Рисунок Б.1).

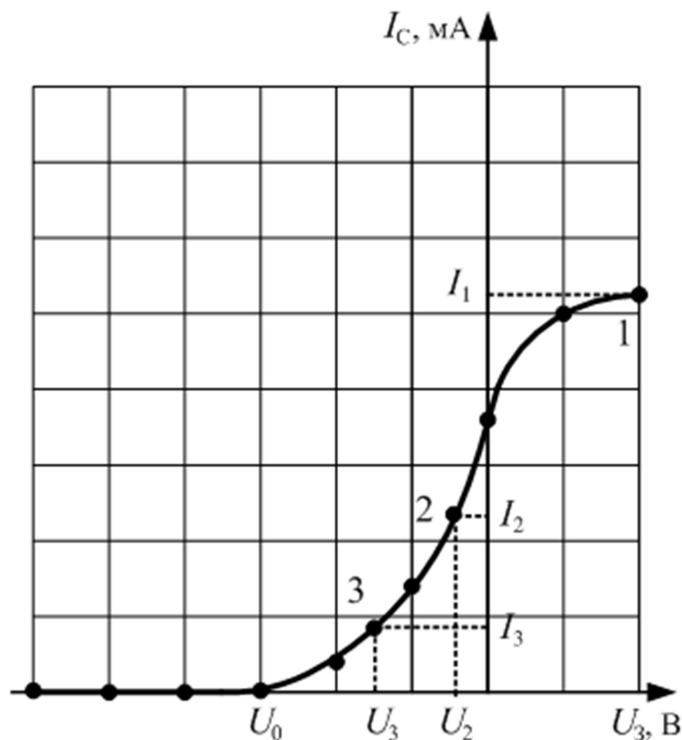


Рисунок Б.1 – Характерные точки для определения коэффициентов  $A_3$ ,  $E$  и  $F$

2. Коэффициенту  $F$  принимает значение, вычисленное из

$$F = \frac{U_2}{U_0}, \quad (\text{Б.5})$$

где  $U_2$  — значение напряжения на затворе, при котором значение тока стока  $I_C$  равно половине от значения тока стока насыщения;

$U_0$  — значение напряжения отсечки на затворе.

3. Значение коэффициента  $E$  выбирается в интервале  $0,75...1,5$  по критерию наилучшего совпадения расчетных и экспериментальных данных в точках 2 и 3. Значение тока и напряжения точки 3 снимаются экспериментально на линейном участке ВАХ.

4. Затем производится аппроксимация выходной ВАХ. На данном этапе требуется определить значения коэффициентов  $A_2$  и  $B$ . Коэффициенту  $A_2$  присваивается значение тока насыщения при инверсном включении транзистора (точка 4) выходной ВАХ (см. Рисунок Б.2).

$$A_2 = |I_4|, \quad (\text{Б.6})$$

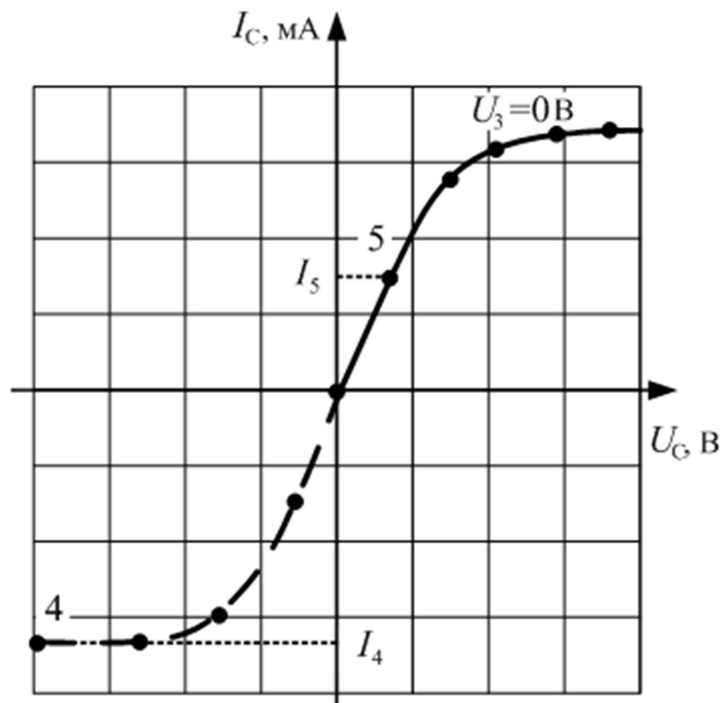


Рисунок Б.2 – Определение коэффициентов  $A_2$  и  $B$

5. Значение коэффициента  $B$  выбирается путем перебора значений. Значение коэффициента  $B$  выбирается в интервале  $0,6...0,95$  по критерию наилучшего совпадения расчетных и экспериментальных данных в точке 5 и в начале координат. Точка 5 находится в первом квадранте ВАХ прямого включения ПТ и соответствует половинному значению максимального тока стока ( $I_5 = 0,5 \cdot I_1$ ).

6. Для случая ПТ тетрода коэффициент  $G$  для передаточной ВАХ и коэффициент  $D$  для выходной ВАХ подбираются по критерию наилучшего совпадения расчетных и экспериментальных данных.