Международная научно-техническая конференция

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ

6-я конференция имени О.В. Лосева,

посвящённая 120 – летию со дня рождения Олега Владимировича

12-13 октября 2023 г. Нижний Новгород

Содержание

Содержание 2
Приглашение 3
Программа конференции 6
Секция 1. Микроэлектроника и компоненты на её основе 10
Секция 2. Радио, вычислительные и электро-системы 78
Авторский указатель 151

Приглашение

Международная научно-техническая конференция

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ

6-я конференция имени О.В. Лосева,

посвящённая 120 – летию со дня рождения Олега Владимировича

12-13 октября 2023 г. Нижний Новгород

Организаторы:

- ✓ **Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи (РНТОРЭС) им. А.С. Попова, Нижегородское региональное отделение**
- ✓ **Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет имени Н.И.Лобачевского**
- ✓ **Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е.Алексеева**
- ✓ **ОАО «НПП «САЛЮТ»**
- ✓ **Филиал ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ" «Научно-исследовательский институт измерительных систем (НИИИС) им. Ю.Е. Седакова»,**
- ✓ **Правительство Нижегородской области**

При участии и поддержке:

- Академия инженерных наук им. А. М. Прохорова
- Нанотехнологическое общество России
- Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН
- Научно-исследовательский радиофизический институт
- Белорусский государственный университет
- Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
- Гомельский государственный университет им. Франциска Скорины
- Институт физики им. Х. И. Амирханова ДНЦ РАН
- Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН
- Институт физики твердого тела РАН
- Институт физики полупроводников им. А. В. Ржанова СО РАН
- Институт проблем технологии микроэлектроники и особочистых материалов РАН
- Институт химии высокочистых веществ им. Г. Г. Девятых РАН
- Институт прикладной физики РАН
- ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»
- Институт СВЧ полупроводниковой электроники РАН

- Московский физико-технический институт
- Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
- Московский институт электронной техники
- Московский государственный технологический университет (МИРЭА)
- Владимирский государственный университет им. А. Г. и Н. Г. Столетовых
- Таганрогский государственный радиотехнический институт Южного федерального университета
- Воронежский государственный университет
- Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»
- ЗАО НПК «Электровыпрямитель»
- ПАО «Ростелеком»
- НИИ системных исследований РАН
- Физико-технологический институт РАН
- Научный центр волоконной оптики РАН
- ОАО «Интеграл» (НТЦ «Белмикросистемы»)
- Московский технический университет связи и информатики
- Филиал ФГУП "РФЯЦ-ВНИИЭФ" "НИИИС им.Ю.Е. Седакова
- ОАО «ФНПЦ «ННИПИ «Кварц» им. А. П. Горшкова»
- Волго Вятский филиал МТУСИ
- ООО «НИИ «АСОНИКА»
- ООО «ННтелеком»

МЕЖДУНАРОДНЫЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного Организационного комитета: академик РАН Никитов С. А.

Сопредседатели: член-корр.РАН Денисов Г.Г. академик РАН Сигов А. С.,
проф. Дмитриев С.М.

Программная группа Международного оргкомитета:
Председатель Международного программного комитета: академик РАН Гапонов С.В.

Сопредседатели: проф. Кашин А.В.., проф. Оболенский С.В.
Члены Программного комитета: проф. Аджемов А.С. (Россия), проф. Куркин А.А. (Россия), проф. Витязев В.В. (Россия), член-корр. НАНБ Гурский Л.И. (Белоруссия), академик НАНБ Достанко А.П. (Белоруссия), к.ф.-м.н. Новиков М. А. (Россия), член-корр. НАНБ Рогачев А.В. (Белоруссия), член-корр. РАН Черепенин В. А.(Россия).

Рабочая группа: д.т.н. Туляков Юрий Михайлович, проф. Кашин А.В..,проф. Оболенский С.В. Члены рабочей группы: Александров Д.С., д.т.н. Бабанов Н.Ю., проф. Васильев К.К., д.т.н. Войткевич К.В., д.т.н. Бушуев А.Н., проф. Жужома Е.В., к.т.н. Казаков В.В., к.ф-м.н. Марков К.А., проф. Матросов В.В., д.т.н., Мякиньков А.В..,проф. Починка О.В., к.м.н. Пурсанов К.А., к.т.н. доц. Самсонов Г.А. , проф. Сушкова Л.Т., д.т.н., проф. Хранилов В.П., проф. Чувильдеев В.Н., к.ф.-м.н. Шапошников Д.Е., к.ф-м..н Шиндин А.В., Ягодкин В.Л., проф. Ямпурин Н.П., проф. Починка О.В., к.м.н. Пурсанов К.А., доц. Самсонов Г.А.

РАБОТА КОНФЕРЕНЦИИ ПЛАНИРУЕТСЯ ПО СЛЕДУЮЩИМ НАПРАВЛЕНИЯМ:

1. Системы проектирования и моделирования электронных компонентов и систем.
2. СВЧ интегральные схемы и модули.
3. Микросистемы. Сенсоры и актюаторы.
4. Специальное технологическое оборудование.
5. Нейроморфные вычисления. Искусственный интеллект.
6. Квантовые технологии.

7. Навигационно-связные СБИС и модули.
8. Высокопроизводительные вычислительные системы.
9. Информационно-управляющие и радиотехнические системы.
10. Технологии и компоненты микро- и наноэлектроники.
11. Изделия микро- и оптоэлектроники общего и специального назначения.
12. Радиоэлектроника в исследовании распространения радиоволн.
13. Элементная база субтерагерцового диапазона.

Работа конференции будет организована в форме пленарного и секционных заседаний, а также проблемно-тематических круглых столов на базе Нижегородского государственного Университета им Н.И. Лобачевского по адресу г.Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23 и Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева по адресу г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24.

Рабочий язык конференции – русский.
Доклады, включённые в Программу конференции, будут опубликованы в Сборнике Трудов конференции, индексируемым в РИНЦ.
По решению конференции расширенные версии лучших секционных докладов, сделанных ОЧНЫМИ участниками конференции, будут опубликованы в журналах, включённых в перечень ВАК.
Лучший доклад будет поощрён.

СРОК ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ДОКЛАДОВ В СБОРНИК ТРУДОВ КОНФЕРЕНЦИИ:
(информация о регистрации обновляется на сайте: http://www.nto-nn.ru)
продлен до 10 октября 2023 года включительно.

Программа конференции

ПРОГРАММА

Начало конференции в помещении НГУ им. Н.И.Лобачевского
в здании Радиофизического факультета
(по адресу: г.Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23)
12.10.2023 14:00

Пленарное заседание

1. Открытие конференции. Туляков Юрий Михайлович – Председатель Нижегородского отделения НТО РЭС им. А.С. Попова, д.т.н., профессор.
2. Авдеенко Ульяна Сергеевна -Директор музея «Нижегородская радио лаборатория - НРЛ». .Доклад «Юбилейные даты НРЛ», содокладчик Китай Шева Давидовна зам. директор НРЛ, к.ф-мат. наук.

РАБОТА СЕКЦИЙ

12.10.2023 (четверг) начало в 14:30

(в помещении НГУ им. Н.И.Лобачевского в здании Радиофизического факультета)
(по адресу г.Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23)

Направления конференции:

1. Системы проектирования и моделирования электронных компонентов и систем;
2. СВЧ интегральные схемы и модули;
3. Микросистемы. Сенсоры и актюаторы;
4. Специальное технологическое оборудование;
6. Квантовые технологии;
7. Навигационно-связные СБИС и модули;
11. Изделия микро- и оптоэлектроники общего и специального назначения

объединяются в укрупненную секцию №1
«Микроэлектроника и компоненты на ее основе»
Докладчики

#	Автор	Название	Организация
1	*Батюта М. Р., Кордюков Р. А., Тупиков П. А.*	*РАЗРАБОТКА ПРОТОТИПА ВЕДОМОГО УСТРОЙСТВА ETHERCAT НА БАЗЕ ПЛИС*	*Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева*
2	*Зольников К. В., Ягодкин А. С., Шеховцов Д. В.*	*ПРИМЕНЕНИЕ ПАК САПР В ПРОЦЕССЕ ПОДГОТОВКИ ВЫСОКОКВАЛИФИЦИРОВАННЫХ КАДРОВ ДЛЯ ПРЕДПРИЯТИЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ*	*АО «НИИЭТ», г. Воронеж; ВГЛТУ имени Г.Ф. Морозова, г. Воронеж; АО "ОПК" - управляющей организации АО "РОСЭЛЕКТРОНИКА", г. Москва*
3	Зыкин А. А.	РАДИОПРИЕМНИК НА ДОСТУПНЫХ МИКРОСХЕМАХ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
4	Кораблёв А. М.	БЛОК УПРАВЛЕНИЯ РЕВЕРСИВНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева

5	Лачугин Д. Ф.	ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РЕЗИСТОРОВ ЭЛЕКТРОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ТОЧНОСТЬ АКСЕЛЕРОМЕТРА	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
6	Линюшин А.А.	МОДЕРНИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО РАСХОДОМЕРА	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
7	*Малышев И. Н., Белков И. Г., Лупанова Е. А., Петров В. В.*	*СХЕМНЫЕ МОДЕЛИ SMD-КОМПОНЕНТОВ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ*	*АО «НПО «ЭРКОН»; Нижегородский государственный технический университет имени Р.Е. Алексеева (НГТУ)*
8	*Попов Е. А., Богатиков Е. В., Бормонтов Е. Н.*	*ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ В СЕНСОРНЫХ СТРУКТУРАХ НА ОСНОВЕ ЦЕОЛИТОВ*	*Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Воронежский государственный университет» (ВГУ)*
9	*Ремизов М. В., Семенихин П.В.*	*ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДЕТЕКТОРА ИЗ ОСОБО ЧИСТОГО ГЕРМАНИЯ ДЛЯ ПРЕТЕНЗИОННОЙ ГАММА-СПЕКТРОМЕТРИИ*	*Федеральное государственное автономное научное учреждение Центральный научно-исследовательский институт робототехники и технической кибернетики, Санкт-Петербург, ЦНИИ РТК; Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе (ФГБУ ФТИ им. А. Ф. Иоффе)*
10	*Самохвалов И. И.*	*СПОСОБ ЗАЩИТЫ ВНУТРЕННИХ СТЕНОК ТРУБ ОТ ОТЛОЖЕНИЯ НА НИХ МИНЕРАЛЬНЫХ ВЕЩЕСТВ*	*Арзамасское ЛПУМГ-филиал ООО «Газпром трансгаз Нижний Новгород»*
11	*Сатаев В. В., Бугров В. Н.*	*ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГАУССОВЫХ ФИЛЬТРОВ В СТРУКТУРЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО КАНАЛА*	*Нижегородский филиал АО «Корпорация «Комета» - КБ «Квазар»*
12	Свердлов Р. В., Чугреев К. И.	РАЗРАБОТКА ПРИБОРА ПРИЁМНО-КОНТРОЛЬНОГО ОХРАННО-ПОЖАРНОГО	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
13	Стрельчук А. М.	ДИОДЫ ШОТТКИ НА ОСНОВЕ КАРБИДА КРЕМНИЯ	Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН
14	Стулов С. И.	ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ ПУЛЬТ ДЛЯ ПРОВЕРКИ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДАТЧИКОВ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
15	*Терентьев А. А., Лупанова Е. А., Петров В. В.*	*ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ В ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ВОЛНОВЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ*	*ООО «Скоростные системы связи»; ООО «Микроволновые измерения»; НГТУ им. Р. Е. Алексеева*
16	*Юник А. Д., Соловьёв Я. А., Шидловский А. Г., Татьяненко А. В., Ковальчук Н. С.*	*СЕЛЕКТИВНОЕ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОЕ ТРАВЛЕНИЕ СЛОЕВ p-GAN В ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ С ДВУМЕРНЫМ ГАЗОМ*	*Отраслевая лаборатория новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компании холдинга «ИНТЕГРАЛ», г. Минск, Республика Беларусь*

17	Ямпурин Н. П., Шаров В. А., Жидкова Н. В., Сычев К. С.	ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЕРСПЕКТИВНОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева

13.10.2023 (пятница) начало в 10:00

(в помещении НГТУ им. Р.Е.Алексеева в здании 5 корпуса ИРИТ, 4-й этаж)

(адресу г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24)

Направления конференции:

9. Информационно-управляющие и радиотехнические системы;
8. Высокопроизводительные вычислительные системы;
5. Нейроморфные вычисления. Искусственный интеллект;
12. Радиоэлектроника в исследовании распространения радиоволн;
13. Элементная база субтерагерцового диапазона

объединяются в укрупненную секцию №2

«Радио, вычислительные и электро - системы»

Докладчики

#	Автор	Название	Организация
1	Алеханов С. В.	ИМИТАТОР СИГНАЛОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФА	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
2	Андросов В. А.	СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОМАТА ОТКЛЮЧЕНИЯ НАГРУЗКИ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
3	Антипов А. А.	РАЗРАБОТКА БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ АНТИБАКТЕРИАЛЬНОЙ ЛАМПЫ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
4	Баранова А. В., Кусайко И. С.	ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДАТЧИКОВ ПОЛОЖЕНИЯ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
5	Бирюков В. В., Вакс В. Л., Малахов В. А., Панин А. Н., Приползин С. И., Раевский А. С., Раевская Ю. В., Щербаков В.В.	ВАРИАНТЫ СОЗДАНИЯ БЕСПРОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА	Нижегородский Государственный Технический Университет им. Р.Е. Алексеева; Институт физики микроструктур РАН
6	Есипенко В. И., Богомолова В.В.	ИМПУЛЬСНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ БАТТЕРВОРТА	Нижегородский Государственный Технический Университет им. Р.Е. Алексеева
7	Зельманов С. С.	О РОЛИ МНОГОКРАТНОЙ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ	Нижегородский государственный технический университет им. Р.А.Алексеева, Институт радиоэлектроники и информационных технологий
8	Моисеев С. П.,	ИОН-ФАСТ –	Национальный исследовательский

	Шиндин А. В., Грехнева К. К., Павлова В. А., Тимукин Н. С.	ДИАГНОСТИЧЕСКАЯ ПЛАТФОРМА НИРФИ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ И КАНАЛОВ ДАЛЬНЕГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН	нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского (ННГУ); Научно-исследовательский радиофизический институт (НИРФИ)
9	Пальгуев Д. А., Фитасов Е. С., Саберов А. Г.	УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СЕТЕВОЙ СТРУКТУРЫ	ФГАУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского» (ННГУ им. Н.И. Лобачевского)
10	Пономарев А. В.	ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОМОЩНОГО ШИМ-ИНВЕРТОРА СИСТЕМЫ РЕЗЕРВНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С НИЗКИМ УРОВНЕМ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ВЫХОДЕ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
11	Сухоребров В. Г., Минаев П. А.,	РАЗРАБОТКА МНОГОПОЛОСНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ	Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева (НГТУ)
12	Тишкин А. В.	БЛОК ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
13	Туляков Ю. М.	СОПОСТАВИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МУЛЬТИПЛИКАТИВНОЙ ПОМЕХИ И НАДЁЖНОСТИ СВЯЗИ В ПОДВИЖНОЙ НАЗЕМНОЙ РАДИОСВЯЗИ	Волго-Вятский филиал Московского технического университета связи и информатики; Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева
14	Шошин Г. М.	ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДАВЛЕНИЯ В ТРУБОПРОВОДЕ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
15	Щекин Р. Ю.	ПРОЕКТИРОВАНИЕ БЫТОВОГО ДОЗИМЕТРА С ЛОГИРОВАНИЕМ ДАННЫХ	Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУ им. Р. Е. Алексеева
16	Якименко К. А., Ромашов В. В., Докторов А. Н.	АЛГОРИТМ МИНИМИЗАЦИИ ФАЗОВЫХ ШУМОВ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Секция 1.
Микроэлектроника
и компоненты на её основе

РАЗРАБОТКА ПРОТОТИПА ВЕДОМОГО УСТРОЙСТВА ETHERCAT НА БАЗЕ ПЛИС

инж. Батюта М.Р., инж. Кордюков Р.А., доц. Тупиков П.А.
Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Аннотация

Рассмотрены вопросы разработки прототипа ведомого устройства EtherCAT на базе ПЛИС. Предложена спецификация проектируемого устройства, рассмотрены этапы разработки и представлены результаты.

Введение

К сетям, используемым в современной промышленной автоматизации, часто предъявляются требования систем реального времени, касающиеся ограничения длительности транзакции передачи данных, как между соседними узлами, так и в пределах всей сети. Одним из самых высокопроизводительных протоколов реального времени, используемых в промышленной автоматизации, является EtherCAT.

Высокая производительность EtherCAT достигается за счет эффективного использования шины. В протоколах, которые подразумевают передачу данных каждому устройству сети отдельными Ethernet-пакетами, коэффициент использования шины (доля полезных данных) имеет низкое значение, поскольку в системах промышленной автоматизации обычно приходится производить частые обращения к множеству устройств.

Протокол EtherCAT построен на принципе опроса ведущим устройством (Master) сети всех ведомых устройств (Slave) одним пакетом. При этом ведомые устройства EtherCAT осуществляют обработку такого пакета налету (без буферизации) [1, 2].

Каждое ведомое устройство поддерживает от двух до четырех портов, обеспечивающих взаимодействие по сети Ethernet. Один из возможных вариантов топологии сети EtherCAT представлен на рисунке 1.

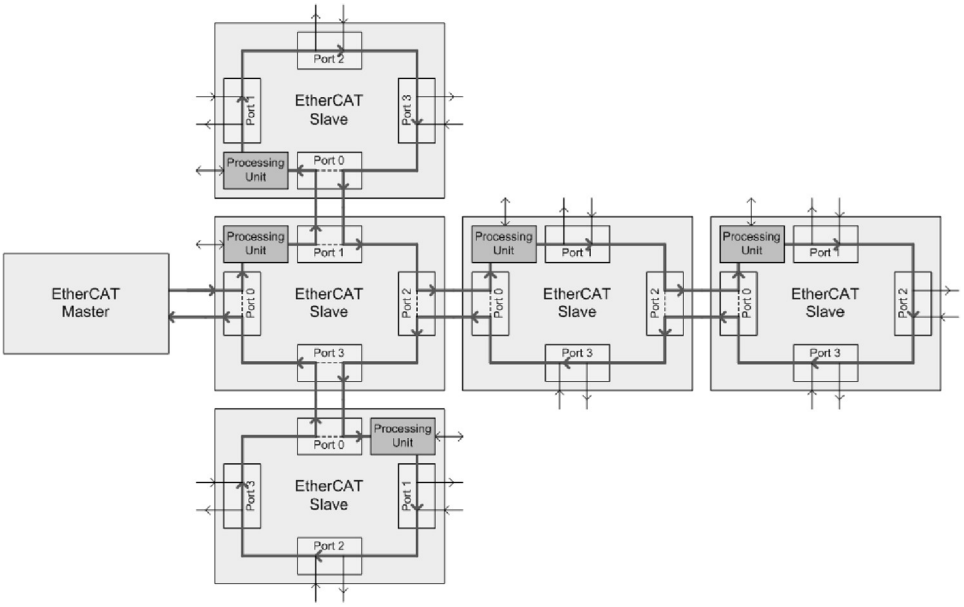


Рисунок 1 – Вариант топологии сети EtherCAT

Данные с одного из таких портов поступают на специальный блок обработки, реализующий логику EtherCAT. Данные с выхода блока обработки поступают на следующий порт устройства. Если на таком порту отсутствует соединение, то данные передаются в следующий порт. В противном случае, данные поступают на выход EtherCAT устройства. Таким образом, каждый пакет от ведущего устройства проходит блоки обработки всех устройств сети EtherCAT. Посредством блока обработки происходит взаимодействие EtherCAT master с внешним устройством, подключенным к EtherCAT slave по внешнему интерфейсу (PDI).

Постановка задачи

В настоящий момент представляет интерес задача реализация высокоскоростного (до 1000 Мбит/с) ведомого устройства EtherCAT на кристалле.

Актуальность задачи обусловлена отсутствием аналогов разрабатываемого устройства в ассортименте отечественной электронной промышленности. Среди зарубежных аналогов большинство ведомых устройств EtherCAT поддерживают технологию передачи Ethernet пакетов со скоростью до 100 Мбит/с.

Решение данной задачи предполагает проведения обязательного этапа прототипирования разрабатываемого устройства на базе ПЛИС с целью получения верифицированного RTL-описания для его дальнейшей реализации на кристалле.

Разработка

EtherCAT представляет собой открытую технологию, разработанную компанией BECKHOFF. Доступ к стандарту протокола и всей необходимой документации предоставляется всем членам EtherCAT Technology Group. Членство может получить бесплатно любая организация.

На основании изученной документации [1, 2, 3] было проведено уточнение требований к проектируемому устройству. Результирующий перечень требований приведен в таблице 1.

Таблица 1 – Перечень требований к проектируемому устройству

Уровень EtherCAT протокола	Application layer (EtherCAT slave) Разработка физического уровня не производится, для его организации должны использоваться готовые решения, поддерживающие физический уровень Ethernet
Количество портов	2
Интерфейс портов	GMII 1000 Мбит/с
Внешний цифровой интерфейс (PDI)	Digital I/O 32 bit: 16 bit input, 16 bit output
Поддерживаемые виды адресации	Топологическая, физическая, логическая
Количество FMMU	4
Количество Sync Manager	4
Загрузка начальной конфигурации	EEPROM с интерфейсом I2C, до 400 кБит/с

Перечень требований, приведенный в таблице 1, не является окончательным и может уточняться в процессе разработки. Для удовлетворения меняющимся требованиям, была принята итеративная парадигма разработки, схема которой приведена на рисунке 2.

Рисунок 2 – Парадигма разработки

Выбор аппаратной платформы

Вопрос выбора аппаратной платформы предполагает решение двух задач: выбора контроллера физического уровня Ethernet и выбора конкретной модели ПЛИС и платы на ее основе, на которой будет реализован прототип разрабатываемого устройства.

В качестве контроллера физического уровня был выбран чип Realtek RTL8211EG и плата AC701 на его основе по причине ее доступности и низкой стоимости.

Отладочная плата с ПЛИС выбиралась исходя из соображений ее совместимости с выбранным контроллером физического уровня, возможности подключения двух таких контроллеров и компромисса между стоимостью ПЛИС и объемом ее ресурсов. С одной стороны, разрабатываемое устройство осуществляет только передачу данных и обработку без использования ресурсоемких вычислений, с другой стороны выбранная модель ПЛИС должна обладать достаточным количеством ресурсов для обеспечения возможностей аппаратной отладки (например, использования внутрисхемного отладчика).

С учетом вышесказанного для реализации рассматриваемого устройства была выбрана плата Terasic Cyclone V GX Starter Kit на основе ПЛИС среднего уровня 5CGXFC5C6F27C7 семейства Cyclone V GX.

Результаты разработки

Функциональная схема разработанного ведомого устройства EtherCAT представлена на рисунке 3.

Рассматриваемое устройство подключается к другим устройствам сети EtherCAT посредством двух контроллеров физического уровня.

Модуль Port service объединяет в себе несколько функций, среди которых:

– прием пакетов Ethernet с контроллеров физического уровня по интерфейсу GMII;

– синхронизация частот входных/выходных интерфейсов с базовой частотой обработки ПЛИС;

– мультиплексирование портов;
– подсчет и проверка контрольной суммы принимаемого пакета на лету (без буферизации пакета).

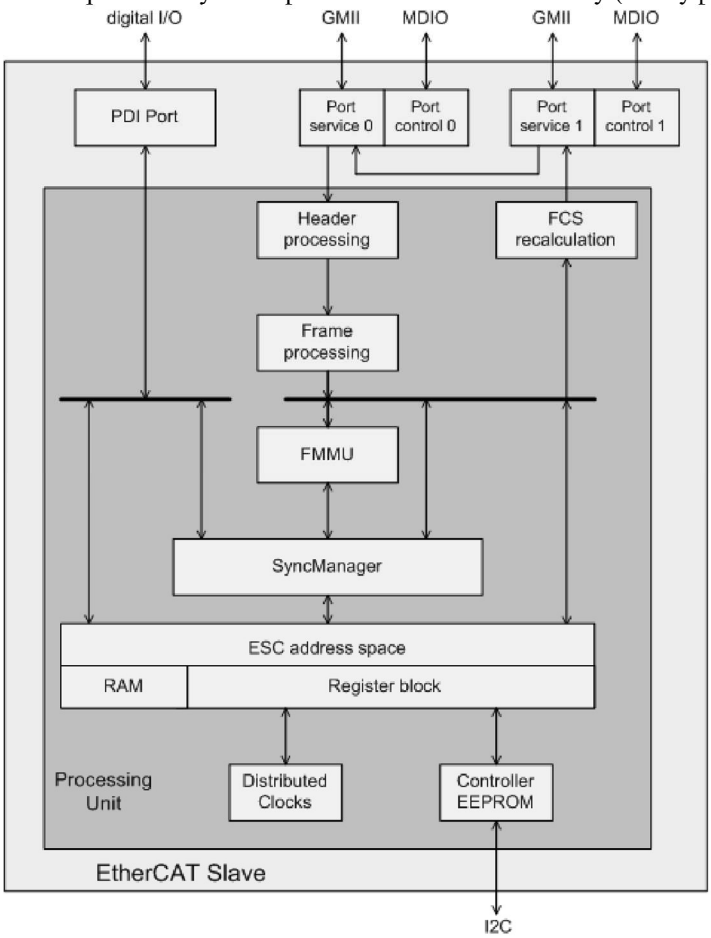


Рисунок 3 – Функциональная схема разработанного ведомого устройства EtherCAT

Синхронизация частот интерфейсов производится благодаря модулям буферов типа FIFO, имеющих индивидуальные порты на чтение и запись, тактируемые отдельными сигналами синхронизации. Модуль мультиплексирования портов реализует одну из основных функций EtherCAT slave устройства – возможность автоматического перенаправления данных с входа порта на его выход при отсутствии соединения на этом порте. Подсчет и проверка контрольной суммы Ehternet пакета без буферизации является одним из критериев выполнения требования системы реального времени.

Модуль Port control осуществляет доступ по интерфейсу MDIO к регистрам контроллера физического уровня. Модуль PDI Port формирует команды чтения/записи данных с PDI (Digital I/O) для блока управления (Processing Unit) и сигналы подтверждения чтения/записи для внешнего устройства.

Модуль Processing Unit осуществляет обработку данных от устройств сети EtherCAT и внешнего устройства. В первом случае данные поступают с блока Port service того порта, который принимает Ehternet пакеты ведущего устройства сети. После прохождения блока обработки эти данные поступают в другой порт EtherCAT устройства. Во втором случае данные от внешнего устройства передаются в блок PDI Port.

Модуль Header processing производит проверку части пакета, относящейся к Ehternet протоколу и идентификацию данных, принадлежащих протоколу EhterCAT. Модуль Frame processing производит разбор EhterCAT датаграмм и формирует запросы на их основе для последующих блоков обработки.

FMMU (Fieldbus Memory Management Units) осуществляет преобразование логического адреса, указанного в датаграмме (при логическом типе адресации), в физический адрес EtherCAT устройства. Модуль Sync Manager отвечает за согласование доступа к адресному пространству EhterCAT Slave как со стороны ведущего устройства сети, так и со стороны внешнего устройства.

Адресное пространство EhterCAT устройства (ESC address space) разделено на блок регистров (Register block) размером 4 Кбайта (0x0000-0x0fff) и общую память (RAM) размером 16 байт для обмена данными между внешним устройством и мастером.

Модуль Controller EEPROM осуществляет доступ по интерфейсу I2C к памяти EEPROM ESC, хранящую конфигурацию EhterCAT устройства.

Модуль Distributed Clocks участвует в процессе синхронизации сети EhterCAT. Осуществляет установку временных меток на основе локальных часов. Временные метки от всех EhterCAT Slave сети позволяют ведущему устройству рассчитать задержку распространения между устройствами сети EhterCAT. Модуль FCS recalculation осуществляет вычисление контрольной суммы Ethernet кадра, изменившегося в результате обработки.

Объем ресурсов ПЛИС, затраченных на реализацию вышеописанного функционала, приведен в таблице 2.

Таблица 2 – затраченные ресурсы ПЛИС

Количество выводов	123 (34%)
Логическая емкость (LUT)	3012 (10%)
Количество используемых регистров	4260
Ресурсы блочной памяти, бит	496 (<1%)
Количество DSP блоков	0
Количество PLL	1

Верификация

Процесс верификации включает в себя этап функциональной верификации и этап верификации на аппаратном уровне. Процесс функциональной верификации представляет собой подготовку набора тестовых данных и разработку тестового окружения для проведения проверки функционального модуля.

Верификация на аппаратном уровне включает в себя автономную проверку с использованием формирователя тестовых EtherCAT пакетов, реализованного внутри ПЛИС, и внешнюю – в составе простейшей EtherCAT сети Master – Slave. В случае внешней проверки в качестве EtherCAT master устройства использовался персональный компьютер с программным обеспечением BECKHOFF TwinCAT, представляющим из себя эталонную реализацию EtherCAT master.

В ходе верификации было получено подтверждение корректности функционирования разработанных модулей и работоспособности разрабатываемого устройства.

Вывод

Разработанные функциональные блоки, RTL описание контроллера EtherCAT и прототип на ПЛИС в ходе тестов показали соответствие требованиям, достаточную производительность и надёжность, на основе чего принято решение о разработке на их основе топологии интегральной схемы. Топология планируется к разработке на базе техпроцесса 130 нм фабрики Микрон. Изготовление планируется в рамках MPW проекта Минобрнауки РФ.

Возможно усовершенствование или изменение прототипа slave устройства, и разработка новых версий интегральной схемы по следующим направлениям:

- совместимость с существующими на рынке EtherCAT slave устройствами, ограниченными стандартом 100BASE-TX, с помощью добавления функции адаптивной установки скорости работы;
- изменение внешнего цифрового интерфейса в соответствии с запросом заказчика (например, на интерфейс SPI).

Литература

1 EtherCAT Slave Controller: Hardware Data Sheet / Beckhoff . ET1100.Version 1.8

2 EtherCAT and EtherCAT P Slave Implementation Guide / EtherCAT Technology Group. ETG.2200. V3.1.0.

3 EtherCAT Specification – Part 4: Data Link Layer protocols specification / EtherCAT Technology Group. ETG.1000.4 S (R) V1.0.4

DEVELOPMENT OF THE ETHERCAT SLAVE DEVICE FPGA-BASED PROTOTYPE

engr. Batyuta M.R., engr. Kordyukov R.A., Assoc. Prof. Tupikov P.A.

Nizhny Novgorod State Technical University named after. R.E. Alekseeva (NSTU)

Abstract

A prototype implementation of EtherCAT Slave device based on FPGA is presented. The specification of developed device is proposed, the development stages are considered and results are presented.

ПРИМЕНЕНИЕ ПАК САПР В ПРОЦЕССЕ ПОДГОТОВКИ ВЫСОКОКВАЛИФИЦИРОВАННЫХ КАДРОВ ДЛЯ ПРЕДПРИЯТИЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

к.т.н, доц., Зольников К.В.[1], к.ф.м, Ягодкин А.С.[2], к.т.н., Шеховцов Д. В.[3]

1. АО «НИИЭТ», 394033, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 5

2. ВГЛТУ имени Г.Ф. Морозова, 394036, г. Воронеж, ул. Тимирязева, д.8

3. АО "ОПК" - управляющей организации АО "РОСЭЛЕКТРОНИКА", 121357, г. Москва, ул. Верейская д. 29, к. 141

Аннотация:

В условиях быстро меняющегося содержания знаний, постоянного его наращивания всевозрастающими темпами, изменений потребностей в конкретном виде знания очень остро встает вопрос профессиональной подготовки кадров. Решать поставленную задачу предполагается совместными усилиями вуза и предприятий партнеров. Для подготовки высококвалифицированных кадров используется программно-аппаратный комплекс системы автоматизированного проектирования российского разработчика. В качестве преподавателей с необходимыми компетенциями выступают сотрудники предприятия партнера.

Ключевые слова: ПАК САПР, микроэлектроника, макетная плата, Altium Designer.

В связи со значительными изменениями в жизни общества проблема профессиональной подготовки приобретает особое значение, а в результате этих изменений преобразуются содержание и методы деятельности педагога. Особенностью подготовки квалифицированного специалиста является необходимость достижения не только стандартизированных образовательных результатов, но и творческих личностных успехов. Обучение специалиста основывается на теоретических знаниях, полученных на лекционных парах, и знаниях, приобретенных на практических занятиях. На этих занятиях будущий специалист получает навыки работы с ПО и закрепляет знания, полученные в теоретическом блоке. Важно, что бы практический материал был актуален, а программное обеспечение современно. Обучение техническим специальностям невозможно без актуального и доступного программного обеспечения и квалифицированного профессорского преподавательского состава (ППС).

Факультет компьютерных наук и технологий (ФКНиТ) в ВГЛТУ имени Г.Ф. Морозова реализует несколько направлений подготовки среднего профессионального образования и высшего образования включающего в себя бакалавриат и магистратуру. Программа бакалавриата 09.03.02 – «Информационные системы и технологии» разделена на профили – технология проектирования информационных систем, информационные системы и технологии в микроэлектроники. Последний профиль наиболее требователен к специализированному ПО. Из учебного плана становится ясно, что без систем автоматизированного проектирования (САПР) подготовить специалиста в области микроэлектроники не представляется возможным. Вторая проблема заключается в актуальности знаний, полученных студентом во время занятий. Для того чтобы выпускник был востребован на рынке труда во время обучения необходимо давать знания максимально приближенные к практике. Следовательно, для успешной подготовки специалистов по профилям необходимо решить две задачи:

1. Обеспечить учебный процесс современным ПО;
2. Найти высококвалифицированные кадры для ВУЗа.

Для реализации компетенций, которыми студент должен обладать после обучения необходимо выбрать соответствующее ПО. На факультете для обучения используются программные продукты фирмы Cadence, Altium, Mentor и другие. Цена на них достаточна велика и большая часть не доступна для продажи. Так же в настоящее время на российском рынке отсутствуют студенческие версии этих программных продуктов, что существенно экономило бюджет вуза. Стоит отметить, что и техническая поддержка большинства продуктов прекращена на территории РФ.

В качестве альтернативы для обучения на факультете внедряется программно-аппаратный комплекс систем автоматизированного проектирования (ПАК САПР). Этот продукт представлен набором систем автоматизированного проектирования, программ моделировании, математических

пакетов и т.д.. Он используется для решения разного рода научно-технических задач. В таблице 1 приведен список и программного обеспечения, используемого на ФКНиТ.

Таблица 1. Список используемого ПО

№	Название	Описание
1	Siemens Simcenter FloEFD 2205.0.0 for Solid Edge	Пакет Simcenter FloEFD для CFD-моделирования применяется на ранних стадиях процесса проектирования
2	КОМПАС-Эксперт для КОМПАС-3D v21	КОМПАС-Эксперт проверяет модели, чертежи и спецификации, оформленные в КОМПАС-3D, давая конструктору возможность исправить их до того, как документация попадет в производство.
3	PTC MathCAD Prime 8.0	Система автоматизированного проектирования, работа которой основывается на использовании компьютерной алгебры
4	Micro-CAP	SPICE-подобная программа для аналогового и цифрового моделирования электрических и электронных цепей с интегрированным визуальным редактором
5	Keysight PathWave Advanced Design System (ADS) 2023	Позволяет исследовать взаимодействие ВЧ и СВЧ компонентов и схем, в том числе монолитных интегральных схем (ИС), модулей и печатных плат, а также выполнять совместную разработку ИС, корпусов и плат. Учитывая влияние компонентов на печатной плате.
6	Altium Designer 23	Комплексная система автоматизированного проектирования радиоэлектронных средств, разработанная австралийской компанией Altium.
7	Synopsys Sentaurus TCAD	Technology Computer-Aided Design (TCAD) refers to the use of computer simulations to develop and optimize semiconductor process technologies and devices.
8	MathWorks Matlab/Simulink R2022b	Графическая среда программирования на основе MATLAB для моделирования, симуляции и анализа многодоменных динамических систем.
9	Cadence Apllications Servers	В составе: Virtuoso, Spectre, PVS (DRC, LVS), Genus, Conformal Low Power, Modus ATPG (DFT Option), Innovus, Quantus, Liberate, XCELIUM

Доступ к ПАК САПР осуществляется с удаленного компьютера через веб интерфейс. Это снимает проблему построения высокотехнологичных учебных мест в университете. Сложные вычисления выполняются удаленно на сервере.

Перед началом занятий каждому студенту выдается логин и пароль для доступа к продукту. В рабочей среде создаётся проект, куда можно добавлять пользователей и виртуальная машина с набором необходимого ПО, используемого в рамках изучаемого предмета. Важно отметить опцию просмотра маршрута проектирования. В зависимости от выбранного маршрута система предлагает различное ПО. Так как система работает удаленно студент может выполнять лабораторные самостоятельно из дома, уделяя больше времени освоению предмета. Преподаватель выступает в качестве администратора и может удаленно осуществлять контроль за выполнением задания и корректировать работу.

Во время работы с использованием ПАК САПР был разработан помехоподавляющий фильтр (рисунок 1), который используется в студенческом научном проекте.

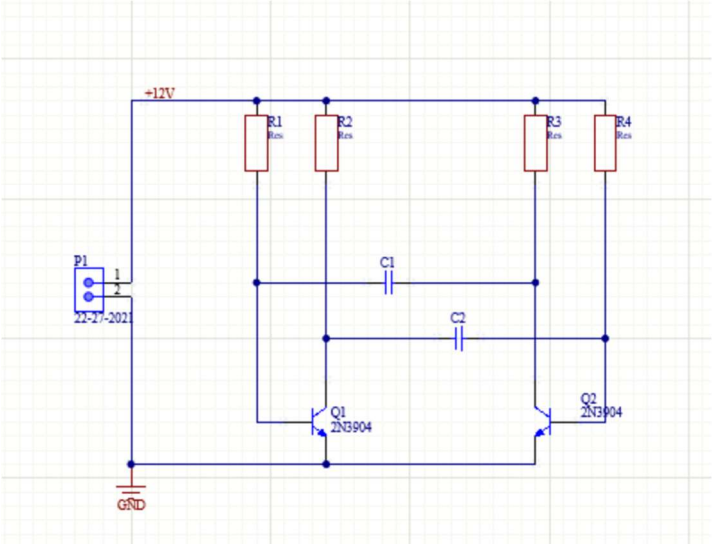


Рисунок 1. Схема помехоподавляющего фильтра

Используя Altium Designer 23 на основе схемы фильтра была разработана печатная плата и выбраны соответсвенные элементы из библиотеки компонентов.

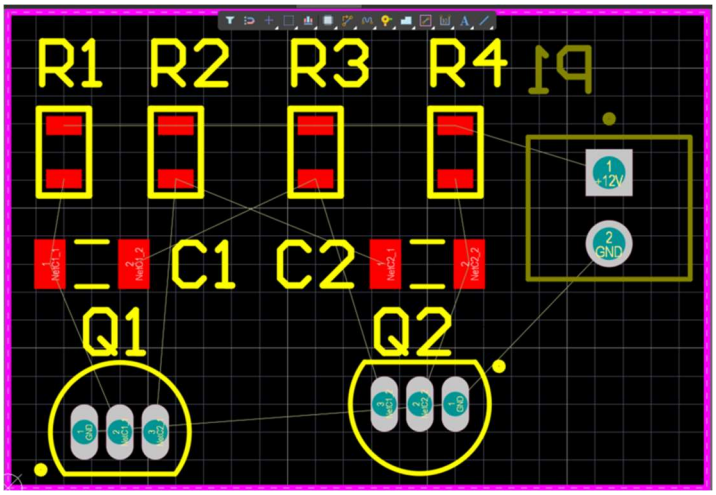


Рисунок 2. Посадочные места на печатной плате для элементов разрабатываемого фильтра

Полученный результат реализован и используется для выполнения студенческой НИР.

Применение ПАК САПР в учебном процессе позволяет:

- Работать с актуальными версиями ПО;
- Пользоваться технической поддержкой для устраняя неполадок;
- Осуществлять контроль работы студента;
- Выполнять лабораторные и практические работы удаленно.

Перейдем к решению второй задачи, которая заключается в поиске высококвалифицированного ППС. Высшее учебное заведение в любое время играет роль координационного центра, генератора новых идей, передатчика знаний и профессиональной ориентации молодежи. На первый план выходит квалификация преподавателя, которые способен внедрять новые методы обучения и владеть актуальными для отрасли знаниями. Для решения задачи в 2021 году была создана базовая кафедра технического и программного обеспечения вычислительных и информационных систем. Базовая кафедра — это структурная единица вуза, которая создана в партнерстве с Научно-исследовательским институтом электронной техники (НИИЭТ). Разработка программы обучения происходит совместно: к преподаванию привлекаются представители компании, активно идут стажировки студентов, в итоге получается успешная работа на два фронта.

Студены университета попадают на предприятие со второго курса обучения, имея базовые представления по выбранной специальности. Процесс учебы делится на занятия в вузе и практику с лекциями в компании. Благодаря тому что в процесс обучения вовлечены специалисты предприятия, знания получаемы студентом максимально актуальны и погружают будущих специалистов в рабочую среду. Для НИИЭТ это позволяет решить проблему подготовки кадров, повысить репутацию в научных кругах, развивать скиллы сотрудников. Для вуза это возможность использовать дополнительные высокотехнологичные помещения предприятия для обучения и обновление ППС за счет задействованных сотрудников, в процессе обучения.

В заключении важно отметить, что образовательная система постоянно расширяет свое содержание и структуру. Формирование профессиональных знаний и умений невозможно без высококвалифицированного профессорско-преподавательского состава, современных методов обучения и передового ПО.

Литература

1. Негадаев, В. А. Силовая электроника: учебное пособие // Кемерово: КузГТУ имени Т.Ф. Горбачева, 2020
2. Тиняев В.А., Эль-Хажж Х.М. Анализ эффективности методов снижения энергопотребления цифровых СБИС // Нано- и микросистемная техника. 2020. Т. 22. № 1. С. 39-45.
3. Аверьянов П.Ф., Чиж А.Г. Вузовская школа – генератор идей в период реформирования образования // Современные проблемы науки и образования. – 2022. – № 6-1. ;
4. Рынок 3D интегральных схем по применению [Электронный ресурс] / https://www.zionmarketresearch.com/report/3d-ic-market. Дата доступа: 10.10.2021.
5. Макаренко Ф.В., Ягодкин А.С., Зольников К.В., Денисова О.А., Полуэктов А.В. Обзор логических базисов и микросхем при построении комбинационного устройства с учетом надежности// Моделирование систем и процессов. – 2022. – Т. 15, № 1. – С. 115-124.

APPLICATION OF THE CAD PACKAGE IN

IN THE PROCESS OF TRAINING HIGHLY QUALIFIED PERSONNEL FOR MICROELECTRONICS ENTERPRISES

Zolnikov K.V.[1], Yagodkin A.S.[2], Shekhovtsov D. V.[3]

1. NIIET, 394033, Voronezh, Stary Bolshevikov str., 5

2. VGLTU named after G.F. Morozov, 394036, Voronezh, Timiryazev str., 8

3. ROSELEKTRONIKA, 121357, Moscow, ul. Vereyskaya d. 29, K. 141

Annotation:

In the context of the rapidly changing content of knowledge, its constant increase at an ever-increasing pace, changes in the needs for a specific type of knowledge, the issue of professional training of personnel is very acute. The task is supposed to be solved by joint efforts of the university and partner enterprises. For the training of highly qualified personnel, the software and hardware complex of the computer-aided design system of the Russian developer is used. Employees of the partner company act as teachers with the necessary competencies.

Keywords: CAD, Microelectronics, Breadboard, Altium Designer, Filter.

РАДИОПРИЕМНИК НА ДОСТУПНЫХ МИКРОСХЕМАХ

студ. Зыкин А.А.

Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования НГТУ им. Р.Е. Алексеева (АПИ НГТУ)

Рассмотрено проектирование радиоприемника, предназначенного для использования в качестве системы сигнализации или же в бытовых устройствах типа "Радионяня". Основой этого устройства является специализированная микросхема TDA7000, поэтому все операции настройки частоты и громкости осуществляются с помощью потенциометров, что позволяет провести настройку на любой микрофон совместимого рабочего диапазона. Приведены структурная и электрическая принципиальная схемы радиоприемника. В целях миниатюризации устройства было решено использовать поверхностно монтируемую элементную базу. Было проведено моделирование электрической схемы устройства в программе Altium Designer. Приведены модель входных цепей радиоприемника и пример ее работы. Результаты моделирования показали корректность работы схем смоделированных каскдов.

Настоящая работа посвящена проектированию радиоприемника на микросхеме TDA7000, являющейся недорогой и доступной [1]. Структурная схема радиоприемника приведена на рисунке 1.

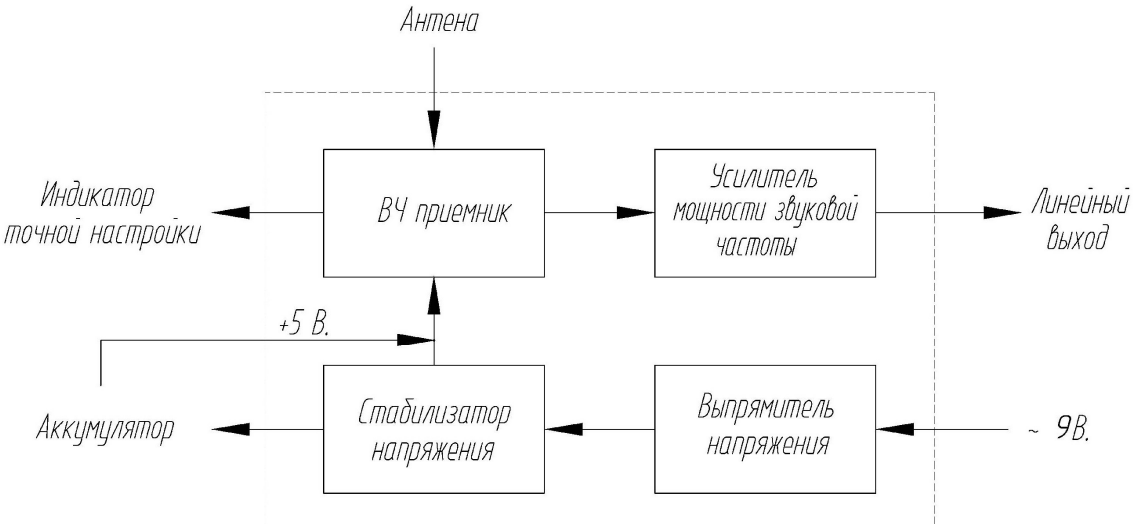


Рисунок 1. – Структурная схема радиоприемника

Проектируемый радиоприемник предназначен для использования в комплекте с радиомикрофоном и может использоваться в качестве системы сигнализации или же в бытовых устройствах типа "Радионяня".

Ближайший аналог проектируемого устройства имеет ряд недостатков. В первую очередь, схема этого приемника построена на микроконтроллере, с помощью которого осуществляется настройка частоты, регулировка громкости. Такое решение усложняет процесс точной настройки на передающую станцию и ограничивает модельный ряд микрофонов, с которыми может взаимодействовать радиоприемник. Во-вторых, применение микроконтроллера усложняет разводку печатной платы радиоприемника и, соответственно требует более точного оборудования при ее изготовлении. В-третьих, для обеспечения работы микроконтроллера необходимо провести операцию программирования.

Этих недостатков лишен проектируемый радиоприемник. Основой этого устройства является специализированная микросхема TDA7000, поэтому все операции настройки частоты и громкости осуществляются с помощью потенциометров, что позволяет провести настройку на любой микрофон совместимого рабочего диапазона.

Целью работы является проектирование конструкции блока радиоприемника, построенного по схеме с супергетеродином и двойным преобразователем частоты. Схема электрическая принципиальная разрабатываемого блока приведена на рисунке 2.

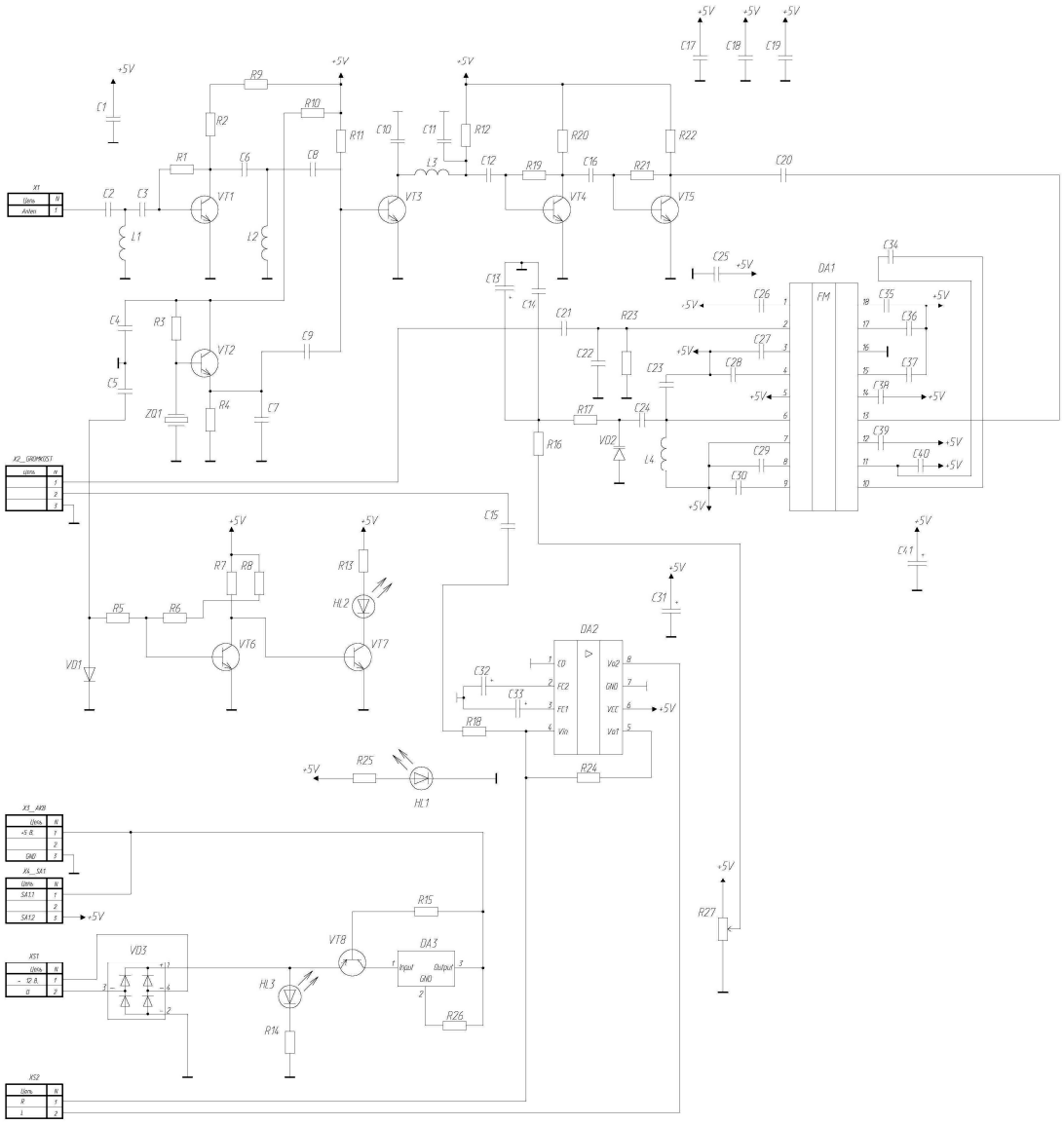


Рисунок 2 – Электрическая принципиальная схема радиоприемника

На транзисторе VT1 собран усилитель высокой частоты, на VT2 - первый гетеродин, а на VT3 - смеситель. Усилитель промежуточной частоты собран на транзисторах VT4, VT5. Остальная часть радиоканала приемника собрана на микросхеме DA1.

При приеме сигнала от антенны частота второго гетеродина, входящего в состав микросхемы, будет равна 10,625 МГц. Между выводами 5 и 6 микросхемы DA1 подключен опорный контур L4C23C24 и емкость варикапа VD2.

Благодаря встроенным в микросхему DA1 автоподстройки частоты, устройству сжатия девиации частоты, на выходе микросхемы получается достаточно качественный и разборчивый сигнал, который снимается на регулятор громкости с вывода 2 микросхемы DA1, пройдя фильтр низких частот C22R23 и разделительный конденсатор C21. Усилитель мощности звуковой частоты собран на микросхеме DA2.

На микросхеме DA3 и транзисторе структуры p-n-p VT8 собран стабилизатор тока схемы заряда аккумулятора. VT8 включен в цепи отрицательной обратной связи и нагружен на светодиод HL3, который светится только при зарядке аккумулятора. На транзисторах структуры n-p-n VT6 и VT7 собрана схема индикации разряда батареи, управляющая светодиодом HL2.

Для приведенной электрической схемы были проведены предварительные конструкторские расчеты, которые показали, что конструкция устройства-прототипа, помимо прочих недостатков, не имеет резервов для миниатюризации конструкции. Поэтому было решено использовать при проектировании поверхностно монтируемую элементную базу, что позволит уменьшить габариты печатной платы

радиоприемного узла. Такое решение призвано оказать решающее влияние на габариты и массу всего изделия в целом [2].

Указанное выше решение приняты исключительно на основании теоретических выкладок и может оказаться ошибочным на практике. Подтвердить правильность принимаемых решений можно путем изготовления опытных образцов или проведением математического моделирования работы схемы с указанными ЭРЭ в одном из пакетов САПР. Второй вариант связан с меньшими затратами, поскольку не требует проведения полной технологической подготовки производства.

Таким образом, для подтверждения правильности принимаемых решений было решено провести моделирование электрической схемы блока радиоприемника. Полученные результаты моделирования должны показать, что электрические параметры схемы остались неизменными.

Для этой цели было принято решение о построении модели электрической схемы радиоприемника в САПР Altium Designer, как наиболее популярной в среде разработчиков радиоэлектроники, несмотря на уход компании-производителя с российского рынка [3].

При составлении модели электрической схемы блока радиоприемника в САПР Altium Designer был сделан ряд допущений, не оказывающих существенного влияния на результат.

В частности, в связи с отсутствием в доступных базах компонентов требуемой микросхемы TDA7000, была проведена замена ее выводов на входные сопротивления или источники питания амплитудой сигнала 5 В и частотой до 20 кГц.

Подстроечный резистор R27, модель которого так же отсутствовала в доступных базах программы, был заменен на аналогичный резистор такого же сопротивления.

На рисунке 3 приведена модель входных цепей радиоприемника, разработанная с учетом принятых ранее решений и допущений. Аналогичным образом были построены модели для других узлов схемы.

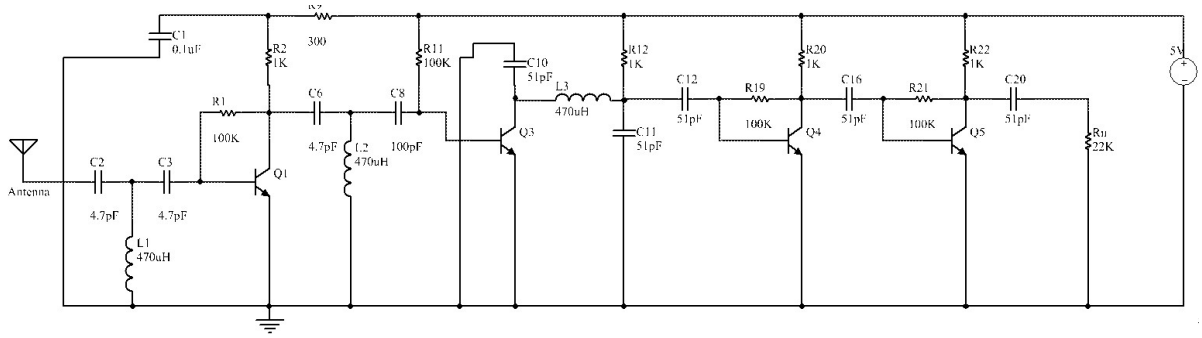


Рисунок 3 – Модель схемы входных цепей радиоприемника

Пример результатов работы модели приведен на рисунке 4. Таким образом были получены значения напряжений и токов в схеме радиоприемника.

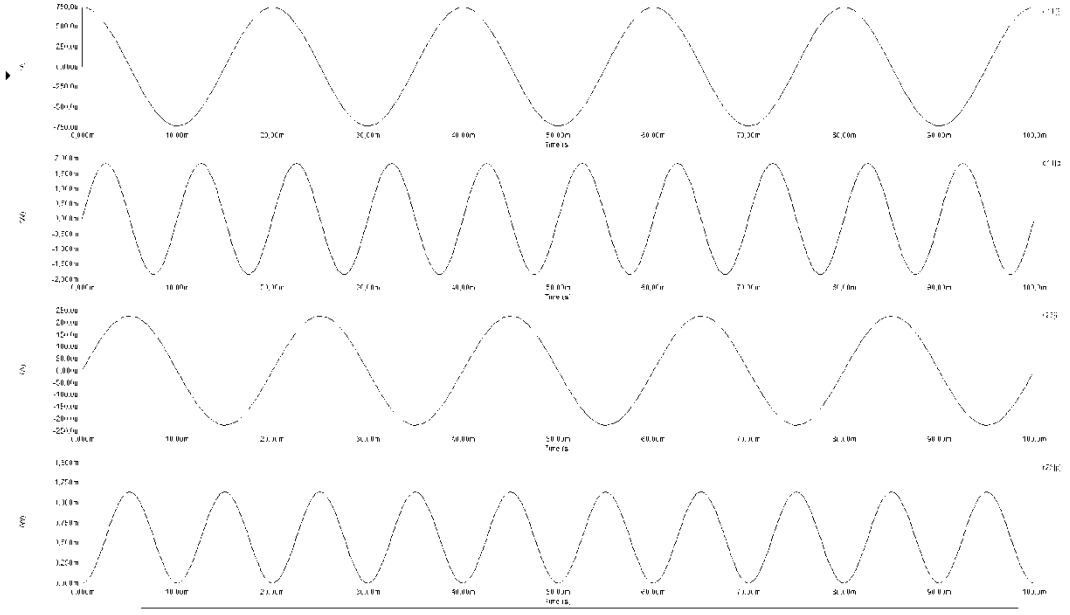


Рисунок 4 - Пример результатов работы модели

Поскольку результаты моделирования в ряде случаев отличались от значений, полученных при предварительном расчете, была проведена оценка погрешности. Полученные результаты показали, что расхождение результатов моделирования с результатами теоретических расчетов не превысила 4,7 %. В то же время, наибольшая погрешность была получена для самых малых значений напряжения.

На основании проведенного моделирования схемы блока радиоприемника можно сделать следующие выводы:

- результаты моделирования и теоретического расчета в целом совпадают;
- разница между теоретическими результатами и значениями, полученными в результате моделирования, находится в пределах статистической погрешности 5% и может считаться не критичной;
- элементы схемы, с учетом замены на поверхностно монтируемые аналоги, подобраны верно.

Основываясь на результатах моделирования, было принято решение о проведении окончательных конструкторских расчетов блока радиоприемника с учетом принятых ранее решений о миниатюризации блока.

Литература

1. Поиск электронных коомпонентов [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://efind.ru/offer/TDA7000 - (Дата обращения 26.08.2023).
2. Проектирование РЭС: Учебное пособие по курсовому и дипломному проектированию / В.Ф.Борисов, А.А.Мухин, М.Ф. Митюшин, А.Н. Шишков, Ю.В.Чайка. - М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2018.- 96 с.: ил.
3. Сайт производителя «Altium» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.altium.com/ru - (Дата обращения 26.08.2023).

This work is devoted to the design of a radio receiver on the TDA7000 chip. The designed radio receiver is intended for use in conjunction with a radio microphone and can be used as an alarm system or in household devices such as "Baby Monitor". The basis of this device is a specialized TDA7000 chip, so all frequency and volume adjustment operations are carried out using potentiometers, which allows adjustment to any microphone of a compatible operating range. The structural and electrical circuit diagrams of the radio receiver are given. Based on the results of preliminary design calculations, it was concluded that the dimensions of the device are significant, and the design option adopted as a basis has no reserves for miniaturization. Therefore, it was decided to use surface-mounted element base and surface-mount technology in general in the design. To confirm the correctness of the decisions made, a simulation of the electrical circuit of the device was carried out in the Altium Designer program. A model of the input circuits of a radio receiver and an example of the model’s operation are given. The simulation results showed that the adopted design decisions are appropriate.

БЛОК УПРАВЛЕНИЯ РЕВЕРСИВНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

студ. Кораблев А.М.

Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования НГТУ им. Р.Е. Алексеева (АПИ НГТУ)

Рассмотрены вопросы проектирования блока управления реверсивным электродвигателем и моделирования его электрической схемы в САПР. Проектируемый прибор служит для управления реверсивным электродвигателем в зависимости от температуры в контролируемом объеме. Блок является универсальным и может быть использован с любым устройством, содержащим реверсивный электродвигатель. Основным достоинством блока управления реверсивным электродвигателем является возможность автоматизации большого числа рутинных функций, которые ранее приходилось выполнять в ручном режиме. Отмечены основные недостатки наиболее близкого аналога, которые делают проектирование блока управления актуальной задачей. Обосновано применение в схеме блока микроконтроллера ATmega8L-8PU. Построена модель электрической принципиальной схемы блока управления. Указаны допущения, которые пришлось сделать при разработке модели. Отмечается, что результаты моделирования не выявили серьезных расхождений с теоретическими выводами.

Проектируемый прибор служит для управления реверсивным электродвигателем и связанным с ним агрегатом в зависимости от температуры и влажности в контролируемом объеме воздуха. Для этой цели к информационным входам блока подключаются датчики температуры и влажности. В зависимости от соотношения их показаний с заданными значениями устройство формирует управляющие сигналы для запуска электродвигателя в прямом или реверсивном режиме. Устройство также предусматривает управление термонагревателями, входящими в состав системы.

Разрабатываемое устройство должно повысить удобство пользования системой терморегуляции, выполняя автоматически многие операции, которыми ранее приходилось управлять вручную. Устройство может быть использовано и в других устройствах, содержащими управляемый реверсивный электродвигатель, для чего потребуется заменить датчики на необходимые в выполняемых этими устройствами функциях.

Структурная схема блока управления приведена на рисунке 1.

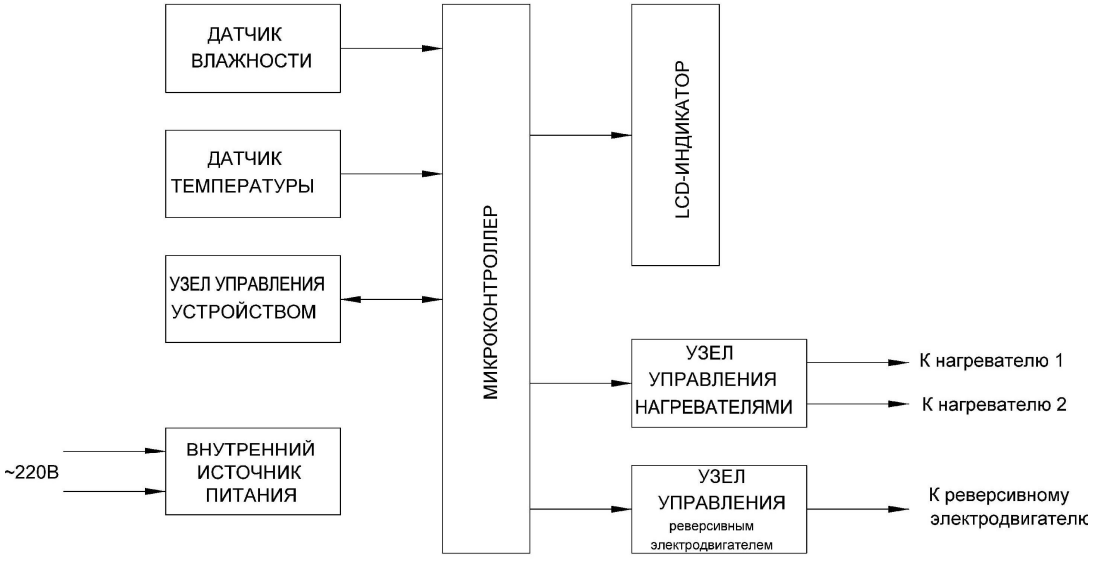


Рисунок 1. – Структурная схема блока управления реверсивным электродвигателем

При анализе ближайшего серийно выпускаемого аналога разрабатываемого устройства был выявлен ряд недостатков, как то: отсутствие автоматизации некоторых операций (подстройка аналогового терморегулятора, корректировка управления двигателем для обеспечения равномерного прогрева контролируемого объема воздуха, контроль времени работы установки); в комплект поставки не входит

точный термометр, необходимый для установления внутри контролируемого объема требуемой температуры.

Недостатком существующей схемы также является ее построение на жесткой логике, что не позволяет автоматизировать указанные действия. Кроме того, наличие в схеме устройства большого количества логических микросхем приводит к увеличению габаритов и массы блока управления.

Основной задачей, решаемой в работе, является проектирование конструкции блока управления реверсивным электродвигателем на основе микроконтроллера с возможностью автоматизации основных функций. Полученная в результате электрическая принципиальная схема разработанного блока приведена на рисунке 2.

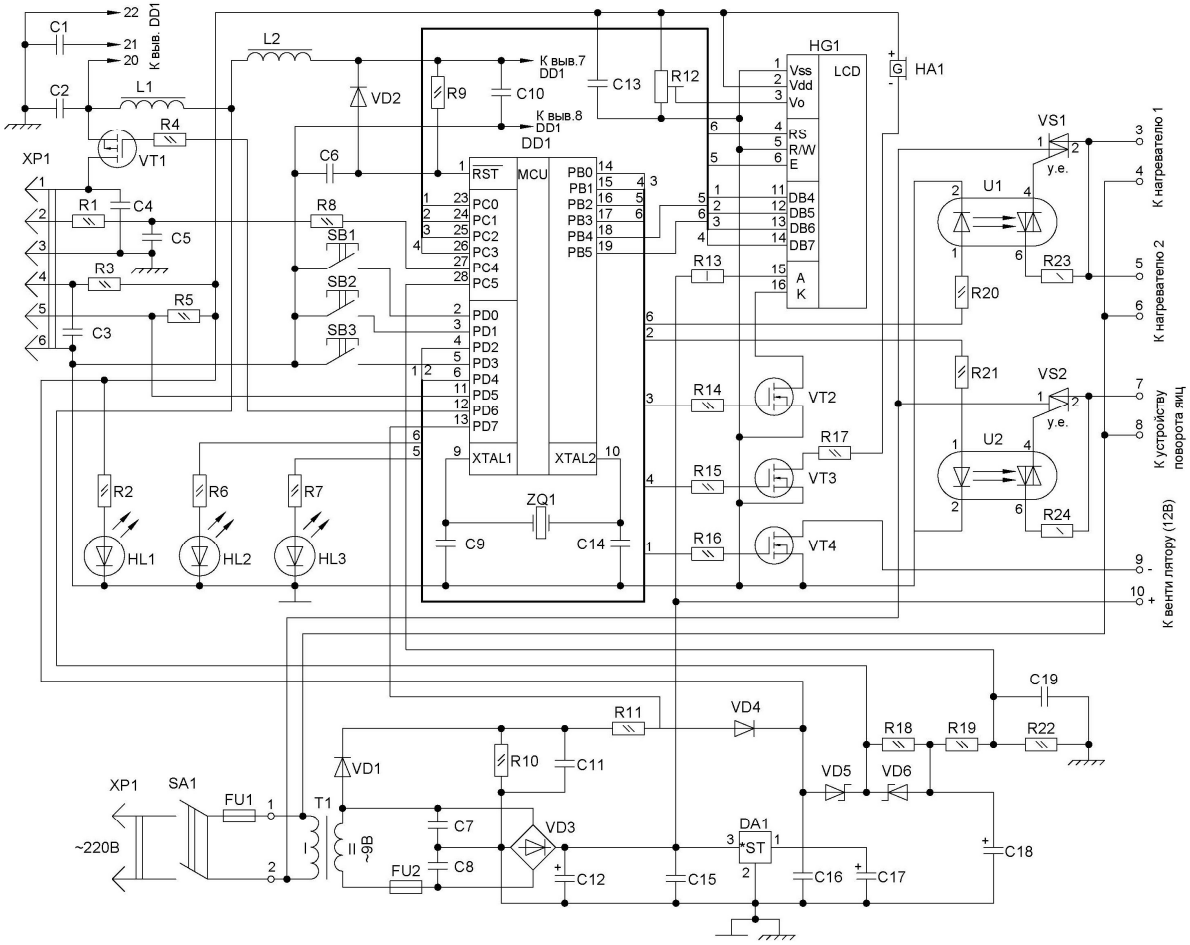


Рисунок 2 – Электрическая принципиальная схема блока управления

Источником тактового сигнала для микроконтроллера DD1 служит встроенный RC-генератор частотой 1 МГц. Для точного отсчёта интервалов времени использован таймер-счётчик 2 микроконтроллера, работающий в асинхронном режиме с внешним часовым кварцевым резонатором ZQ1.

Датчики влажности и температуры подключены к разъёму XP1. Датчик DS18B20 (BK1) измеряет температуру в интервале от -10 до +85 °C с дискретностью 0,0625 °C при погрешности не хуже ±0,5 °C. Его информационная линия соединена с микроконтроллером (его выводом PD5) согласно интерфейсу 1-wire, реализованному программно. Резистор R5 поддерживает на этой линии высокий логический уровень, а резистор R3 ограничивает ток в случае замыкания в цепи питания датчика.

С целью реализации указанной электрической схемы на практике были проведены предварительные конструкторские расчеты, в частности, габаритов и массы печатного узла, а так же расчет надежности. Полученные в результате данные показали, что в целях уменьшения габаритов устройства и повышения надежности необходимо вносить изменения не только в схему, но и в конструкцию блока управления. Было принято решение использовать современную элементную базу, обладающую большей надежностью и меньшими массогабаритными параметрами [1]. В частности, устройстве применен быстродействующий AVR-микроконтроллер ATmega8L-8PU, имеющий RISC архитектуру. Его выбор

обусловлен тем, что восьмиразрядные микроконтроллеры серии ATmega8 обеспечивают оптимальное соотношение цена/производительность. Микроконтроллер включен по типовой схеме [2].

Для проверки работоспособности схемы было принято решение провести моделирование схемы в одном из наиболее популярных пакетов САПР Altium Designer [3].

Для проведения моделирования схемы была разработана модель на основе элементов, доступных в базах программы. В результате для разработки модели электрической схемы блока управления реверсивным двигателем в САПР Altium Designer пришлось сделать ряд допущений и замен, не оказывающих существенного влияния на результат моделирования.

В частности, в связи с отсутствием в доступных базах компонентов требуемого трансформатора T1, он был заменен на источник переменного напряжения 9 В, частотой 50 Гц.

Индикатор, HG1, модель которого так же отсутствовала в доступных базах программы, был заменен на соединитель с возможностью контроля напряжения на выводах.

В связи с большим объемом схемы, было принято решение разбить ее на отдельные функциональные узлы и провести моделирование для каждого из них.

Для примера на рисунке 3 приведена модель узла питания, разработанная с учетом принятых ранее решений и допущений. Аналогичным образом были построены модели для других узлов схемы.

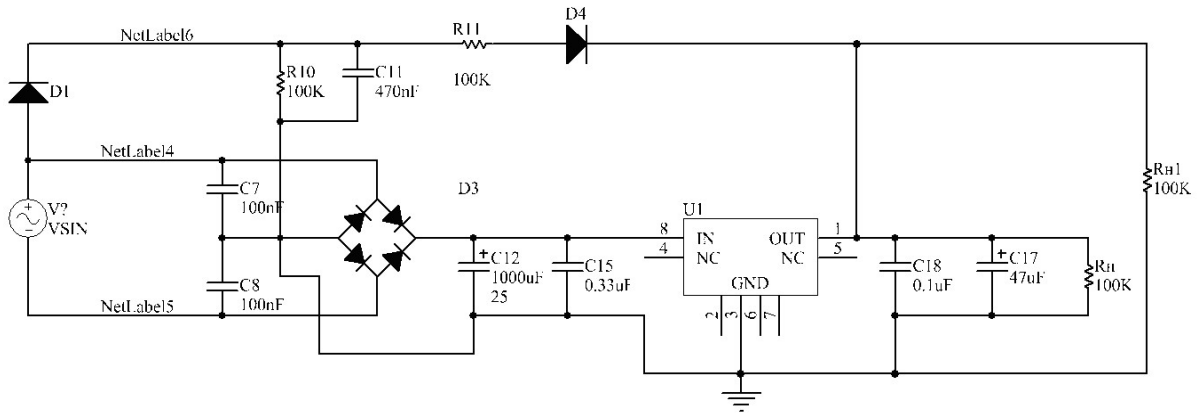


Рисунок 3 - Модель схемы узла питания

Результаты моделирования были получены в виде графиков для контрольных точек схемы, как это показано на рисунке 4.

Полученные результаты показали, что расхождение результатов моделирования с результатами теоретических расчетов не превысило 3,3 %. Наибольшее отклонения от расчетного значения связано с тем, что при расчете не учитывался потенциал логического нуля на выводах микроконтроллера DD1. Поскольку полученное в результате моделирования схемы значение напряжения отличается, как правило, в меньшую сторону, можно считать, что такое отклонение не критично, поскольку реальный режим работы радиоэлементов будет легче, чем расчетный.

На основании проведенного моделирования схемы блока управления шаговым электродвигателем можно сделать следующие выводы:

- результаты моделирования и теоретического расчета совпадают;
- полученная максимальная погрешность определения параметров электрического режима элементов не превышает статистической погрешности и может считаться незначительной;
- элементы схемы, с учетом внесенных изменений, подобраны верно.

Опираясь на результаты моделирования, было принято решение о проведении окончательного конструкторского расчета блока управления реверсивным электродвигателем, начиная с конструкции печатного узла.

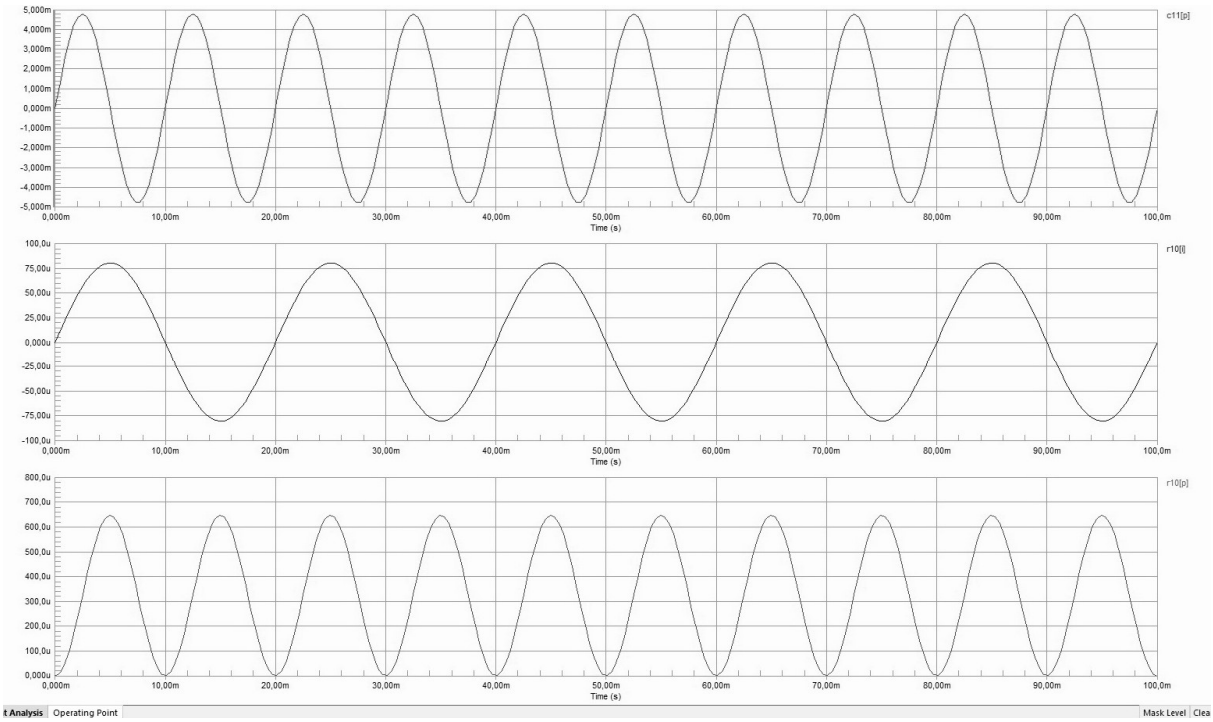


Рисунок 4 - Пример результатов работы модели

Литература

4. Проектирование РЭС: Учебное пособие по курсовому и дипломному проектированию / В.Ф.Борисов, А.А.Мухин, М.Ф. Митюшин, А.Н. Шишков, Ю.В.Чайка. - М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2018.- 96 с.: ил.

5. Сайт производителя «ATMEL» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.microchip.com/en-us/search?searchQuery=ATmega8L&category=ALL&fq=start%3D0%26rows%3D10 - (Дата обращения 20.09.2023).

6. Сайт производителя «Altium» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.altium.com/ru - (Дата обращения 20.09.2023).

This article discusses the issues of designing a control unit for a reversible electric motor and modeling its electrical circuit in CAD. The designed device is used to control a reversible electric motor depending on the temperature in the controlled volume. The block is universal and can be used with any device containing a reversible electric motor. The main advantage of control unit ща the reversible electric motoris the ability to automate a large number of routine functions that previously had to be performed manually. Based on the analysis of the scope of application, it was noted that there are industrially produced analogues of this block. The main disadvantages of the closest analogue are noted, which make the design of a control unit an urgent task. The use of the ATmega8L-8PU microcontroller unit with a set of standard peripheral elements in the circuit diagram is justified. Attention is paid to constructing a model of the electrical circuit of the control unit. The assumptions that had to be made when developing the model are indicated. It is noted that the modeling results did not reveal serious discrepancies with theoretical conclusions.

ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ РЕЗИСТОРОВ ЭЛЕКТРОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ТОЧНОСТЬ АКСЕЛЕРОМЕТРА

Магистрант Лачугин Д.Ф.

Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетногообразовательного учреждения высшего образования «Нижегородский государственныйтехнический университетим. Р.Е. Алексеева»

Аннотация. В статье проведено теоретическое обоснование влияния стабильности напылённых резисторов на стабильность передаточной характеристики датчика линейных ускорений, проведено исследование передаточной характеристики канала акселерометра с магнитоэлектрической обратной связью.

Ключевые слова:стабильность, резистор, акселерометр, передаточная функция, постоянная времени.

Акселерометр, как и любой современный датчик первичной информации, является сложной электромеханической системой с замкнутым контуром преобразования. Точность таких систем определяется суммарной погрешностью всех ее узлов. Долгое время решая вопросы повышения точности модернизации подвергались только сенсоры (чувствительные элементы) непосредственно воспринимающие физическую величину.

Развитие концепции построения современных датчиков в сочетании с новыми технологическими возможностями позволяет произвести повышение точности акселерометра за счет модернизации электронного преобразователя.

Электронный преобразователь акселерометра с магнитоэлектрической обратной связь можно представить в виде функциональной схемы (рисунок 1).

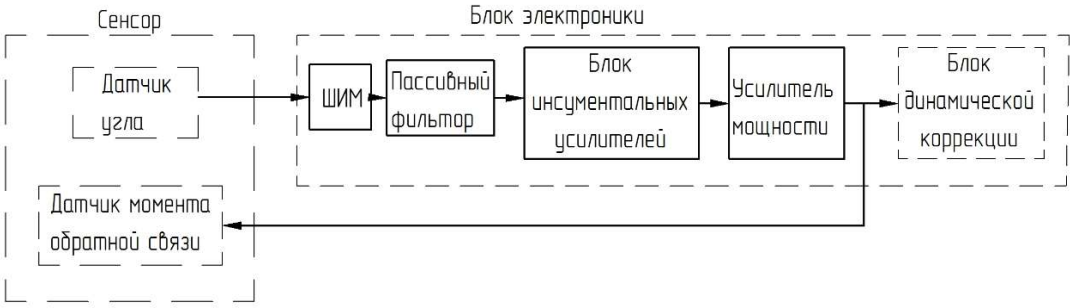


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя

Она состоит и з следующих узлов: широтно-импульсный модулятор (ШИМ), пассивный фильтр нижних частот, группа инструментальных усилителей, усилитель мощности, датчик момента обратной связи, вторичный источник питания, блок динамической коррекции.

Электрическая схема показана на рисунке 2.

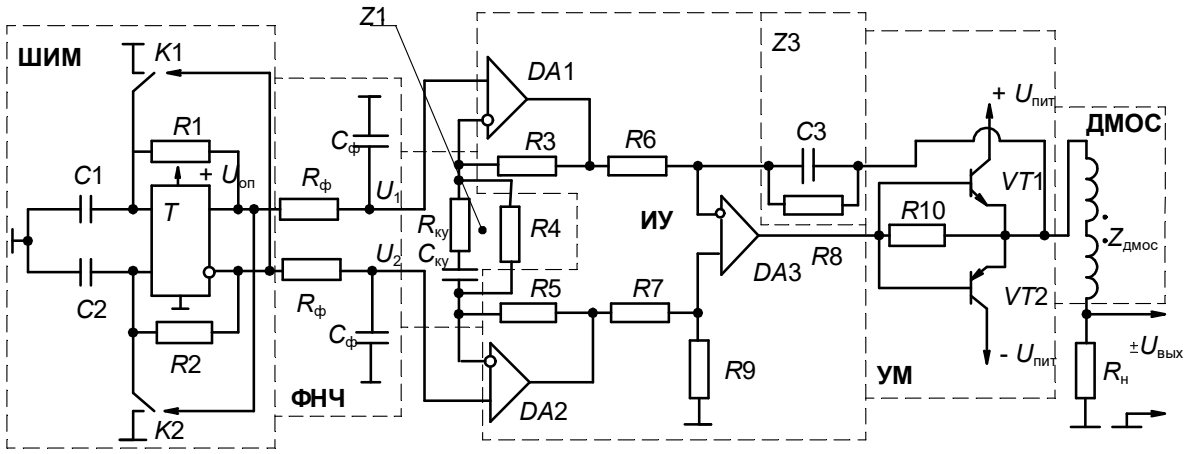


Рис. 2. Электрическая схема преобразователя

В прототипе описанный функционал реализован на базоматричном кристалле, который установлен на подложку из поликора. Такая компоновка позволяет повысить технологичность и себестоимость

электронного модуля, но при исследованиях акселерометра с данным преобразователем выявлена избыточная погрешность измерения линейного ускорения.

От образца к образцу погрешность составляет порядка 0,2 *mg*. Такую стабильную погрешность вызывает только электронный преобразователь. Погрешность нулевого сигнала обусловлено

- возбуждением во внутренних каскадах микросхемы в пределах температурных циклов вследствие невозможности динамической коррекции внутренних каскадов из-за их монокристального исполнения;
- малой амплитудой выходного напряжения опроса емкостей датчика перемещения.

Описанные недостатки не позволяют использовать данный конструктив при разработке перспективных датчиков. Схемотехника позволяет обеспечить более высокую стабильность нулевого сигнала, но схемотехническая реализация на базоматричном кристалле накладывает существенные ограничения.

Новый электронный преобразователь (рисунок 3) выполнен полностью по ГИС-технологии. На диэлектрической подложке из поликора сформированы пленочные пассивные элементы (резисторы) и проводящий слой, на поверхности устанавливаются навесные активные и пассивные компоненты: конденсаторы, операционные усилители, транзисторы, стабилитрон и элементы логики.

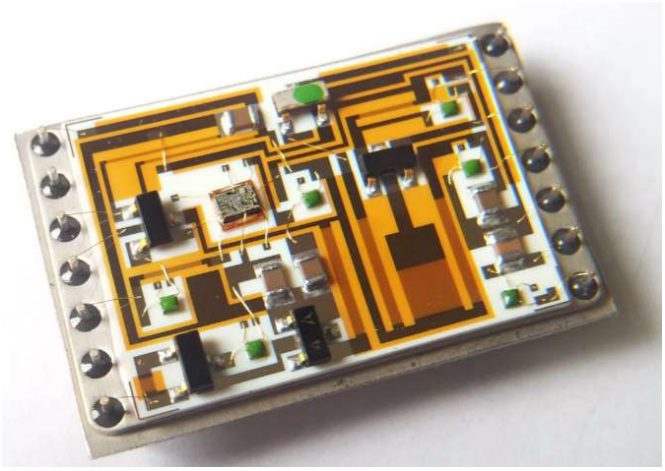


Рис. 3. Электронный преобразователь по ГИС-технологии

Широтно-импульсивный модулятор измерительной схемы ШИМ на *RS*-триггере *T* и двух КМОП-ключах *K1*, *K2*, управляемых триггером и поочередно разряжающих измерительные емкости *C1*, *C2* на общую шину “0”. ШИМ, представляющий собой генератор прямоугольных импульсов ГПИ с парафазным выходом, “опрашивает” измерительные емкости ЧЭ и выдает по двум каналам прямоугольные импульсы одинаковой частоты $f_{\text{шим}} \approx 500$ кГц , но разной длительности, прямо пропорциональной этим емкостям. Таким образом, меняется скважность импульсов.

Пассивные низкочастотные *RC*-фильтры ФНЧ ($R_{\text{ф}}, C_{\text{ф}}$), преобразующие прямоугольные импульсы на выходах ШИМ в постоянное напряжение прямо пропорционально длительности импульса.

Двухтактный усилитель мощности УМ *VT*1 (*n*-*p*-*n*) и *VT*2 (*p*-*n*-*p*), охваченный локальной отрицательной обратной связью оконечного ОУ *D*A3 для повышения устойчивости, необходим для выдачи в цепь ДМОС большого тока для компенсации ГООС инерционного момента маятника ЧЭ при действии измеряемого ускорения, поскольку максимальный выходной ток *D*A3 недостаточен для запитывания им катушек ГООС.

Полная математическая модель акселерометра имеет вид, показанный на рисунке 4.

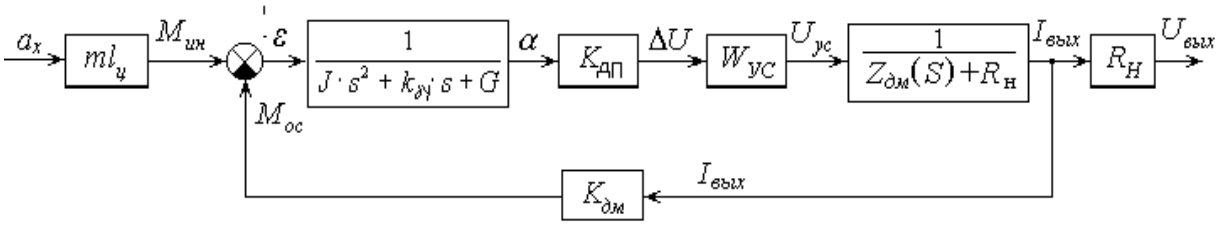


Рис. 4. Математическая модель акселерометра

На рисунке 4 введены следующие обозначения:

a_X– действующее ускорение,м/с^2; $M_{\text{ин}}, M_{\text{ос}}$ – момент инерции и компенсационный момент,Н · м;ε – рассогласование;α– угол отклонения маятника, рад;ΔU– напряжение, снимаемое с датчика перемещения, В;$U_{\text{УС}}$– выходное напряжение усилителя, В;$I_{\text{вых}}$– ток, подаваемый в катушки датчика момента, А;$U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение для акселерометра, В; $l_{\text{Ц}}$– плечо маятника, М; J – момент инерции, Н · м ; $K_{\text{ДУ}}$– коэффициент демпфирования;$G_{\text{У}}$– жесткость подвеса, Н/м;$W_{\text{УС}}$ – передаточная функция усилителя;$R_{\text{Н}}$ – сопротивление нагрузки, Ом;$Z_{\text{ДМ}}$– комплексное сопротивление катушек датчика момента, Ом.

Полную передаточную функцию можно найти по следующей формуле

$$W_{\text{ПР.Ц.}}(S) = \frac{K_{\text{ДП}} W_{\text{УС}}(S)}{(JS^2 + K_{\text{ДУ}}S + G_{\text{У}}) \cdot (Z_{\text{ДМ}}(S) + R_{\text{Н}})},$$

т.к. $K_{\text{ДП}} W_{\text{УС}}(S) = W_{\text{УП}}(S)$, а $Z_{\text{ДМ}}(S) = R_{\text{ДМ}} + L_{\text{ДМ}}S$, где $L_{\text{ДМ}}S$– пренебрежительно мало, то перепишемобщую передаточную функцию ДЛУ

$$W_{\text{ДЛУ}}(S) = \frac{\frac{ml_{\text{ЦМ}} W_{\text{УП}}(S) R_{\text{Н}}}{(JS^2 + K_{\text{ДУ}}S + G_{\text{У}}) \cdot (R_{\text{ДМ}} + R_{\text{Н}})}}{\frac{W_{\text{УП}}(S) K_{\text{ДМ}}}{(JS^2 + K_{\text{ДУ}}S + G_{\text{У}}) \cdot (R_{\text{ДМ}} + R_{\text{Н}})}} = \frac{ml_{\text{ЦМ}} W_{\text{УП}}(S) R_{\text{Н}}}{(JS^2 + K_{\text{ДУ}}S + G_{\text{У}}) \cdot (R_{\text{ДМ}} + R_{\text{Н}}) + W_{\text{УП}}(S) K_{\text{ДМ}}} =$$

$$= \frac{ml_{\text{ЦМ}} \frac{k_2}{T_2 S + 1} \cdot \left(k_1 \cdot \frac{\tau_1 S + 1}{\tau_2 S + 1} + 1\right) \cdot \frac{1}{T_{\Phi} S + 1} \cdot \frac{U_{\text{ОП}}}{d_0} \cdot R_{\text{Н}}}{(JS^2 + K_{\text{ДУ}}S + G_{\text{У}}) \cdot (R_{\text{ДМ}} + R_{\text{Н}}) + \frac{k_2}{T_2 S + 1} \cdot \left(k_1 \cdot \frac{\tau_1 S + 1}{\tau_2 S + 1} + 1\right) \cdot \frac{1}{T_{\Phi} S + 1} \cdot \frac{U_{\text{ОП}}}{d_0} K_{\text{ДМ}}}.$$

где$m = 5{,}3 \cdot 10^{-4}$кг (фактическая масса подвижного узла);

$l = 4{,}73 \cdot 10^{-3}$м (плечо приложения инерциальной силы на маятник),

$k_1 = 6{,}5$ – зависит от сопротивления напыленных резисторов;

$k_2 = 1$ – зависит от сопротивления напыленных резисторов;

$\tau_1 = 9{,}9 \cdot 10^{-5}$ с – зависит от сопротивления напыленных резисторов;

$\tau_2 = 3{,}3 \cdot 10^{-5}$ с – зависит от сопротивления напыленных резисторов;

$T_2 = 1{,}8 \cdot 10^{-6}$ с – зависит от сопротивления напыленных резисторов;

$T_{\Phi} = 7{,}5 \cdot 10^{-6}$ с – зависит от сопротивления напыленных резисторов;

$U_{\text{ОП}} = 6{,}4$ В; $d_0 = 8 \cdot 10^{-6}$м; $J = 1{,}53 \cdot 10^{-8}$кг · м^2; $K_{\text{ДУ}} = 5{,}07 \cdot 10^{-3}$ м/с;$G_{\text{У}} = 3{,}76 \cdot 10^{-4}$ Н · м/рад ;

$R_{\text{ДМ}} = 162$ Ом; $R_{\text{Н}} = 2688$ Ом;$K_{\text{ДМ}} = 2 \cdot B_{\text{р}} \cdot l_{\text{ПР}} \cdot l_{\text{ОС}} = 0{,}0197$.

С учетом анализа передаточной функции можно сделать вывод, о непосредственном влиянии стабильности напиленных резисторов на характеристики акселерометра. Это обусловлено зависимостью постоянных времени передаточной функции от сопротивления резисторов.

Изменение сопротивления напыленных резисторов может носить случайный и систематический характер. Систематическая составляющая погрешности при алгоритмической обработке сигнала может быть минимизирована. С точки зрения цели магистерской диссертации интерес представляет минимизация случайной составляющей изменения сопротивления тонкопленочных резисторов.В метрологической терминологии данный параметр называется стабильностью и оценивается анализом гистерезисной петли при циклическом воздействие.

Литература

1. Воеводин В. В. Вычислительная математика и структура алгоритмов / М.: Изд-во МГУ, 2006. – 112 с.
2. Гусев Ю. П. Электрофизические процессы в аккумуляторахэлектростанций при коротких замыканиях / Ю. П. Гусев, А. М. Поляков. //Известия РАН. Энергетика. – 2001. – №4. – С. 99–105.
3. Хендерсон П. Функциональное программирование: Применение и реализация. / М.: Мир, 1983. – 349 с.
4. Антонов Л. Е. Электромагнитные помехи в сети оперативного постоянного тока. Влияние аккумуляторной батареи / Л. Е. Антонов, А. А.Ворошилов, П. А. Смирнов // Новости ЭлектроТехники. – 2015. – № 2. – С. 1–15.

МОДЕРНИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО РАСХОДОМЕРА

маг. Линюшин А.А.
Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева»

Россия, Нижегородская обл., г. Арзамас;

Аннотация. В статье указан основной недостаток электромагнитного расходомера предложен вариант модернизации электрической части расходомера, для чего введена дополнительная пара катушек и организован дополнительный тракт преобразования сигнала.

Ключевые слова: электромагнитный расходомер, погрешность, модуль индикации

Электромагнитный расходомер - это устройство, которое преобразует объемный расход в сигнал в виде переменного тока. Электрический сигнал может быть преобразован в цифровой сигнал. Крутизна преобразования электромагнитного расходомера напрямую зависит от электропроводности измеряемой жидкости. [1]

Общим недостатком большинства расходомеров является зависимость их показаний от плотности среды. Это существенно снижает область их использования. [2] Этого недостатка лишен электромагнитный расходомер. Он предназначен для измерения расхода жидких сред. В измеряемой жидкости могут присутствовать небольшие механические частицы и плотность ее не влияет на точность измерения. Ограничением здесь служит наличие в жидкости проводящих частиц и полная заполняемость трубопровода.

Цель работы: повышение точности путем измерения электропроводности измеряемой жидкости.

Конструкция модернизированного расходомера (рисунок 1) отличается от прототипа наличием дополнительной пары катушек и электродов. Рассмотрим принцип действия данного расходомера. Прибор состоит из керамического корпуса 11, измерительная часть трубы 16 выполнена из немагнитного материала, измерительный участок трубопровода крепится к основному корпусу через фланцы 7 и цилиндрические кольца 14. Эти кольца выполнены из проводящего материала и обеспечивают электрическую связь протекающей жидкости и корпуса. Герметизация данной конструкции обеспечивается за счет дополнительных фторопластовых прокладок 8. Они стягиваются винтами 17 между фланцами. Между измерительной частью трубопровода и прижимными кольцами устанавливается резиновая прокладка 9. С корпусом 11 соединяется стойка 4, в которой размещен блок электроники 2.

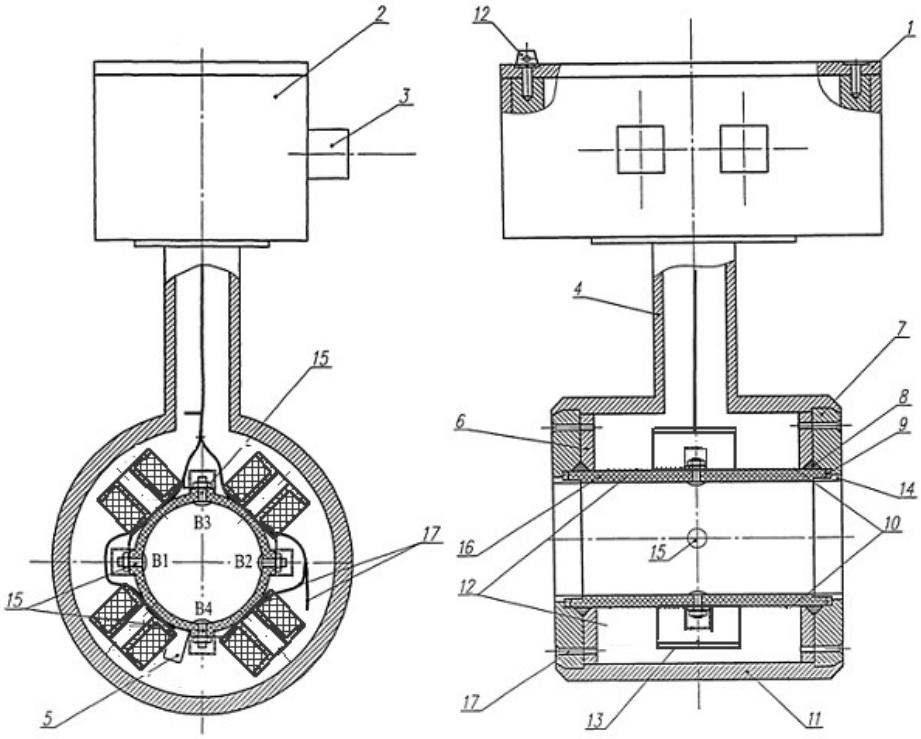


Рисунок 1 – Конструкция электромагнитного расходомера с 4 катушками

С внешней стороны измерительного участка трубы 16 размещена магнитная система. В поперечном сечении трубы размещены две пары катушек 10. Перпендикулярно направлению движения жидкости расположены четыре электрода, которые образуют две пары. Одна пара электродов предназначена для измерения расхода среды. Другие два электрода служат для измерения электрической проводимости жидкости, сигнал с них используется для повышения точности расходомера при изменении физико-химических свойств жидкости. Для повышения точности вокруг электродов расположен экран, который снижает воздействие внешнего магнитного поля на измерительный тракт. В измерительную часть трубопровода установлен датчик для измерения магнитного поля внутри измерительного участка. Провода собраны в жгут и распаяны в блоке электроники.

На концах электродов 15 установлены защитные колпачки 13. Они выполнены из немагнитного материала - латуни. Катушки также экранированы немагнитный фольгой. Оба этих экрана заземлены. Коммутация электромагнитного расходомера с измерительным узлом производится посредством кабеля, который подключается к разъему 3. Разъем размещен на электронном блоке, блок электроники герметично закрывается кожухом 1. Винт 12 используется для пломбировки изделия.

Принципиальная схема блока электроники электромагнитного расходомера показана на рисунке 2.

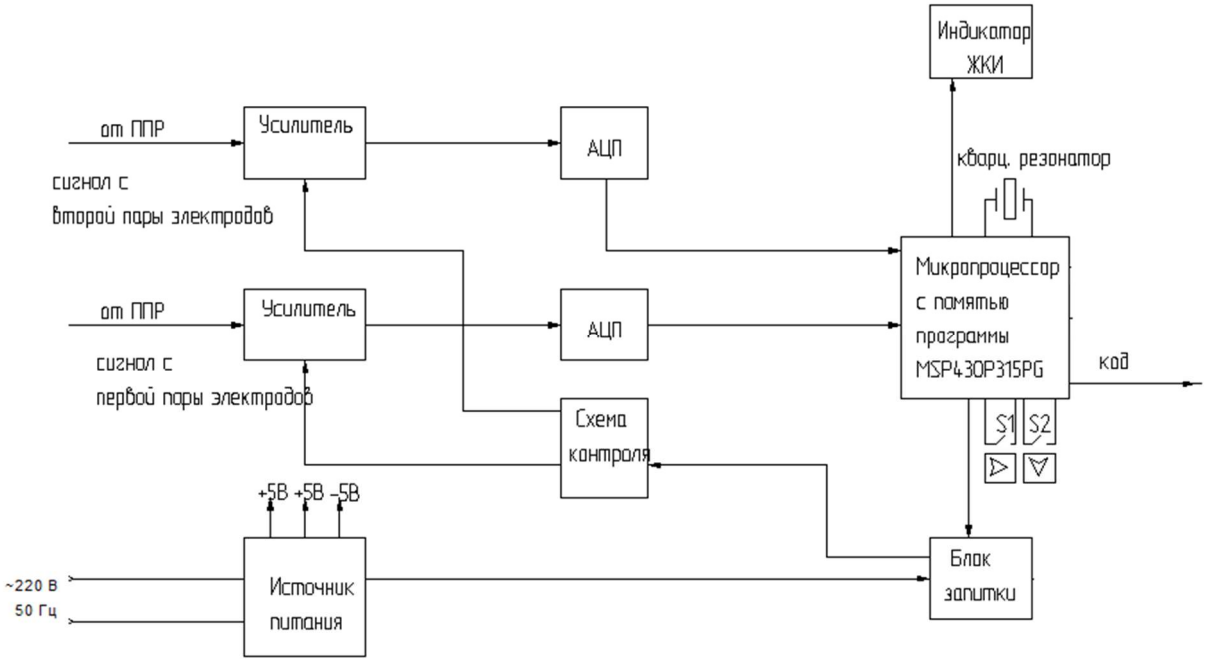


Рисунок 2 – Функциональная схема блока электроники электромагнитного расходомера.

Прибор работает следующим образом: с блока электроники подается напряжение на катушки 10, которые создают магнитное поле в измерительной части трубы. При протекании проводящей жидкости через магнитное поле наводится ЭДС. Напряжение снимается посредством пары электродов 15, которые расположены перпендикулярно направлению движения жидкости и магнитного поля. Величина наведенного напряжения на электродах прямо пропорциональна скорости движения жидкости. Если считать, что поперечное сечение измерительной части трубопровода неизменно, то ЭДС пропорциональна объемному расходу.

При протекании жидкости может изменяться ее электрическая проводимость, это будет воспринято измерительным контуром как изменение расхода. Тем самым, погрешность измерения резко возрастает, эта пара электродов расположена со смещением 90° относительно первой пары. Поэтому во втором канале вторая пара преобразования и предназначена для измерения проводимости. Этот сигнал проходит в измерительный тракт и при помощи микроконтроллера учитывается при расчете расхода. В измерительный трубопровод установлен датчик Холла 5, он служит для измерения уровня магнитного поля, а его сигнал в цепи обратной связи для катушек возбуждения. Он позволяет стабилизировать магнитное поле внутри трубопровода.

Перечень параметров, которые могут выводиться на индикатор расходомера, приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Параметры, выводимые на экран расходомера

Обозначение	Наименование параметра	Ед. изм.
Целая часть	Дроб. часть	
Q	Средний объемный расход	$м^3$/ч л/мин
V	Суммарный объем (нарастающим итогом)	$м^3$ л
V+	Объем прямого потока (нарастающим итогом)	$м^3$ л
V-	Объем обратного потока (нарастающим итогом)	$м^3$ л
T	Время наработки (нарастающим итогом)	Час:мин Час

Значение расхода при обратном направлении потока, а также отрицательные значения суммарного объема и объема обратного потока индицируются со знаком минус. Суммарный объем определяется как сумма объемов, накопленных при прямом (положительном) и обратном (отрицательном) направлениях потока, с учетом знака направления потока. После переполнения счетчика накопления соответствующего объема, индикация продолжается с нулевого значения.

Расходомер оснащен 7-сегментным 8-разрядным с десятичной точкой жидкокристаллическим индикатором (ЖКИ), имеющим две строки (рисунок 4):

· строку буквенно-цифровой информации;

· строку индикации специального символа – маркера.

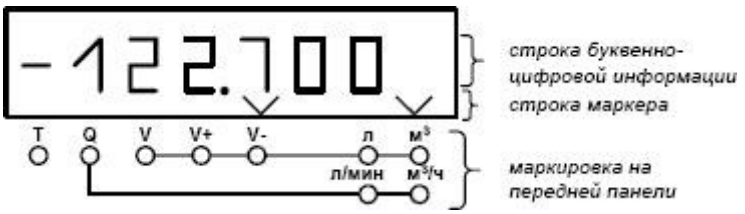


Рисунок 4 – Информация, выводимая на жидкокристаллический индикатор

Маркеры в виде символа V указывают на обозначение индицируемого параметра, а также на обозначения единиц измерения расхода и объема (при их индикации). Обозначения параметров и единиц измерения нанесены на переднюю панель прибора под ЖКИ. [3]

Период индикации (время индикации одного параметра) может устанавливаться в пределах от 1 до 100 с. Наличие нештатной ситуации в режиме работы трубопровода или неисправности прибора будет индицироваться в виде символа Н, периодически появляющегося на соответствующем знакоместе ЖКИ.

В процессе анализа прототипа расходомера было установлено, что основная погрешность измерения данного прибора связана с изменением электрической проводимости измеряемой жидкости. Так как обычно электрическая проводимость жидкости не нормируется, то ее параметры могут значительно меняться в процессе измерения. Для повышения точности измерения в стандартную систему возбуждения и съема сигнала была включена дополнительная пара катушек и электродов. Измерение проводимости осуществляется путем подачи на вторую пару электродов высокостабильного напряжения, при этом выходной величиной является электрический ток, проходящий через жидкость. Измерение тока проводится в магнитном поле второй пары катушек, которое перпендикулярно по направлению и равно по модулю магнитному полю первой пары катушек.

Литература

1. . Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества веществ: Справочник: Кн. 2 / 5-е изд., перераб. и доп. - СПб.: Политехника, 2004.

2. Кремлевский П.П. Расходомеры. - М.-Л.: Машгиз, 1964. -656

3. Логинов Н. И., Электромагнитные преобразователи расхода жидких металлов, М.: Энергоиздат, 1981.

4. . Монахов В. И. Измерение расхода и количества жидкости, газа и пара. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962.

MODERNIZATION OF THE ELECTROMAGNETIC FLOW METER

Linyushin A.A.

Arzamas Polytechnic Institute (branch) of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev"

Undergraduate

Russia, Nizhny Novgorod region, Arzamas;

Annotation. The article considers the main disadvantages of existing flowmeters, suggests the option of upgrading the electrical part of the flowmeter in terms of introducing an additional pair of coils and organizing an additional signal conversion path.

Keywords: electromagnetic flow meter, error, display module

СХЕМНЫЕ МОДЕЛИ SMD-КОМПОНЕНТОВ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

к.т.н. Малышев И.Н. [1], к.т.н. Белков И.Г. [1], к.т.н. Лупанова Е.А. [2], доц. Петров В.В. [2]

[1]АО «НПО «ЭРКОН»

[2]Нижегородский государственный технический университет имени Р.Е. Алексеева (НГТУ)

Аннотация: В докладе рассмотрены вопросы построения схемных моделей SMD-компонентов для систем автоматизированного проектирования интегральных микроволновых устройств по результатам измерений векторными анализаторами цепей в коаксиальном канале с процедурой экстракции параметров коаксиально-полосковых переходов и отрезков полосковых линий, в которые устанавливают контролируемые изделия. Принципиальная особенность решаемой задачи состоит в зависимости получаемого результата от типа полосковой линии, геометрии ее поперечного сечения, относительной проницаемости изоляционного основания и способов монтажа объекта измерения.

Предлагаются варианты схемных моделей SMD-резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности в системах автоматизированного проектирования СВЧ устройств. Обсуждаются результаты 3D-моделирования и натурных измерений, подтверждающие эффективность предлагаемых решений.

1. Введение Определение схемных моделей SMD-компонентов (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности), внешний вид которых показан на рисунке 1, имеет весьма важное значение для проектирования микроволновых устройств различного функционального назначения.

Рисунок 1. Внешний вид электронных SMD-компонентов

Существенно, что частотно зависимые собственные импедансы, адмитансы и/или *RLC*-параметры схемных моделей SMD-компонентов весьма непросто отделить от параметров полосковой линии, в которой они были измерены. Процедура исключения окружающих электрических цепей обеспечивает широкое использование навесных SMD-компонентов в полосковых, копланарных и щелевых линиях с различными изоляционными основаниями и различной геометрией их поперечного сечения.

Суть проблемы состоит в том, что собственные параметры SMD-компонентов определяют по результатам косвенных измерении S-параметров относительно их физических границ в коаксиальном канале. Для извлечения информации о собственном импедансе или адмитансе электронного компонента необходимо, во-первых, знать частотно зависимое волновое сопротивление полосковой линии, в которой были выполнены измерения [1,2], а, во-вторых, получать результат с учетом способа монтажа контролируемого изделия: - в разрыве полоскового проводника, между полосковым проводником и экраном или в качестве оконечной нагрузки.

В докладе обсуждаются методы и техника измерения параметров схемных моделей SMD-компонентов. Приведены варианты схемных моделей SMD-компонентов (резисторов, катушек индуктивности и конденсаторов) для использования в системах автоматизированного проектирования СВЧ устройств различного функционального назначения. Обсуждаются результаты экспериментальных исследований и 3D моделирования, подтверждающие эффективность предлагаемых решений.

2. Схемные модели электронных SMD-компонентов Схемные модели электронных SMD-компонентов в системах автоматизированного проектирования создают на основе их полных сопротивлений – IMPED (для резисторов и катушек индуктивности), полных проводимостей – ADMIT (для конденсаторов) с частотно зависимыми параметрами их действительных и мнимых частей или в виде RLC – схем, как показано на рисунке 2. Причем параметры этих схемных моделей определяются во-первых способом монтажа электронного компонента в полосковую линию: в разрыве полоскового проводника (*а*); между полосковым проводником и верхним экраном (*б*); в качестве оконечной нагрузки (*в*), как показано на рисунке 3, а во-вторых типом линии (микрополосковая, копланарная, щелевая), ее конструкцией, материалами и геометрией поперечного сечения.

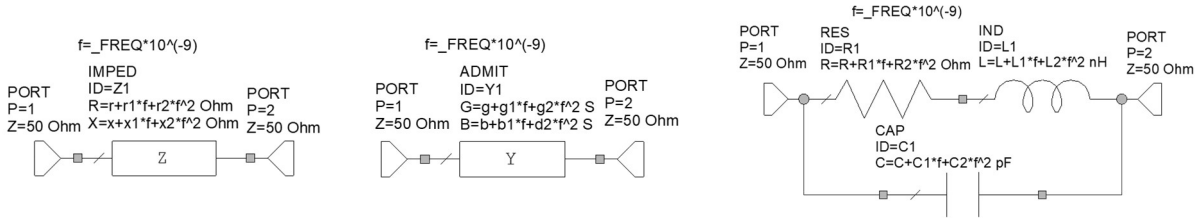


Рисунок 2. Схемные модели электронных SMD-компонентов

Такая частотная зависимость параметров схемных моделей вызвана возникновением в области монтажа электронного компонента локальных не распространяющихся высших типов электромагнитных волн. Локальное возмущение электромагнитного поля помимо отмеченных факторов определяется и ориентацией в пространстве SMD-компонента по отношению к электромагнитному полю распространяющейся в линии передачи электромагнитной волны.

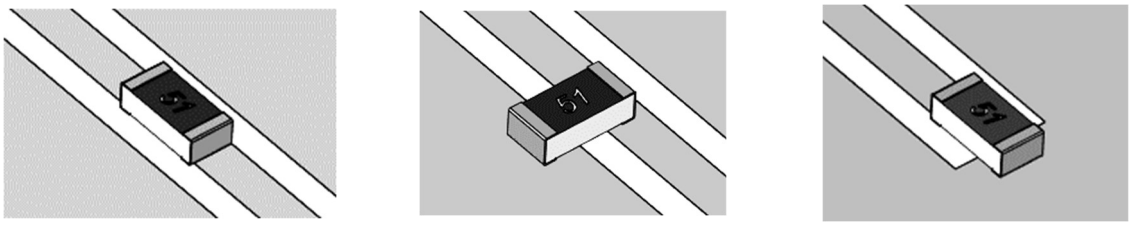


Рисунок 3 Способы монтажа SMD-компонента в полосковую линию.

Полный импеданс $Z_{smd}(f)$ электронного компонента определяют из коэффициентов отражения $\Gamma(f)$ в режимах короткого замыкания или холостого хода по результатам измерения в полосковых линиях его собственных S-параметров при монтаже в разрыве полоскового проводника или между полосковым проводником и верхним экраном из соотношений:

$$Z_{smd}(f) = Z_B(f)\left(1+\Gamma(f)\right)\Big/\left(1-\Gamma(f)\right),$$
$$\Gamma(f) = 0.5\left(S_{11}(f) \mp \frac{S_{21}(f)S_{12}(f)}{1 \pm S_{22}(f)} \mp \frac{S_{21}(f)S_{12}(f)}{1 \pm S_{11}(f)} + S_{22}(f)\right). \quad (1)$$

Здесь $Z_B(f)$ - волновое сопротивление полосковой линии, в которой выполнялись измерения[1]. Верхние знаки $\mp$ в формуле (1) соответствуют монтажу SMD-компонента в разрыве полоскового проводника, а нижние знаки $\pm$ - его монтажу между полосковым проводником и верхним экраном.

Полный импеданс $Z_{smd}(f)$ электронного компонента, включенного в качестве оконечной нагрузки, определяют из результата измерения его коэффициента отражения $S_{11}(f) = \Gamma(f)$.

3.Экспериментальные результаты и 3D моделирование. В докладе на примере резистора Р1-160 50 Ом типоразмера 0402 обсуждается влияние способов монтажа и частотно зависимого волнового сопротивления печатной полосковой линии на собственные импедансы SMD-компонентов. Измерения выполнялись в контактном устройстве, показанном на рисунке 4, в полосковых линиях длиной 120 мм, толщиной изоляционного основания 0.254 мм, шириной 0.45 мм и зазором между полосковым проводником и экраном 0.31 мм, изготовленных из материала RO4350B[2].

Строго говоря, *S*-параметры и коэффициент отражения Γ надо определять не на физических границах контролируемого объекта, а на некотором расстоянии от него, где отсутствует локальное возмущение электромагнитного поля распространяющихся волн. Но не ясно как воспользоваться такой информацией для построения из схемных моделей.

[1] Вопросы определения частотной зависимости волнового сопротивления полосковых линий рассмотрены в [1,2].

[2] Измерения выполнены с помощью анализатора цепей Кобальт С2420.

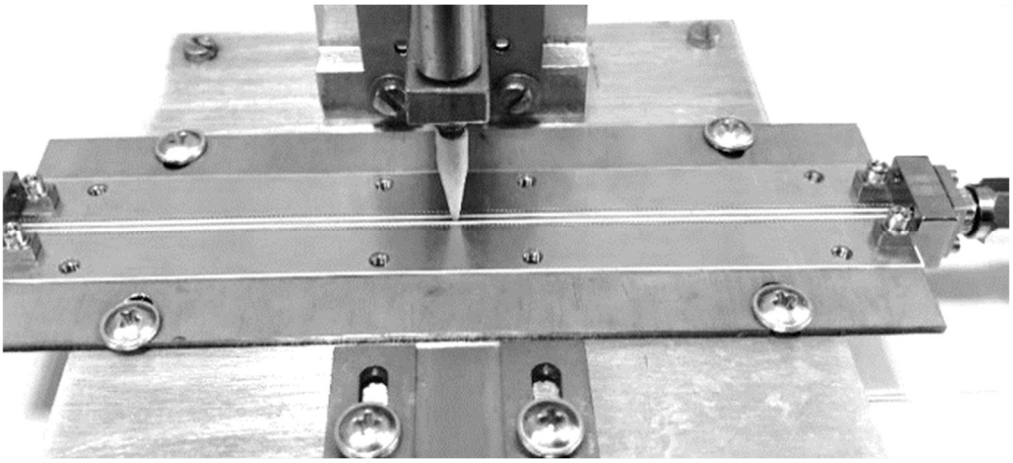


Рисунок 4. Контактном устройстве для измерения параметров SMD-компонентов

Экстракция коаксиально-полосковых переходов с отрезками регулярных полосковых линий позволяет трансформировать эффект локального возмущения электромагнитного поля, возникающий в окружающем пространстве SMD-компонента, в S-параметры или коэффициент отражения, определённые относительно физических границ контролируемого объекта.

Собственные полные импедансы электронных компонентов определялись по результатам измерений анализатором цепей LTR-методом. Калибровочный набор, состоящий из отрезков полосковых линий длиной 120 и 30 мм с двумя отрезками линии длиной 15 мм в режиме короткого замыкания позволяет полностью исключить влияние окружающих цепей на результаты измерений S-параметров SMD- компонентов, устанавливаемых в линию длиной 120 мм между полосковым проводником и верхним экраном.

При определении параметров SMD-компонентов, устанавливаемых в разрыве полоскового проводника и в качестве о конечной нагрузки, референсные плоскости переносились к физическим границам изделий с учетом их длины L и постоянной распространения электромагнитной волны в полосковой линии. После выполнения этой процедуры выполнялась компенсация емкостей полосковых проводников, находящихся под контролируемым объектом и выполняющих функции контактных площадок. В результате этих операций собственный импеданс SMD-компонента $Z^c_{smd}(f)$ учитывал влияние емкости в зазоре между полосковыми проводниками и между полосковым проводником заземленной контактной площадкой при включении объекта контроля в качестве оконечной нагрузки. Окончательное значение полного импеданса $Z_{smd}(f)$ получали исключением импеданса $Z_c(f)$, создаваемого емкостным зазором из соотношения:

$$Z_{smd}(f) = \frac{Z^c_{smd}(f) Z_c(f)}{Z_c(f) - Z^c_{smd}(f)}. \qquad (2)$$

На рисунке 5 приведены графики частотных зависимости: - волнового сопротивления полосковой линии $Z_B(f)$, реальных и мнимых значений импедансов SMD-резистора Р1-160 50 Ом.

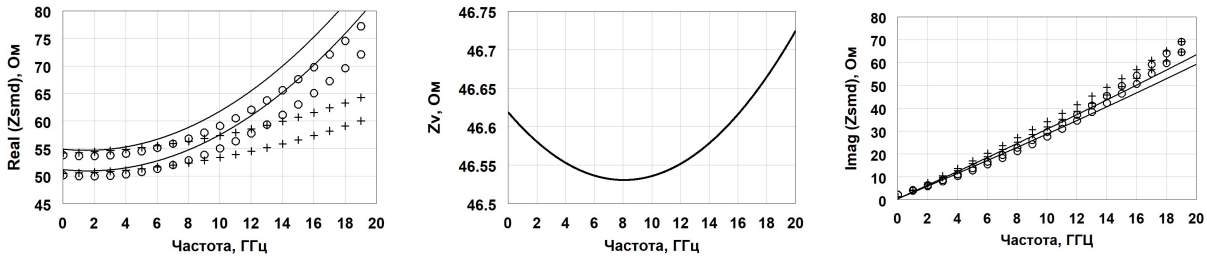


Рисунок 5. Частотные зависимости волнового сопротивления, реальных (слева) и мнимых (справа) значений импедансов резистора Р1-160 50 Ом для разных способов монтажа (сплошная линия, крестики и кружочки) с учетом и без учета частотно зависимого волнового сопротивления полосковой линии.

Способы измерения волнового сопротивления $Z_B(f)$ полосковой линии, как функции частоты *f*, рассмотрены в работах [1,2]. При обработке данных результаты были получены для двух вариантов: - в

предположении о том, что волновое сопротивление полосковой линии не зависит от частоты и имеет стандартную величину 50 Ом и с учетом частотной зависимости $Z_B(f)$, найденной в ходе эксперимента. Учет частотной зависимости волнового сопротивления и способов монтажа наиболее заметно проявляются в реальной части импеданса SMD-резистора. Достоверность экспериментальных результатов подтверждает и 3D-моделирование в САПР HFSS. На рисунке 6 приведены результаты моделирования при монтаже резистора в разрыве полосковой линии стандартным способом и способом «перевернутого кристалла».

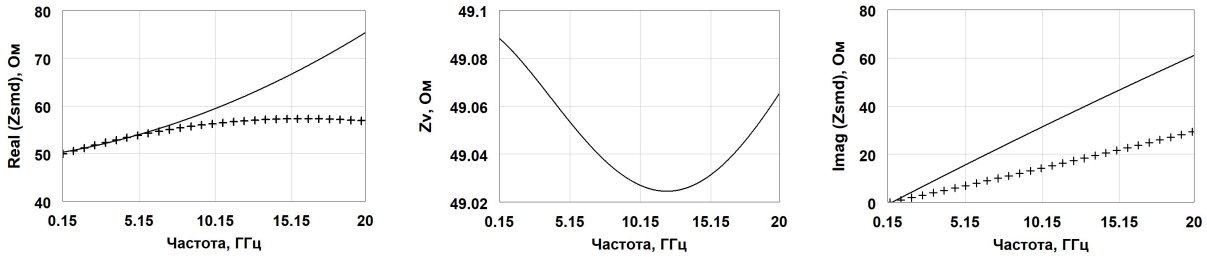


Рисунок 6. Частотные зависимости волнового сопротивления, реальных (слева) и мнимых (справа) значений импеданса 3D-модели резистора Р1-160 50 Ом для монтажа в разрыве полосковой линии стандартным способом (сплошная линия) и способом «перевернутого кристалла» (крестики).

Волновое сопротивление печатной полосковой линии средствами HFSS удается получить существенно ближе к стандартной величине 50 Ом ввиду точно известной величины относительной диэлектрической проницаемости изоляционного основания. Сравнение экспериментальных результатов с результатами 3D-моделирования показало практически точное совпадение реальной и мнимой части импеданса резистора. Помимо рассмотренных факторов влияния на частотную зависимость импеданса SMD-компонентов в случае пленочных резисторов следует отметить и еще одну зависимость, обусловленную положением резистивной пленки на верхней или нижней поверхности изоляционного основания. Заметное уменьшение частотной зависимости импеданса резистора при монтаже способом «перевернутого кристалла» косвенно подтверждает предположение о влиянии локального возмущения электромагнитного поля на собственные параметры SMD-компонентов.

4. Заключение. Результаты данной работы показывают, что S-параметры SMD-компонентов, определенные средствами измерений относительно физических границ в полосковых линиях передачи с неконтролируемой величиной частотно-зависимого волнового сопротивления являются не информативными и не могут быть полноценно и продуктивно использованы в средствах автоматизированного проектирования. Поэтому следует определять собственные импедансы и адмитансы электронных компонентов с учетом способов монтажа и с экстракцией полосковых проводников, контактирующих с охватывающими контактами.

Литература

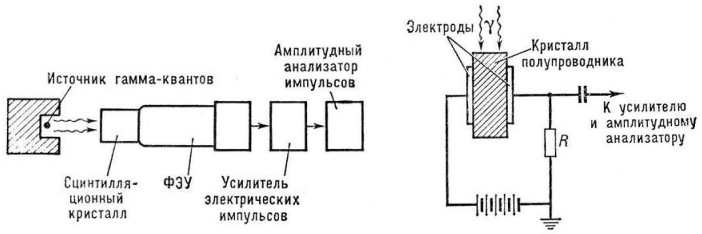
1. Лупанова, Е.А. Метод определения собственных параметров полосковых линий передачи / Е.А. Лупанова, С.М. Никулин // Измерительная техника, 2021. №5, с. 47 -52. https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-5-47-52
2. Лупанова, Е.А. Измерение волнового сопротивления микрополосковой линии векторным анализатором цепей / Е.А. Лупанова, С.М. Никулин// Измерительная техника, 2022. №5, с. 62-68. https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-5-62-68

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ДЕТЕКТОРА ИЗ ОСОБО ЧИСТОГО ГЕРМАНИЯ ДЛЯ ПРЕТЕНЗИОННОЙ ГАММА-СПЕКТРОМЕТРИИ

Асп. Ремизов М.В.[1], асп. Семенихин П.В.[2]
[1]Федеральное государственное автономное научное учреждение Центральный научно-исследовательский институт робототехники и технической кибернетики, Санкт-Петербург, ЦНИИ РТК
[2]Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Физико-технический институт имени А.Ф.Иоффе, ФГБУ ФТИ им. А.Ф.Иоффе

Аннотация

Использование детекторов из особо чистого германия в гамма-спектрометрах позволяет достигать энергетического разрешения ~1,5 кэВ, что на порядок превосходит достигнутых на сцинтилляционных спектрометрах показателей. Однако недостатком полупроводниковых детекторов из германия является их сильная деградация под воздействием нейтронного фона. Ввиду отсутствия у нейтрона заряда, они в основном взаимодействую с ядрами атомов, поэтому деградация детектора будет определяться сечением взаимодействия нейтронов с атомами (изотопами) материала полупроводникового детектора. В данной работе исследовалась чувствительность к нейтронному излучению различных изотопов германия. По проведённому анализу взаимодействия нейтронов с различными изотопами германия, проведенному моделированием процессов взаимодействия нейтронов с веществом методом Монте-Карло, определен оптимальный изотопный состав материала детектора для решения задачи повышения радиационной стойкости детектора.

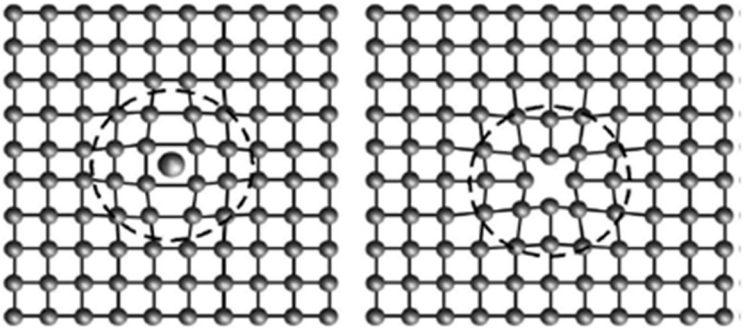


а) Принцип работы сцинтилляционного спектрометра б) принцип работы полупроводникового спектрометра

Рисунок 1 Принципы работы гамма-спектрометров

При прохождении гамма-кванта через полупроводник происходит внутренний фотоэффект – рождение электронно-дырочной пары в объеме полупроводника, благодаря чему имеется возможность использовать pin-диоды в качестве детекторов гамма-излучения. Лучшим выбором для материала диода будет особо чистый германий, который имеет лучшую комбинацию параметров: высокую плотность, что увеличивает вероятность взаимодействия гамма-квантов с веществом, и малую величину запрещенной зоны. Классические спектрометры представляют собой сборку из сцинтиллятора, представляющего собой кристалл, например, NaI, легированный таллием, BGO, $LaBr_3$, CsI и т.д., и фотоэлектронного умножителя. Гамма-квант попадает на кристалл, вызывая вспышку света, которая улавливается фотоэлектронным умножителем, вызываю электронный каскад, который дальше обрабатывается электроникой. В случае полупроводникового спектрометра необходимый сигнал получают за счет внутреннего фотоэффекта. Полупроводниковые гамма-спектрометры, несмотря на более низкую эффективность регистрации гамма-излучения при схожих размерах, на порядок превосходят сцинтилляционные аналоги по энергетическому разрешению, что позволяет использовать их в большем количестве задач, в частности проводить измерения делящихся материалов и продуктов их распада на нейтронном фоне (рисунок 1). Однако, сам pin-диод уязвим к нейтронному излучению, при воздействии которого образуются дефекты, влияющие на их работоспособность. Не обладающая радиационной стойкостью аппаратура может отказать после воздействия потока нейтронов 10^{11} нейтр./см^2, который можно фиксировать вблизи ядерных установок.

Воздействие нейтронного излучения на полупроводниковые материалы вызывает квазистабильные изменения их свойств, связанные с образованием первичных радиационных дефектов – вакансий, междоузельных атомов, разупорядоченных областей, взаимодействие которых с различными несовершенствами структуры (например, растворенными примесями) приводит к формированию широкого набора активных центров. Особую роль здесь играют дефекты, стабильные при комнатной и более высоких температурах, в связи с возможностью их накопления и существенного влияния на электрофизические свойства полупроводниковых приборов.



а) – междоузельный дефект; б) – вакансии

Рисунок 2 – Наиболее искаженные области кристаллической решетки [3]

Главным фактором деструктивного воздействия нейтронного излучения на полупроводники является упругое рассеяния нейтронов на ядрах полупроводников с передачей им части энергии, что может привести к выбиванию ядра атома со своего места в решетке монокристалла. В случае, если переданная ядру энергия превышает некоторый критический порог, могут происходить смещения атомов с образованием в кристаллической решетке первичных простых (точечных) дефектов – вакантного узла и внедренного атома или пары Френкеля (рисунок 2). Далее эти первичные дефекты способны дрейфовать по кристаллической решетки, взаимодействуя между собой и с атомами исходных химических примесей, образуя при этом сложные дефекты, (ярким примером могут служить дивакансии в различных зарядовых состояниях, А- и Е-центры в облученном). Заметим, что при облучении быстрыми нейтронами значения средних энергий первично смещенных атомов могут в тысячи раз превышать пороговые энергии смещения соответствующих атомов. В этих условиях первично смещенные атомы сами способны создавать каскады дополнительных смещений (до нескольких сотен). Поэтому при облучении быстрыми нейтронами наряду с образованием простейших радиационно-структурных дефектов могут сразу образовываться более сложные нарушения в виде целых областей разупорядочения, состоящими из ядра из частично или полностью разупорядоченного материала кристаллической решетки и внешней заряженной оболочки с характерными размерами в десятки и сотни ангстрем. Также необходимо рассмотреть неупругое рассеяние, которое приводит к возбуждению ядра облучаемого материала, из-за чего происходит появление вторичного излучения, которое будет также улавливаться детектором и загрязнять поступающий сигнал.

Основным способом защиты от нейтронного воздействия на аппаратуру это создания слоя замедлителя и поглотителя вокруг корпуса аппарата. Однако в случае с гамма-спектрометром, экранирование таким способом уменьшит эффективность регистрации и загрязнит вторичным излучением фон. Таким образом, для повышения стойкости к нейтронному излучения детектора полупроводникового спектрометра, было предложено рассмотреть стойкость отдельных природных изотопов германия, с последующей оценкой эффективности метода изотопной очистки в повышении стойкости к нейтронному излучению.

Природный состав германия составляют следующие изотопы: ^{70}Ge, ^{72}Ge, ^{73}Ge, ^{74}Ge, ^{76}Ge. Для оценки влияния спектра нейтронного излучения на материал ОЧГ детектора были произведены расчеты методом Монте-Карло упругих и неупругих процессов и реакций (n,g), (n,p), (n,a) в диапазоне энергий нейтронов от 0,025 эВ до 14 МэВ программой Neutron Calculation. Геометрии расчетов были сформированы как пластины, моделирующие собой детекторы из ОЧГ, размером: 10 х 10 см; толщиной: 1,5 см, 3,0 см и 6,0 см. По нормали к большей поверхности каждого детектора падал дифференциальный поток нейтронов с равномерным шагом по энергии в диапазоне от 0,025 эВ до 14 МэВ, и с числом событий – 10^7. Анализ полных сечений взаимодействия нейтронов с изотопами германия показал, что сечения взаимодействия растут в сторону малых (тепловых) значений энергии, имеют резонанс в области от 100 эВ до 50 кэВ и медленно спадают в сторону энергии 14 МэВ. При этом, выход упругого излучения нейтронов растет в сторону низких энергий, выход неупругого рассеяния имеет пороговый характер и излучение растет начиная с энергии 100 кэВ, достигает максимума в области 5 МэВ, плавно спадает до энергии 10 МэВ и продолжает более резкий спад до энергии 14 МэВ. Реакция радиационного захвата прослеживается по всему спектру, усиливаясь в области 100 эВ, спадая до 20 эВ и, возрастая в сторону тепловых энергий. Пороговые реакции (n,p) и (n,a) проявляются, начиная от 3 МэВ, и увеличиваются в сторону больших энергий.

Таблица 1 – Упругое взаимодействие нейтронов с изотопами ОЧГ детектора при природном соотношении изотопов и с числом событий – 10^7

En, КэВ	Упругое взаимодействие нейтронов с изотопами ОЧГ детектора				
	^{70}Ge	^{72}Ge	^{73}Ge	^{74}Ge	^{76}Ge
14000	1163218	1745253	547605	2486435	543334
10000	1393408	1779380	559586	2400862	514257

7000	1544044	1901691	531421	2507284	524620
5000	1441804	1768941	501580	2280408	480176
3000	1541919	1962522	483959	2488859	525214
1000	2508201	3065589	765878	4061306	863031
500	3060318	4101657	1063102	5460152	1159452
300	3506452	4658500	1230971	6148321	1293847
100	4411013	5679536	1536320	7300195	1507929
10	5171021	5491608	2429194	5673913	1013031
1	1372627	4427857	1146838	5384449	1540513
0,1	1460422	1583772	15982160	1639202	389875
0,02	7091417	6943343	938207	6848677	1611941
0,000025	5188339	4919862	724756	4777824	1120548
ВСЕГО	$4{,}09\cdot10^{7}$	$5{,}00\cdot10^{7}$	$2{,}84\cdot10^{7}$	$5{,}95\cdot10^{7}$	$1{,}31\cdot10^{7}$

Таблица 2 – Неупругое взаимодействие нейтронов с изотопами ОЧГ детектора при природном соотношении изотопов и с числом событий – 10^7

En, КэВ	Неупругое взаимодействие нейтронов с изотопами ОЧГ детектора				
	^{70}Ge	^{72}Ge	^{73}Ge	^{74}Ge	^{76}Ge
14000	588839	688260	146018	787197	158737
10000	696032	1079220	246964	1404143	289584
7000	691252	1096683	308483	1419451	293847
5000	765793	1145749	312235	1506607	305105
3000	598706	854606	304678	1192188	243633
1000	0	295703	187228	422978	92988
500	0	0	98119	0	0
300	0	0	82263	0	0
100	0	0	47391	0	0
10	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0
0,1	0	0	0	0	0
0,02	0	0	0	0	0
0,000025	0	0	0	0	0
ВСЕГО	$3{,}34\cdot10^{6}$	$5{,}16\cdot10^{6}$	$1{,}73\cdot10^{6}$	$6{,}73\cdot10^{6}$	$1{,}38\cdot10^{6}$

Таблица 3 – Реакция (n,g) нейтронов с изотопами ОЧГ детектора при природном соотношении изотопов и с числом событий – 10^7

En, КэВ	(n,g)				
	^{70}Ge	^{72}Ge	^{73}Ge	^{74}Ge	^{76}Ge
14000	531	793	250	1056	198
10000	747	686	244	298	26
7000	2556	2724	228	831	78
5000	6713	7064	429	1951	206
3000	12199	13050	1060	3551	372
1000	27868	19386	3385	6475	610
500	24309	30245	6738	15066	1454
300	25123	30350	8896	15249	1584
100	19704	39932	18521	20514	1970
10	17556	5546	90346	193	19
1	17933	659	14464	1447	179
0,1	4399	1908	2411621	1542	134
0,02	56699	21785	130407	15349	1218
0,000025	1217644	438579	2175919	294434	21930
ВСЕГО	$1{,}43\cdot10^{6}$	$6{,}13\cdot10^{5}$	$4{,}86\cdot10^{6}$	$3{,}78\cdot10^{5}$	$3{,}00\cdot10^{4}$

Из анализа таблицы 1 видно, что при упругом взаимодействии нейтронов с изотопами германия сумма взаимодействий для всех изотопов имеет одну и ту же степень. Таблицы 2 показывает, что при неупругом взаимодействии нейтронов с изотопами германия проявляется некоторая особенность изотопа ^{73}Ge: в нем пороговая реакция неупругого взаимодействия с нейтронами начинается с энергии около 100 кэВ, тогда как у других изотопов германия – с энергии около 1 МэВ. Сумма взаимодействий для всех изотопов имеет одну и ту же степень.

Суммарное неупругое взаимодействие у ^{76}Ge в 2,65 раза меньше среднего по пяти изотопам германия. Таким образом, ^{76}Ge в 2,65 раза реже вступает в реакцию неупругого взаимодействия, что может способствовать меньшим радиационным повреждением указанного изотопа. Из таблицы 3 следует, что у изотопа ^{76}Ge наблюдается меньший до двух порядков от среднего суммарный выход реакции (n,g) по сравнению с остальными изотопами германия. Следовательно, как и в предыдущем

случае, ^{76}Ge реже вступает в реакцию радиационного захвата и имеет, соответственно, меньшие радиационные повреждения. Анализ реакций (n,p) и (n,a)показывает, что у изотопа ^{76}Ge так же наблюдается меньший от одного до двух порядков суммарный выход реакций (n,p) и (n,a) по сравнению с остальными изотопами германия. Таким образом, данный изотоп является наиболее перспективным для создание детектора полупроводникового спектрометра. Результаты получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России FNRG-2023-0001 1022113000016-5-2.5.1 № 075-03-2023-193/2 «Исследование влияния нейтронного излучения на свойства полупроводниковых материалов».

Литература

1. P.H. Stelson, J.K. Dickens, S. Raman, and R.C. Trammell, "Deterioration of Large Ge(Li) Diodes Caused by Fast Neutrons," Nuclear Instruments and Methods 98, 481 (1972).
2. P. De Bievre and P.D. P. Tayor, IUPAC Recommended Isotopic Abundances. Int. J. Mass Spectrom. Ion Phys. 123, 149 (1993).
3. Асабина Е.А. «Дефекты в твердых телах и их влияние на свойства функциональных материалов». Электронное учебно-методическое пособие. – Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского. – Нижний Новгород, 2012. – 65 с.

Annotation

The use of detectors made of especially pure germanium in gamma spectrometers makes it possible to achieve an energy resolution of ~1.5 keV, which is an order of magnitude higher than that achieved with scintillation spectrometers. However, the disadvantage of semiconductor detectors made of germanium is their severe degradation under the influence of the neutron background. Due to the lack of a charge on a neutron, they mainly interact with the nuclei of atoms, so the degradation of the detector will be determined by the cross section of the interaction of neutrons with atoms (isotopes) of the material of the semiconductor detector. In this work, the sensitivity to neutron radiation of various germanium isotopes was studied. Based on the analysis of the interaction of neutrons with various isotopes of germanium, carried out by modeling the processes of interaction of neutrons with matter using the Monte Carlo method, the optimal isotopic composition of the detector material was determined to solve the problem of increasing the radiation resistance of the detector.

СПОСОБ ЗАЩИТЫ ВНУТРЕННИХ СТЕНОК ТРУБ ОТ ОТЛОЖЕНИЯ НА НИХ МИНЕРАЛЬНЫХ ВЕЩЕСТВ

Инж. 2 категории службы энерговодоснабжения Самохвалов И.И.
Арзамасское ЛПУМГ-филиал ООО «Газпром трансгаз Нижний Новгород»

Статья посвящена разработке приспособления для умягчения воды в котельных установках компрессорных станций воздействуя на воду постоянным магнитным полем.
Ключевые слова: трубопровод, котельные установки, электромагнитное поле, умягчение воды, системы водоснабжения, компрессорная станция.

Котельные установки предназначены для нагрева рабочей жидкости, которая затем поступает в системы теплоснабжения и системы водоснабжения. Рабочей жидкостью, как правило, является простая вода. Передача нагретой рабочей жидкости от котельной установки к системе теплоснабжения осуществляется при помощи теплотрассы, представляющей собой систему труб [1].

Котельные установки в своей основе имеют водогрейный или паровой котел, в котором осуществляется непосредственный подвод и нагрев рабочей жидкости. Выбор параметров котла зависит от многих характеристик. Объем котла рассчитывается, исходя из размеров особенностей работы системы теплоснабжения.

Котельные установки могут располагаться как внутри объекта, так и за его пределами. Внутри объекта они могут устанавливаться в подвале, отдельном помещении и даже на крыше. Если здание представляет собой большой по размерам объект, то котельные установки выполняют в виде отдельно стоящих построек с собственной инженерной системой, подключенной к общей инженерной системе объекта [2].

Теплоснабжение компрессорной станции (КС) осуществляется от собственной газовой стационарной котельной.

Газовые котельные являются наиболее распространенным видом котельных установок на сегодняшний день. Очевидными преимуществами является их наиболее низкая себестоимость строительства и эксплуатации по сравнению с котельными установками других типов. Газ обладает более высокой теплоемкостью и теплоотдачей по сравнению с другими видами топлива, он оставляет меньше вредных веществ после сгорания [3].

Газовые котельные – незаменимый источник энергии, более дешевый по сравнению с электроэнергией. [4].

Умягчение воды в сети горячего водоснабжения котельной установки

На сегодняшний день существует несколько методов умягчения воды в котельной установке. К таким относятся работа системы обратного осмоса, реагентного метода, термической обработки, метода электромагнитного поля.

Принцип работы обратного осмоса основан на прохождении молекул воды через полупроницаемую мембрану. Большинство примесей задерживается и на выходе вода очищена от металлов, микроорганизмов, и других минералов [10].

Основными недостатки метода обратного осмоса являются:

1) Необходимость периодической очистки фильтра хим. реагентами.

2) Вода на выходе лишена вкуса в народе ее называют мертвой (так как очищена от всех минеральных веществ)

3) Дороговизна установки.

При использовании реагентного (химического) способа применяется известково-содовый раствор, последовательное применение указанными реагентами обеспечивает выпадение вредных примесей в осадок. Основными недостатками данного способа являются [11]:

1) Сложность установки (устанавливать и налаживать способ необходимо под определенное давление воды, пусконаладочные работы должны производится в течении определенного времени несколько раз в год.

2) Мягкая вода способствует образованию коррозии, в следствии чего при использовании химического метода необходимо добавлять коагулянты для защиты стенок труб от коррозии.

3) Большие затраты и дороговизна установки.

4) Проблема внедрения при начальном этапе (при использовании на засоренную трубопроводную арматуру, реагенты в первую очередь будут реагировать на имеющиеся загрязнения, в следствии чего осадок может образоваться внутри котлов.

Термический метод основан на нагревании воды в результате которого устраняется временная жесткость, т.е удаляются гидрокарбонаты кальция и магния, осаждающиеся в виде белой накипи [12].

Основные недостатки при использовании термического метода:

1) Снижается только временная (карбонатная жесткость)

2) Большие энергозатраты.

3) Требуется регулярное техническое обслуживание (извлечение образовавшегося шлама)

Наиболее эффективным методом для умягчения воды в котельной на компрессорной станции является метод электромагнитного поля, суть которого заключается в создании электромагнитного поля, где в водном растворе кальций и гидрокарбонатные соли существуют в форме положительно и отрицательно заряженных ионов. [9]:

Принцип работы умягчения воды с помощью электромагнитного поля заключается в следующем: Катушка с определенным динамическим электромагнитным полем навивается на трубопровод с протекающей жидкостью, при этом ионы бикарбоната кальция, которые электростатически связаны с молекулами воды высвобождаются [12]. Положительные и отрицательные ионы, высвобожденные таким образом соединяются путем взаимного притяжения и в обрабатываемой воде образуются арагонитовые кристаллы, которые формируют высокодисперсную смесь, которая в свою очередь не образует накипь.
Для изготовления необходимого приспособления была разработана принципиальная схема.

Схема 1. Принципиальная схема приспособления

Принципиальная схема состоит из генератора частоты на аналоговом таймере DA1, усилителе мощности на биполярных транзисторах VT2-VT3 и блоке питания на силовом трансформаторе T2. Для установки оптимального режима обработки воды в схему введены: регулятор частоты на переменном резисторе R3, регулятор мощности на резисторе R6, переключатель SA1 формы сигнала – прямоугольного или треугольного. Импульсный диод VD3 в цепи коллектора транзистора VT2 позволяет защитить схему при обратной полярности напряжения источника питания. Работа устройства основана на формировании импульсного тока в электромагнитной катушке с целью поляризации воды и содержащихся в ней примесей.

Предлагаемый способ умягчения воды в котельной на компрессорной станции работает по принципу создания электромагнитного поля, вырабатываемого с помощью катушки. В водном растворе кальций и гидрокарбонатные соли существуют в форме положительно и отрицательно заряженных ионов. Поэтому существует возможность эффективного воздействия на них при помощи электромагнитного поля. Катушка с определенным динамическим электромагнитным полем навивается на трубопровод с протекающей жидкостью, при этом ионы бикарбоната кальция, которые электростатически связаны с молекулами воды высвобождаются. Положительные и отрицательные ионы, высвобожденные таким образом соединяются путем взаимного притяжения, и в обрабатываемой воде образуются арагонитовые кристаллы, которые формируют высокодисперсную взвесь, которая в свою очередь не образует накипь. При этом скорость изменения полярности электромагнитного поля должна быть такой, чтобы за время протекания определенного объема жидкости в ней были бы разрушены все связи ионов с молекулами воды. Напряженность поля зависит от скорости движения жидкости. Побочным продуктом образования арагонитовых кристаллов является углекислый газ, то вода, обработанная таким способом, имеет свойства дождевой воды, то есть способна растворять твердые карбонатные отложения в трубопроводе.

В воде под действием электромагнитного поля возникает также некоторое количество перекиси водорода. Перекись контактируя со стальной поверхностью внутри трубопровода, образует на ней химически стабильную пленку Fe_3O_4, предохраняющую поверхность от коррозии. Перекись водорода в свою очередь оказывает также антибактериальное и антисептическое действие – она уничтожает до 99% различных бактерий. Образовавшиеся молекулы перекиси водорода обладают очень коротким

жизненным циклом и быстро конвертируются в форму кислорода и водорода, поэтому обработанная таким образом вода не оказывает вредного воздействия на здоровье человека.

Заключение

В статье рассмотрена технология, умягчения воды в подающем трубопроводе горячего водоснабжения котельной установки компрессорных станций, что в свою очередь способствует защите внутренних стенок трубопровода, а также дополнительной защите от коррозии стальных труб компрессорных станций.

Литература

1. Правила технической эксплуатации тепловых энергоустановок, утвержденные приказом Министерства энергетики Российской Федерации от 24 марта 2003 года.
2. Приказ министерства энергетики РФ от 19 июня 2003 года № 229 (с изменениями на 13 февраля 2019 года) «Об утверждении правил технической эксплуатации электрических станций и сетей РФ» п. 4.6.
3. ГОСТ Р 55173-2012 Установки котельные. Общие технические требования утв. 01.07.2014г.
4. Котельные установки тепловых электростанций/ Г.И. Жихар, 2015 -767с.
5. Машиностроение. Энциклопедия. Том 4-18 Котельные установки. –2009. -400с.
6. СТО Газпром 2-3.5-454-2010 Правила эксплуатации магистральных газопроводов.
7. СП 89.13330.2016 Котельные установки.
8. Электротехника: оборудование компрессорное, агрегаты и установки компрессорные. Электронный справочник (актуализация на 01.04.2009) –2013- 944с.
9. Компрессорные станции магистральных газопроводов. Учебное пособие, Коршак А.А., 2016 – 325с.
10. Мембранная очистка воды/ Бурлаков Александр, Ирина Романцева, 2014г, 908с.
11. Моделирование процессов очистки воды. Кичигин В.И., 2017г, 490с.
12. Микробиологические процессы очистки воды/ Доливо-Добровольский Л.Б, 2016г, 181с.

РАЗРАБОТКА ПРИБОРА ПРИЁМНО-КОНТРОЛЬНОГО ОХРАННО-ПОЖАРНОГО

доц. Свердлов Р.В., студ. Чугреев К.И.
Арзамасссский политехнический институт (филиал) Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е Алексеева

Аннотация: В **данной статье рассматриваются вопросы проектирования прибора** приёмно-контрольного охранно-пожарного на основе программируемого микроконтроллера.

Системы охранной, тревожной и пожарной сигнализации (ОПС) выполнены в соответствии с требованиями ГОСТ 26342-84 и состоят из:

- извещателей, то есть средств обнаружения очага нарушения;
- оповещателей, то есть звуковых и световых средств оповещения;
- приемно-контрольного оборудования, то есть контрольных панелей для сбора и обработки данных.

Интегрированная охранно-пожарная система может быть самостоятельной системой или являться частью комплексной системы безопасности территории объекта, включающей в себя системы пожаротушения, контроля управления доступом, видеонаблюдения и другими.

Приборы контрольно-приемные (ПКП) предназначены для постоянного приема и обработки сигналов с извещателей, включенных в шлейф сигнализации (ШС), анализа тревожной ситуации на объекте, образования и передачи извещений о состоянии объекта на рабочее место оператора и управлением местными световыми и звуковыми оповещателями.

При возникновении опасности (пожарной, несанкционированного проникновения) ПКП выдает команды на устройства оповещения, на пульты наблюдения охраны.

ПКП также осуществляет самодиагностику охранно-пожарной системы на обрыв и короткое замыкание. Для автономной работы в случае возникновения проблем с подачей электричества ПКП снабжаются аккумуляторными батареями.

Ключевые слова: контроллер, извещатели, оповещатели, микроконтроллер, пачка импульсов, интерфейс подключения.

Для малых объектов чаще используют безадресные панели, с контролем над несколькими шлейфами. Для больших и средних объектов, рекомендовано использовать адресные и адресно-аналоговые контрольные панели.

В качестве прототипа проектируемой системы рассмотрим пожарно-охранную систему «Орион». Система является адресной и предназначена для использования на больших и средних объектах.

Структурная схема приёмно-контрольного прибора системы «Орион» представлена на рисунке 1.

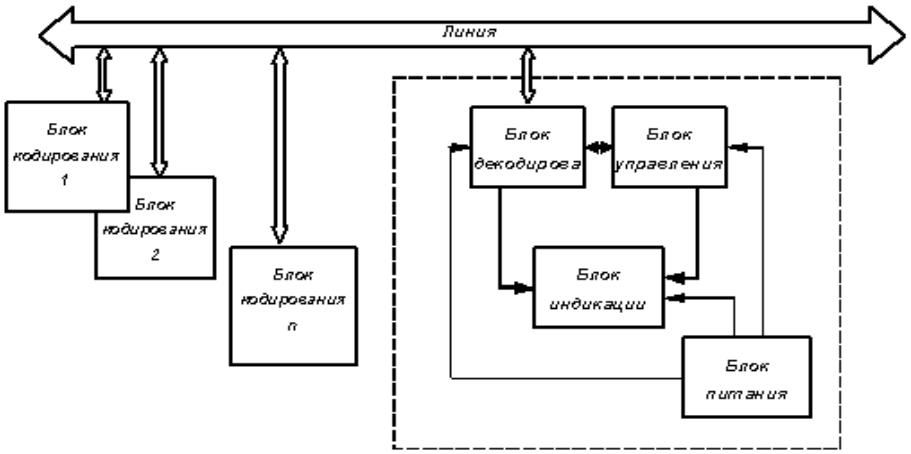


Рисунок 1. - Структурная схема прибора приёмно-контрольного охранно-пожарной системы «Орион»

В ПКП определение адреса сработавшего извещателя, в дежурном режиме осуществляется путем протекания тока известной величины при срабатывании извещателя с размыкающимися контактами.

Такая система способна работать только с контактными извещателями. При срабатывании такого извещателя происходит размыкание контакта, шунтирующего находящийся в нем резистор. При этом ток протекает по резистору, номинал которого известен. Таким образом, по изменению тока в шлейфе можно определить адрес извещателя. Отсюда вытекает недостаток системы: при этом номиналы резисторов извещателей должны значительно отличаться. Это накладывает ограничение на число

извещателей и ужесточает требования к точности резисторов и разрешающей способности приемного оборудования.

Также существенным недостатком существующих систем пожарно-охранной сигнализации, включая рассмотренную систему «Орион» является отсутствие вывода сигнала на мобильные или стационарные телефоны, а также на пульт централизованного наблюдения голосовых и текстовых сообщений о состоянии приборов.

Отсюда вытекает задача: спроектировать систему, в которой указанные недостатки устранены. Система должна обеспечивать возможность работы с большим количеством извещателей, которое должно меняться в зависимости от требований конкретного потребителя; при изменении числа датчиков не должно происходить усложнения системы; иметь возможность работы с разными типами датчиков (контактными, инфракрасными и др.); не иметь в своем составе прецизионных элементов; обеспечивать выполнение функций самоконтроля. Система должна обеспечивать выполнение функций:

- прием электрических сигналов от ШС со световой индикацией номера ШС, в котором произошло срабатывание охранного или пожарного извещателя и включением соответствующих звуковых и световых оповещателей;

- контроль исправности пожарных ШС с автоматическим выявлением неисправности (обрыва или короткого замыкания), а также включение соответствующей сигнализации.

- работа прибора как с контактными, так и с бесконтактными датчиками.

- вывод сигнала на мобильные или стационарные телефоны, а также на пульт централизованного наблюдения голосовых и текстовых сообщений о состоянии приборов.

Принимаем решение о цифровом исполнении прибора на базе микроконтроллера, что также позволит интегрировать его в общую систему охраны объектов, включающую также видеонаблюдение; позволит легко менять режимы работы с помощью перепрограммирования, к тому же уменьшит себестоимость изготовления. Цифровое исполнение также позволит вести запись состояния объекта и осуществлять трансляцию и управление с помощью мобильных устройств связи.

В данной статье представлена разработанная схема электрическая структурная, которая позволила определить основные функциональные части ПКП, их назначение и взаимосвязи Схема электрическая структурная прибора приёмно-контрольного охранно-пожарного представлена на рисунке 2.

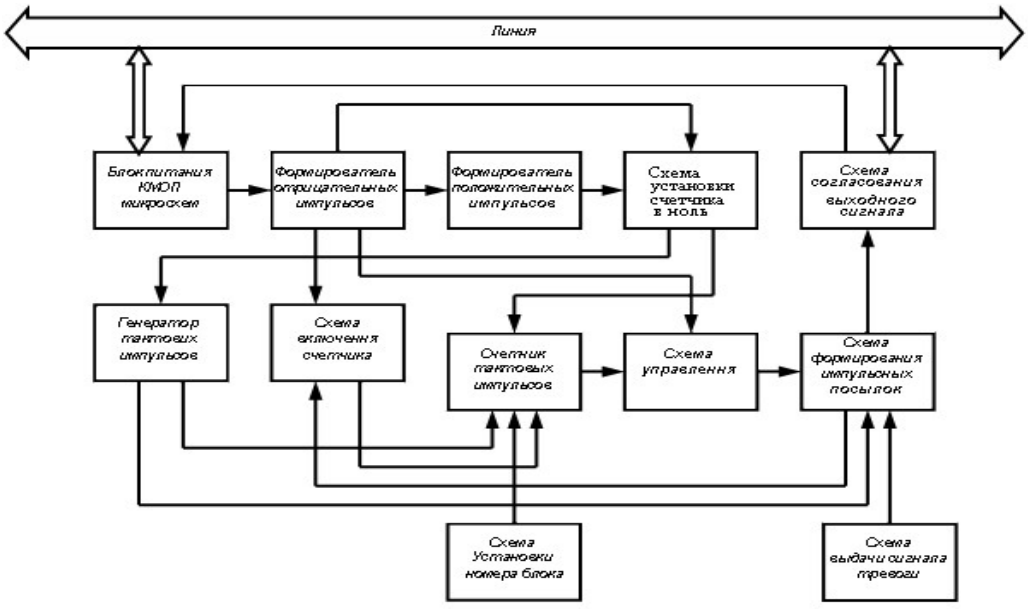


Рисунок 2 - Схема электрическая структурная прибора приёмно-контрольного

Принцип действия системы заключается в последовательном опросе извещателей с помощью пачки импульсов, формируемой прибором. Извещатели находятся в параллельном подключении на общей двухпроводной линии связи, служащей также линией их питания. При этом каждый извещатель должен быть снабжен каскадом, реагирующим на соответствующее ему число импульсов. Опрос извещателей должен циклически повторяться с достаточно высокой частотой.

В представленной на рисунке 2 схеме электрической структурной разрабатываемый ПКП состоит из следующих компонентов:

- счетчик тактовых импульсов осуществляет подключение и отключение управляющих цепей внешних устройств в момент достижения необходимого количества сигналов;

- генератор тактовых импульсов, который предназначен для выработки электрических импульсов прямоугольной формы с частоты 512 Гц, которые используется как эталон для счетчика тактовых импульсов, что позволяет определять длительность паузы между пачками импульсов с целью определения временных интервалов. Генератор тактовых импульсов отвечает за организацию циклов в шлейфе сигнализации;

- схема согласования выходного сигнала служит для согласования сформированных импульсных посылок с общей линией;

- схема формирования сигнала тревоги включает тревожный датчик;

- - формирователь положительных импульсов реализует процесс обнуления счетчика для организации повторения цикла опрос датчиков;

- блок питания. Питание проектируемого ПКП осуществляется по общей линии с напряжением постоянного тока 30В, полезный сигнал передается по этой же линии как высокочастотная составляющая;

- формирователь отрицательных импульсов создает два типа импульсов: пачку коротких импульсов и более длительный импульс. Пачка коротких импульсов поступает на вход счетчика тактовых импульсов и требуется для организации последовательного опроса извещателей. После ее окончния формируется импульс большей длительности, который поступает на счетчик для его обнуления, необходимого для повторения цикла опроса.

Счетчик в период паузы между пачками находит тактовые импульсы, измеряя продолжительность паузы между пачками. Если продолжительность паузы превосходит шестнадцать периодов тактовых импульсов, схема создает пачку из трех импульсов, и выдает их в линию. По завершении третьего импульса останавливается выдача импульсов вплоть до возникновения паузы продолжительностью шестнадцать импульсов.

После срабатывания последнего с подсоединенных к системе оповещателей появится остановка продолжительностью шестнадцать импульсов, активизирующих работу всех блоков. Затем цикл работы системы темы повторится.

В линии связи применяется двухпроводная линия. С целью снижения помех, уместно применять экранированный кабель либо витую пару категории UTP-3.

Прибор приёмно-контрольный охранно-пожарный будет реализован на микроконтроллере ATmega8, который имеет 6-и канальный 10-и разрядный АЦП, время преобразования которого позволяет делать выборки до 15 kSPS, что снижает погрешность измерения входного сигнала.

Схема электрическая принципиальная основной части прибора приёмно-контрольного охранно-пожарного, без учета схемы сопряжения прибора с автоматизированным рабочем местом оператора, с компьютером, каскадов извещателей, представлена на рисунке 3.

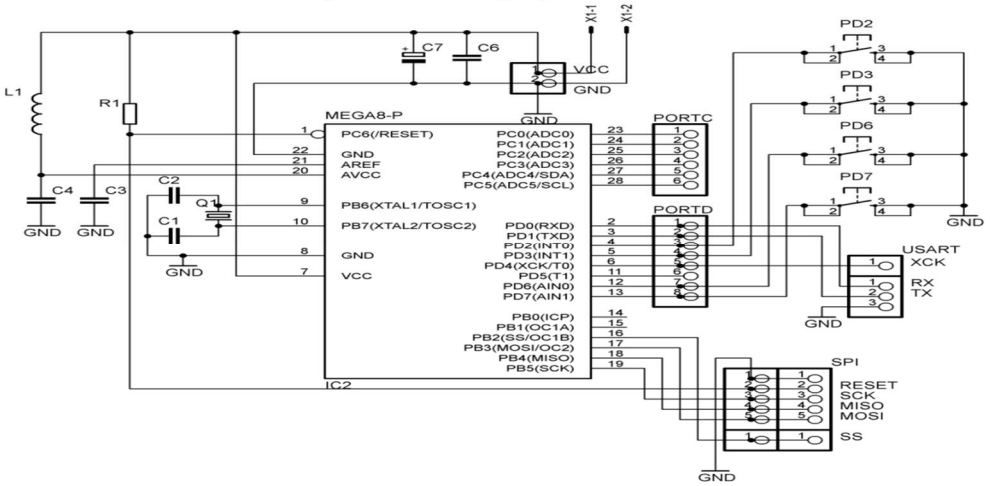


Рисунок 3 – Обобщенная схема электрическая принципиальная прибора приёмно-контрольного

Применение микроконтроллера позволяет реализовать в его составе большинство функций структурной схемы. Также это дает возможность менять основные параметры системы (число подключаемых извещателей, оповещтелей, соответствующее им число импульсов пачки, длительность цикла опроса) с помощью перепрограммирования; понижает себестоимость прибора.

Разрабатываемая система сигнализации основана на микроконтроллере ATmega8, что позволит:

- увеличить количество охраняемых узлов за счет возможности программирования

- обеспечить гибкость при подстройке под определенное помещение с помощью выбора контактных или бесконтактных датчиков и перепрограммирования.

- обеспечить надежность системы за счет вывода сигнала на мобильные или стационарные телефоны, а также на пульт централизованного наблюдения голосовых и текстовых сообщений о состоянии приборов, с помощью Поддерживаемых каналов связи: -GSM; ГТС, а также управлением ШС прибора с помощью SMS или сигналами DTMF через дозвон;

- уменьшить габаритные размеры устройства;

- сократить материальные затраты на производство прибора;

- уменьшить энергопотребление.

Литература

1. Передача данных в системах контроля и управления: практическое руководство: / Парк Дж., Маккей С., Райт Э. Издательство: ООО «Группа ИДТ» Год: 2007

2. Цифровая обработка сигналов для инженеров и технических специалистов : практическое руководство / Эдмунд Лэй ; [пер. с англ. Соголюб Н. С.]. - Москва : Группа ИДТ, 2007.

3. Пирогова Е.В. Проектирование и технология изготовления печатных плат: Учебник. - М. : Форум: ИНФРА - М, 2005 - 560 с.

4. Электронная охрана. Элементы и узлы охранных систем: /Виноградов Ю. А. Издательство: Символ-Р Год: 1996 Страниц: 96 с.

5. Системы охранной сигнализации: основы теории и принципы построения: Учебное пособие. Автор: Магауенов Р.Г. Издательство: Горячая линия -Телеком Год: 2004 Страниц: 367 с.

6. Пожарная и охранно-пожарная сигнализация. Проектирование, монтаж, эксплуатация и обслуживание: Справочник / М.М. Любимов, С.В. Собурь; Под ред. академика М.М. Любимова. - 3-е изд., с изм. - М.: ПожКнига, 2010. - 256 с.

7. Собурь, С.В. Пожарная безопасность предприятия: Курс пожарно-технического минимума: Учебно-справочное пособие / С.В. Собурь. - М.: ПожКнига, 2012. - 480 с.

8. Парфенов Е. М., Камышная Э. Н., Усачев В. П. Проектирование конструкций радиоэлектронной аппаратуры. - М. : Радио и связь, 1989.

DEVELOPMENT OF A RECEIVING AND MONITORING DEVICE FOR SECURITY-FIRE PROTECTION

Assoc. Sverdlov R.V., student Chugreev K.I.

Arzamas Polytechnic Institute (branch) of Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev.

Abstract: This article addresses the questions of designing a receiving and monitoring device for security-fire protection based on a programmable microcontroller.

Security, alarm, and fire alarm systems (SAPS) are designed in accordance with the requirements of GOST 26342-84 and consist of:

- Sensors, which are means of detecting the source of intrusion;

- Notifiers, which are audio and visual alerting devices;

- Receiving and monitoring equipment, which includes control panels for data collection and processing.

An integrated security and fire protection system can be a standalone system or part of a comprehensive security system for the territory of an object, which includes fire suppression systems, access control systems, video surveillance, and others.

Control and receiving devices (CRD) are designed for continuous reception and processing of signals from detectors connected to the alarm circuit (AC), analysis of the alarm situation at the object, formation and transmission of notifications about the object's condition to the operator's workstation, and control of local visual and audible indicators.

In case of danger (such as fire or unauthorized intrusion), the CRD issues commands to notification devices and security monitoring panels.

The CRD also performs self-diagnostics of the security and fire alarm system for open circuits and short circuits. To ensure autonomous operation in case of power supply problems, the CRD is equipped with rechargeable batteries.

ДИОДЫ ШОТТКИ НА ОСНОВЕ КАРБИДА КРЕМНИЯ

К.ф.-м.н. Стрельчук А.М.

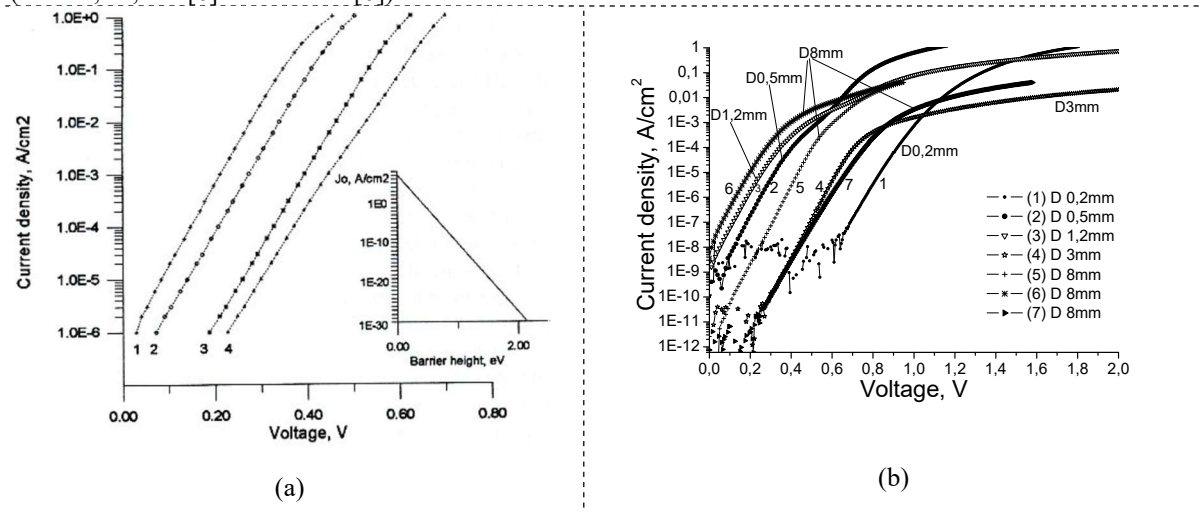
Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН

Аннотация. В диодах на основе карбида кремния систематизированы ранее полученные результаты исследования I-V характеристик, представлены новые и предложена модель, объясняющая наличие избыточных токов и их появление при деградации.

Как известно, знакомство с полупроводниковыми свойствами карбида кремния началось именно с опытов пропускания тока через контакт металлического зонда с кристаллами SiC, тогда были обнаружены эффекты выпрямления и электролюминесценции, а впервые большой цикл научных исследований карбида кремния, как полупроводника (по позднейшей терминологии), был представлен О.В. Лосевым в 1920е-30е годы [1]. Эффект выпрямления впоследствии объяснен Шоттки и на основе этого эффекта на контакте металл-полупроводник началось целенаправленное изготовление диодов Шоттки. Измерение вольт-фарадных (C-V) характеристик диодов Шоттки является наиболее простым, доступным и, вследствие этого, наиболее часто используемым в ростовых технологиях методом определения уровня легирования полупроводника в относительно широком диапазоне толщин полупроводника [2]. Поскольку еще одним параметром вольт-фарадной характеристики диода Шоттки является высота барьера Шоттки φ_b, то C-V характеристики обычно дают наибольшую статистику и этого параметра. В случае карбида кремния обзор результатов определения высоты барьера Шоттки в зависимости от уровня легирования SiC и вида используемого металла представлен, например, в [3]. Установлены некоторые закономерности изменения высоты барьера Шоттки с изменением уровня легирования полупроводника и вида металла, при этом результаты характеризуется заметным разбросом по данным разных групп исследователей.

Одновременно с [3] была предпринята попытка характеризации диодов Шоттки, в частности, высоты барьера Шоттки, по вольт-амперным (I-V) характеристикам [4]. Известно, что свойства диода Шоттки на полупроводнике с данным уровнем легирования определяются не только видом металла, но и зависят от технологии обработки поверхности полупроводника перед напылением металла, температурного режима напыления и/или отжига, уровня вакуума, ориентации плоскости поверхности монокристалла и ряда других факторов. Влияние некоторых из указанных факторов на характеристики SiC диодов Шоттки проверялось в [4] и некоторые эффекты нашли объяснение при исследовании границы раздела металл-полупроводник [5]. Также выявилось, что I-V характеристики диода Шоттки чувствительны к условиям измерения, например, к величине давления прижимного зонда, используемого при измерении, а также существует временная зависимость I-V характеристик. Кроме того, в отличие от предыдущих работ ([3] и ссылки в [3]), по-видимому впервые в [4] была предпринята попытка получения статистических данных по результатам исследования абсолютно ‘идентичных’ диодов Шоттки, т.е. диодов одинаковой площади на одном монокристалле SiC, изготовленных в одном технологическом процессе, при одних и тех же условиях измерения. Исследование таких диодов обнаружило, что I-V характеристики разных диодов могут существенно отличаться. В [4] были выделены диоды, характеризующиеся экспоненциальной в большом диапазоне токов зависимостью тока от напряжения $I=I_o\exp(qU/(nkT))$ (n-коэффициент идеальности). Как известно, для идеальных диодов Шоттки значение коэффициента идеальности близко 1 [2]. Величина коэффициента идеальности разных диодов в нашем случае сильно различалась, но если рассматривать диоды, характеризуемые приблизительно одним и тем же коэффициентом идеальности, в том числе, близким 1, то различие ‘идентичных’ диодов выразится в параллельном сдвиге I-V характеристик, иногда очень значительном (достигающим 0.5 В [4]; Рис. 1а). В случае диодов, близких идеальным ($n\approx1$), вероятной причиной сдвига является различие высоты барьера Шоттки (при одинаковой площади диодов). В работе [4] исследовались диоды Шоттки на основе относительно сильнолегированных подложек Лели 6H-SiC или эпитаксиальных слоев, выращенных сублимацией на этих подложках (уровень легирования $\sim10^{18}$ см$^{-3}$) и предполагалось продолжение исследований, в частности, при использовании менее легированных эпитаксиальных слоев SiC, выращенных сублимацией. К сожалению, во второй половине 90х годов продолжение и развитие исследований объектов данного типа практически прервалось, но в это время на научном рынке появились и стали относительно доступны слаболегировнные слои (и pn структуры на их основе) сначала 6H-, а затем и 4H-SiC, при использовании которых часть наблюдений за характеристиками диодов Шоттки была продолжена. А именно, продолжились исследования ‘идентичных’ диодов Шоттки и влияния температуры отжига в процессе высокотемпературных измерений на их характеристики. Уменьшение уровня легирования полупроводника отражает совершенствование технологии и можно было бы ожидать исчезновения эффекта разброса I-V характеристик идентичных диодов. Однако эффект

наблюдался на всех объектах исследования, вне зависимости от уровня легирования полупроводника (Рис.1b, 2a, см. [6] и ссылки в [6]).



(a) (b)

Рис.1. Прямые вольт-амперные характеристики при комнатной температуре 4 диодов Шоттки Mo/SiC(6H) диаметром ~0.3 мм [4] (a) и 7 диодов Шоттки Cr/SiC(4H) разного диаметра D [5] (b) на одном эпитаксиальном слое SiC(6H) с уровнем легирования $\sim 1 \cdot 10^{18}$ см$^{-3}$, выращенном сублимацией на подложке Лели (a) и на одном коммерческом эпитаксиальном слое SiC(4H) с уровнем легирования $\sim 4 \cdot 10^{14}$ см$^{-3}$, выращенном газофазной эпитаксией (b). На вставке Рис.1a – зависимость величины предэкспоненциального множителя J_o от высоты барьера, рассчитанная для идеального диода Шоттки. Плотность тока рассчитывалась делением тока на площадь контакта металл-полупроводник. Все диоды характеризуются коэффициентом идеальности близким 1. Другую информацию см. [4, 6].

Описанные выше эффекты наблюдались в немодифицированных диодах Шоттки или в диодах, подвергшихся отжигу. Однако еще один эффект выявился при исследовании облученных диодов. Известно, что в результате облучения после превышения некоторой пороговой дозы сильно растет последовательное сопротивление диода R_s. В диодах на основе сильнолегированного полупроводника данный эффект наблюдать трудно, а при исследовании диодов на основе слаболегированных эпитаксиальных слоев уже в первых опытах (в результате облучения протонами pn структур на основе 6H-SiC) был зафиксирован эффект заметного разброса R_s идентичных диодов [7]. Наиболее ярко данный эффект проявился в диодах Шоттки Ni/4H-SiC, облученных ионами He^+, когда был зафиксирован разброс R_s, превышающий 10 порядков (Рис. 2b, [8]).

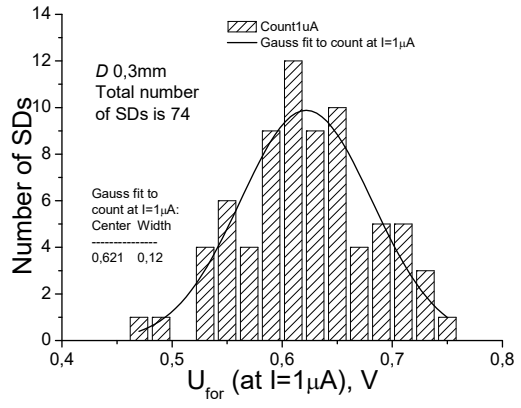
Также при исследовании pn структур впервые наблюдались еще два эффекта, впоследствии обнаруженные и при исследовании диодов Шоттки. В pn структурах сначала на основе 6H-SiC [9], а затем и 4H-, 3C-SiC (см. ссылки в [6, 10]) при прямом смещении были обнаружены избыточные токи, обусловленные шунтированием основного диода паразитным диодом с меньшей высотой барьера и меньшей площади. Позднее подобные избыточные токи наблюдались многими исследователями в диодах Шоттки на основе 4H-, и 6H-SiC (см. ссылки в [6]). В некоторых случаях избыточные токи исключительно стабильны и измерения в широком диапазоне температур позволили оценить высоту барьера и площадь паразитного диода [9, 11]. Однако в некоторых случаях сначала в pn структурах, а затем и в диодах Шоттки были выявлены эффекты по разному проявляющейся нестабильности избыточных токов (см. [6]).

Кроме того, при различных условиях эксплуатации зафиксированы примеры деградации диодов на основе pn структур, проявляющиеся в появлении избыточных токов барьерного типа (см. в [6]).

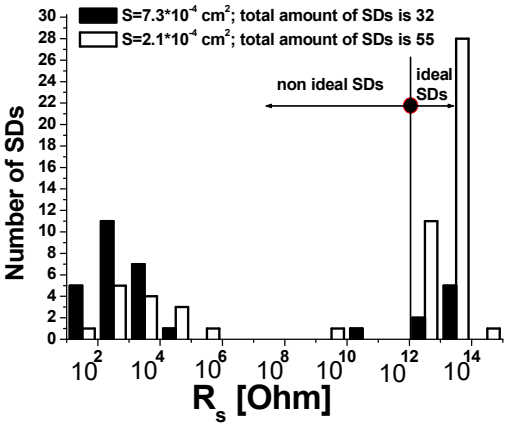
И, наконец, в некоторых случаях обнаружено подавление избыточных токов в результате облучения и их восстановление в результате отжига (см. ссылки в [6]).

Некоторые из описанных эффектов представлены, например, в [10], но наиболее полно систематизированы в [6], где частично по смыслу, частично в хронологическом порядке их наблюдения, пронумерованы от 1 до 7. Все эти эффекты наблюдались при прямом смещении диодов. Однако, практически во всех случаях производилась I-V характеризация диодов и при обратном смещении, в большинстве случаев до -10 В. Поскольку высота барьера Шоттки для диодов на основе SiC достаточно велика (1-1,5 эВ), то при комнатной температуре обратный ток идеального диода Шоттки практически не зарегистрировать. Он появляется или при повышенной температуре, или, например, в результате облучения. Некоторые характерные особенности обратных токов описаны в соответствующих

публикациях, но сейчас хотелось бы обратить внимание на еще один эффект при подаче обратного напряжения на диод.



(a)



(b)

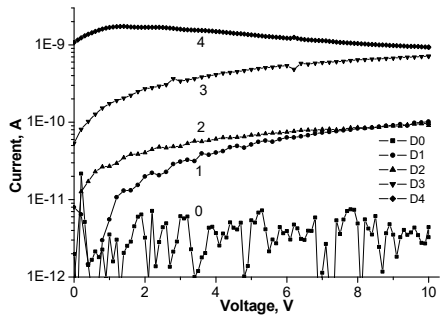
Рис. 2. Гистограмма падения напряжения (при прямом токе 1 мкА) для близких к идеальным диодов Шоттки Cr/SiC(4H) (SDs) диаметром D=0,3 мм на одном коммерческом эпитаксиальном слое SiC(4H) с уровнем легирования ~$4\cdot10^{14}$ $см^{-3}$, выращенном газофазной эпитаксией (a) и гистограммы последовательного сопротивления R_s для диодов Шоттки Ni/SiC(4H) двух площадей на одном эпитаксиальном слое SiC(4H), выращенном сублимацией на коммерческой подложке с уровнем легирования ~$3\cdot10^{17}$ $см^{-3}$, облученных ионами He^+ с энергией 0,5 МэВ дозой $2\bullet10^{13}$ $см^{-2}$. Другие детали см. [6, 8].

Известно, что облучение диодов приводит не только к росту последовательного сопротивления при прямом смещении, но и к росту обратного тока [12]. Еще один пример такого поведения представлен на Рис. 3a. Видно, что после высокой дозы облучения на I-V характеристике появляется такая особенность, как N-образность (Рис. 3a, кривая 4). При повторном измерении обратной I-V характеристики до более высоких обратных напряжений N-образность сохраняется, но смещается по напряжению, а при третьем измерении она уже не проявляется, а обратный ток заметно уменьшается (Рис. 3b). Т.е., проявляется нестабильность обратной I-V характеристики (эффект N3, [6]). Саму же N-образность, как кажется, можно понять в рамках модели шунта, как проводящего канала малого сечения с общим направлением от металла к подложке с участием дефекта дырочного типа сложной формы (с участками разного направления) в условиях растущего по величине поля при обратном смещении и рассматривать как восьмой эффект (N8) в пользу модели (см. [6]). Как известно, в сильно облученных SiC диодах при прямом смещении может наблюдаться и S-образная I-V характеристика [13], но ее можно интерпретировать и не привлекая дефекты рассматриваемого типа.

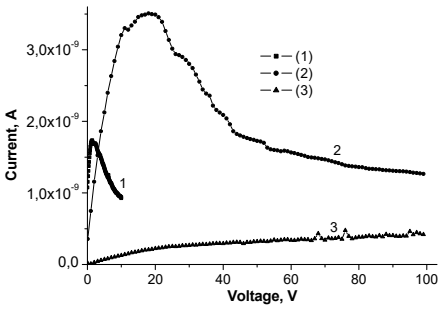
Т.о., I-V характеристики диодов с определенного типа дефектами кристаллической решетки (малой площади) можно рассматривать как выявитель (индикатор) дефектов, в то время, как C-V зависимости, напротив, характеризуют объект большой площади и причиной разброса высоты барьера Шоттки по результатам C-V измерений является, возможно, методическая проблема экстраполяции C-V характеристик в случае неоднородного легирования полупроводника.

Литература

1. А.Г. Остроумов, А.А. Рогачев, О. В. Лосев — пионер полупроводниковой электроники. — Физика: проблемы, история, люди. — Ленинград: Наука, 1986. — С. 183–217.
2. Е.Х. Родерик, Контакты метал-полупроводник, Москва, 1982.
3. А.Н. Андреев, А.А. Лебедев, М.Г. Растегаева, Ф.М. Снегов, А.Л. Сыркин, В.Е. Челноков, Л.Н. Шестопалова, Высота барьера в диодах Шоттки, сформированных на основе n-SiC-6H, ФТП 29 (1995) 1833-1843.
4. A.M. Strel'chuk, M.G. Rastegaeva, Characterization of Schottky barriers occurring at the metal-6H-SiC contact based on results of studies of current-voltage characteristics, Mat. Sci. and Eng. B46 (1997) 379-382.



(a)



(b)

Рис.3. Обратные вольт-амперные характеристики при комнатной температуре диода Шоттки Cr/SiC(4H) диаметром ~0.3 мм на коммерческом эпитаксиальном слое SiC(4H) с уровнем легирования ~$1\cdot10^{15}$ $см^{-3}$ до облучения (D0, кривая 0) и после облучения электронами с энергией 0,9 МэВ последовательно 4 дозами D1-D4 ($2\cdot10^{15}$ $см^{-2}$ (D1), $4\cdot10^{15}$ $см^{-2}$ (D2), $8\cdot10^{15}$ $см^{-2}$ (D3), $2\cdot10^{16}$ $см^{-2}$ (D4) в диапазоне напряжений 0-10 В (a) и три последовательных измерения (кривые 1-3) обратной вольт-амперной характеристики после четвертой дозы облучения (D4) в диапазоне напряжений 0-100 В (b).

5. M.G. Rastegaeva, A.N. Andreev, A.A. Petrov, A.I. Babanin, M.A. Yagovkina, I.P. Nikitina, The influence of temperature treatment on the formation of Ni-based Schottky diodes and ohmic contacts to n-6H-SiC, Materials Science and Engineering B46 (1997) 254-258.
6. A. M. Strel'chuk, E. V. Kalinina, Current-voltage characteristics of Cr/SiC(4H) Schottky diodes, St. Petersburg Polytechnic University Journal. Physics and Mathematics. Vol. 16. No. 1.2 (2023) 83-89.
7. A.M. Strel'chuk, V.V. Kozlovski, N. S. Savkina, M.G. Rastegaeva, A.N. Andreev, Influence of proton irradiation on recombination current in 6H-SiC pn structures, Mat. Sci. and Eng. B61-62 (1999) 441-445.
8. A.M. Strel'chuk, V.V. Zelenin, A.N. Kuznetsov, J. Tringe, A.V. Davydov and A.A. Lebedev, Anomalous scatter of forward current – voltage characteristics of He+ - irradiated Ni/4H-SiC Schottky diodes, Mater. Sci. Forum 858 (2016) 749-752.
9. A. M. Strel'chuk, V. V. Evstropov, M. G. Rastegaeva, E. P. Kuznetsova, Shunting patterns occurring in epitaxial 6H-SiC p-n structures for high-voltage rectifier, Mat. Sci. and Eng. B46 (1997) 231-235.
10. А.М. Стрельчук, Избыточные токи в диодах на основе карбида кремния, Труды II российско-белорусской научно-технической конференции «Элементная база отечественной радиоэлектроники» им. О.В. Лосева, Нижний Новгород (2015) 46-50.
11. A. M. Strel'chuk, N. S. Savkina, Ideal 4H-SiC pn junction and its characteristic shunt, Materials Science and Engineering B80 (2001) 378-382.
12. А.М. Стрельчук, В.В. Козловский, А.А. Лебедев, Радиационное повреждение карбид-кремниевых диодов заряженными частицами высоких энергий, ФТП (2018) 1651-1655.
13. A.M. Strel'chuk, V.V. Kozlovski, A.A. Lebedev, Effect of Proton and Electron Irradiation on Current-Voltage Characteristics of Rectifying Diodes Based on 4H-SiC Structures with Schottky Barrier, Materials Science Forum 1004 (2020) 1081-1087.

SCHOTTKY DIODES BASED ON SILICON CARBIDE

A.M. Strel'chuk
Ioffe Institute

Summary. In diodes based on silicon carbide, the previously obtained results of the study of I-V characteristics are systematized, new ones are presented and a model is proposed explaining the presence of excess currents and appearance as a result of degradation.

ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ ПУЛЬТ ДЛЯ ПРОВЕРКИ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДАТЧИКОВ

студ. Стулов С.И.
Арзамасский политехнический институт филиал ННГУ

В статье показана необходимость и целесообразность создания четырехканального пульта для проверки динамических характеристик датчиков, описана его структурная схема определением основных функциональных узлов и элементов, приведена схемотехническая реализация на двухсторонней печатной плате.

В состав пульта проверки входят четыре независимых измерительных канала и два канала формирования динамического воздействия. Основным видом динамического воздействия является гармонический синусоидальный сигнал в виде переменного слаботочного напряжения от генератора. Выходной сигнал в виде гармонического отклика – аналогового напряжения преобразуется цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП) и выводится на монитор для качественной оценки. Использование нескольких независимых измерительных каналов (до 4) позволяет осуществлять замер группы датчиков, расположенных в измерительном комплексе. Основными потребителями таких систем (рис. 1) являются производители систем мониторинга сейсмоустойчивости. В состав таких систем входит группа акселерометров, которая отвечает за оценку динамического состояния объекта мониторинга.

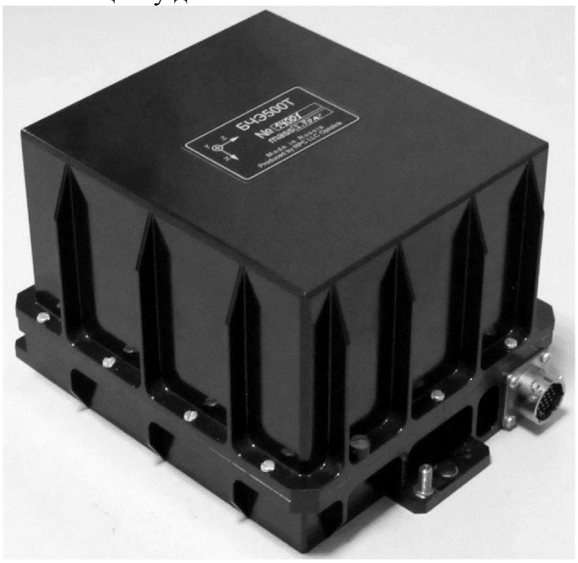


Рисунок 1 – Блок чувствительных элементов.

На этапе разработки в состав таких систем включена тест-система для имитации динамического возбуждения аналоговым напряжением. С учётом гражданского назначения данного четырехканального пульта в составе применена компонентная база как отечественного, так и иностранного производства.

Развитие отраслей промышленности гражданского назначения привело к созданию сложных узлов и агрегатов, строений и сооружений. Такими сооружениями являются небоскребы, атомные станции, железнодорожные и автомобильные мосты. При их эксплуатации необходимо следить за их динамическим состоянием: наличием виброперемещений, резонансов и сейсмоактивности.

Для решения данного рода задач создано большое множество систем мониторинга и диагностики для измерения виброускорения и виброскорости. В состав всех подобных систем входят датчики измерения параметров движения: датчики измерения линейного ускорения, датчики измерения угловой скорости. Их задача контроль амплитуды и частоты перемещения контролируемых элементов объекта.

Основной целью статьи является разработка универсального четырехканального пульта для проверки динамических характеристик инерциальных датчиков. В измерительных системах установлено обычно три таких датчика, поэтому пульт должен содержать минимум три измерительных канала. В качестве источника возбуждающего воздействия может быть использован аналоговый сигнал с генератора. Контролируемые частоты объектов с учетом их массогабаритных характеристик варьируются от нескольких герц до нескольких тысяч герц, поэтому технологических возможностей генератора частоты достаточно.

Выходным сигналом датчиков в большинстве случаем является напряжение или ток, поэтому при проектиовании пульта проверки необходимо учесть наличие аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

С учетом описанных требований разработана структурная схема четырехканального пульта проверки (рис.2).

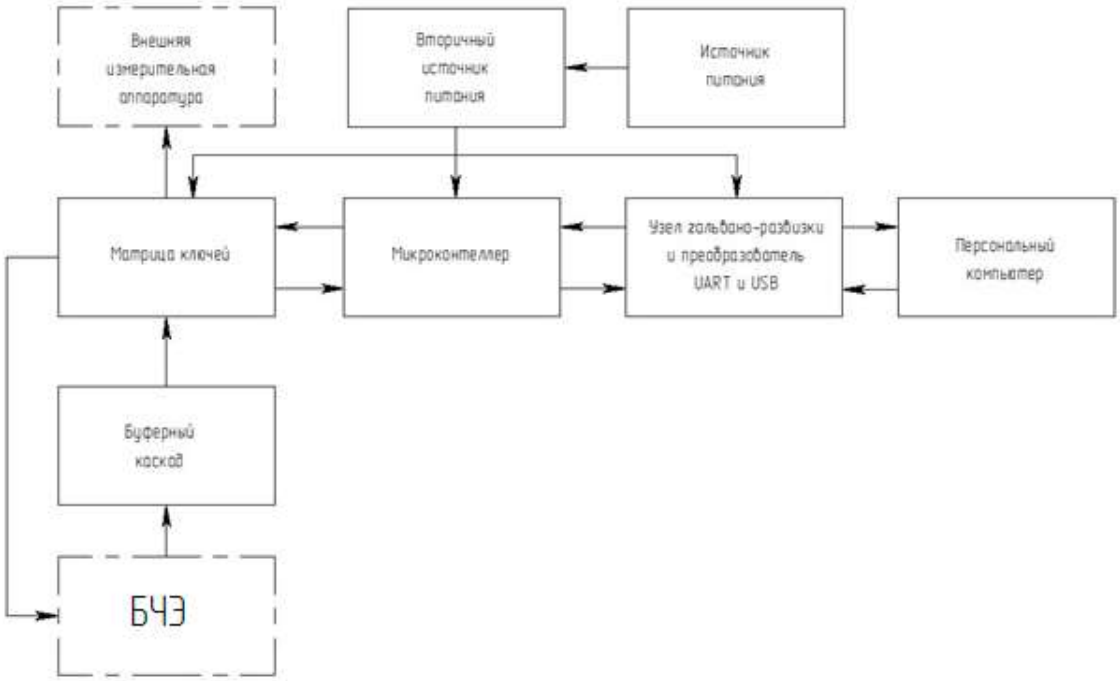


Рисунок 2 – Структурная схема пульта проверки

Четырехканальный пульт контроля динамических характеристик состоит из следующих основных узлов, необходимых для выполнения контроля динамических характеристик (виброскорости, виброускорения, переходного процесса): микроконтроллера, вторичного источника питания, матрицы ключей, входного буфера, узла гальвано-развязки и преобразования между интерфейсами UART - USB.

Основным элементом пульта является микроконтроллер, в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ) которого запрограммирован алгоритм выполнения множества различных коммутаций между каналами с подачей определённого набора возбуждающих сигналов.

С целью обеспечения питания микроконтроллера в блок схеме предусмотрен вторичный источник питания. Данный блок осуществляет понижение входного напряжения от внешнего источника питания ±15В до ±5В, необходимого для микроконтроллера. Напряжением ±5В запитываются также блоки: матрица ключей и узел гальвано-развязки и преобразования между интерфейсами UART – USB со стороны приемо-передатчика UART.

Микроконтроллер управляет матрицей ключей, с помощью которой происходит переключение цепей ЧЭ между блоками внешней измерительной аппаратуры (генератором, осциллографом и вольтметром). Для проведения исследования каждого канала проверяемой системы необходима коммутация входных цепей на канал генератора, а выходных цепей через буферный каскад на канал осциллографа. В процессе проведения анализа движения подвижной массы измерительного сенсора при помощи персонального компьютера (ПК) можно изменять не только амплитуду, но и характер возбуждающего сигнала (гармонический, импульсный и циклический).

Входной буфер необходим для усиления и масштабирования сигнала с исследуемых датчиков на вход осциллографа. Схема буферного каскада выполнена на операционных усилителях, включенных по схеме не инвертирующего усилителя.

Для исключения возникновения паразитных земляных токов через цепи пульта между измерительным оборудованием и персональным компьютером и защиты узлов ПК предусмотрена гальваническая развязка цепей пульта и интерфейса USB.

Микросхема D10 - это 32-х битный микроконтроллер на ядре Cortex M0, отличается большим набором периферии, низким энергопотреблением, доступностью на рынке и наличием готовых примеров реализации множества его функций.

Питание микроконтроллера осуществляется через вторичный источник питания, выполненный на микросхеме D12, понижающий входное напряжение с +15В до +5В.

Электрическая схема четырехканального пульта контроля динамических характеристик приведена на рисунке 3.

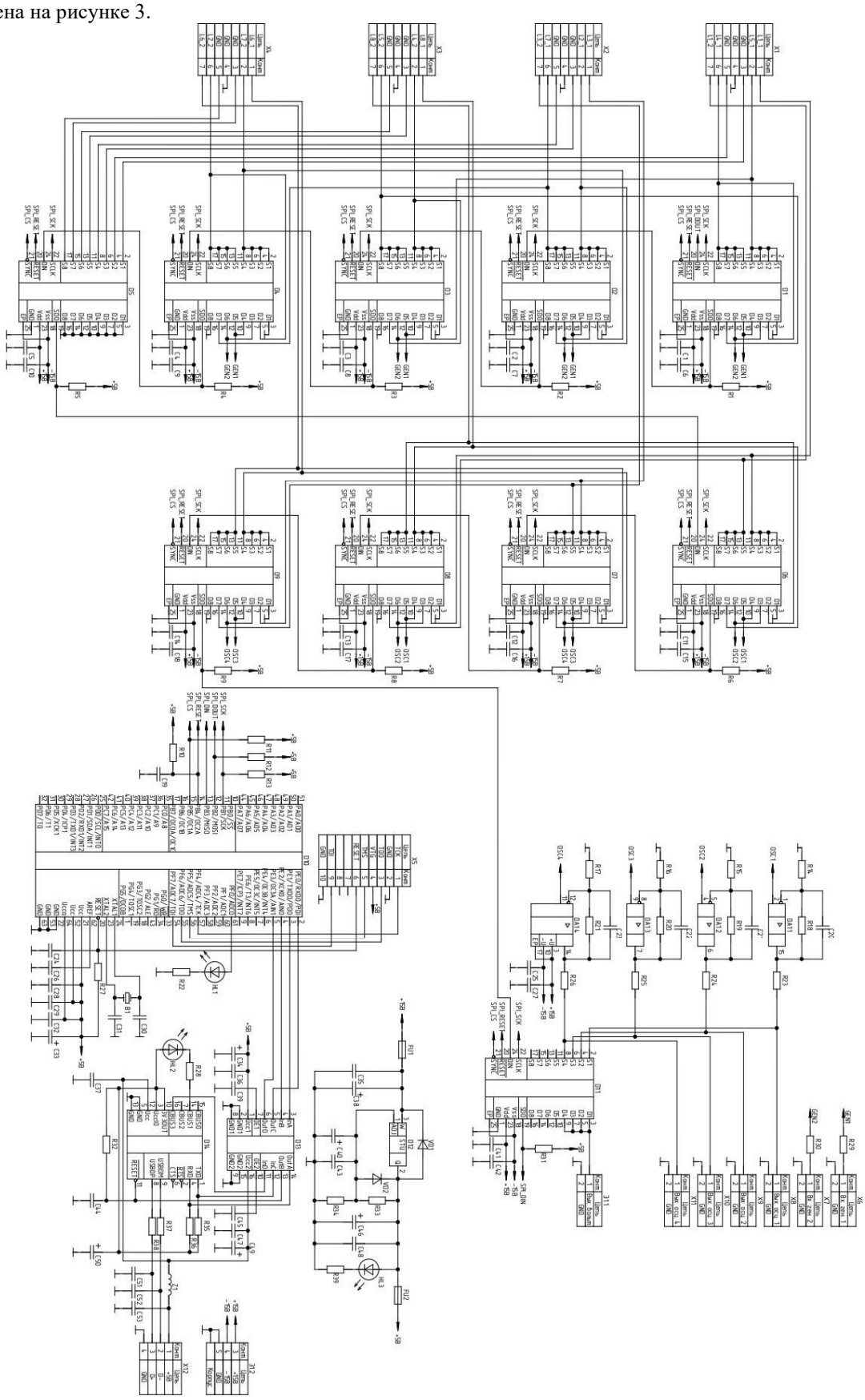


Рисунок 3 – Электрическая схема пульта балансировки.

Предложенная структурная и электрическая схемы универсального четырехканального пульта проверки аналоговых датчиков позволяет производить совместное исследования правильности функционирования измерительных каналов мониторинговых систем путем задания эталонного динамического сигнала с осциллографа с последующим анализом отклика от инерциального датчика.

Библиографический список

1. Конструирование интегральных датчиков: Учеб. пособие / В. Д. Вавилов, В. И. Поздяев; Моск. авиац. ин-т им. С. Орджоникидзе. - М.: Изд-во МАИ, 1993. – 58.
2. Хоровиц п., хилл У. Х80 Искусство схемотех.ники: Пер. с англ. - Изд. 2-е. - М.: Издательство БИНОМ 2014. – 704 с.
3. Калинкина М.Е., Пирожникова О.И., Ткалич В.Л., Комарова А.В., Микроэлектромеханические системы и датчики– СПб: Университет ИТМО, 2020. – 75 с

The article shows the need and feasibility of creating a four-channel remote control for checking the dynamic characteristics of sensors, describes its structural diagram by defining the main functional units and elements, and provides a circuit implementation on a double-sided printed circuit board. The testing console includes four independent measuring channels and two channels for generating dynamic effects. The main type of dynamic influence is a harmonic sinusoidal signal in the form of alternating low-current voltage from the generator. The output signal in the form of a harmonic response - an analog voltage - is converted by a DAC and displayed on a monitor for qualitative evaluation. The use of several independent measuring channels (up to 4) allows you to measure a group of sensors located in the measuring complex. The main consumers of such systems (Fig. 1) are manufacturers of monitoring or seismic resistance systems. Such systems include a group of accelerometers, which is responsible for assessing the dynamic state of the monitoring object.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ В ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ ВОЛНОВЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

к.т.н. Терентьев А.А.[1,2], к.т.н. Лупанова Е.А.[3], к.т.н., доц. Петров В.В.[3]

[1] ООО «Скоростные системы связи»
[2] ООО «Микроволновые измерения»
[3] НГТУ им. Р.Е. Алексеева

Статья посвящена вопросу измерения параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи с произвольным волновым сопротивлением. Решаемая задача актуальна для мощных СВЧ транзисторов, входные и выходные импедансы которых находятся на периферии диаграммы полных сопротивлений. Известно, что измерение мощных несогласованных транзисторов, установленных в несогласованных линиях, является недостаточно точным, так как в измерительную схему вносятся дополнительные источники погрешности, а также может быть ограничено лишь частью ВАХ транзистора из-за его склонности к генерации [1, стр. 74]. По этой причине параметры транзистора (нелинейные S-параметры, импедансы в режиме комплексно-сопряженного согласования) измеряют в полосковых линиях с низким порядка 10-12 Ом волновым сопротивлением. К примеру, в [2] описана важность и способ нормировки значений S-параметров транзисторов на известное волновое сопротивление микрополосковых линий. Однако на практике, строго говоря, волновые сопротивления линий являются произвольными, частотно зависимыми, комплексными и априори точно неизвестными. Причинами этого являются диэлектрические потери в линии передачи [3], наличие продольной составляющей магнитного поля в «квази-Т» волне, распространяющейся в линии [4], и другие факторы, связанные с наличием неоднородностей в линии. В настоящей работе обсуждается нестандартная измерительная задача определения параметров объектов в полосковых линиях с произвольным волновым сопротивлением.

Суть решаемой задачи состоит в следующем. Если в контактное устройство со стандартными волновыми сопротивлениями портов 50 Ом установить отрезок низкоомной $Z_в(f)$~12 Ом полосковой линии, как показано на схемной модели на рис. 1(а), измеренный модуль коэффициента отражения в полосе частот будет изменяться в пределах от нуля до 0,9 (см. рис. 1(б)). Если изменить волновые сопротивления портов со стандартного значения на низкоомное, как показано на рис. 1(в), модуль коэффициента отражения оказывается весьма малым (см. рис. 1(г)).

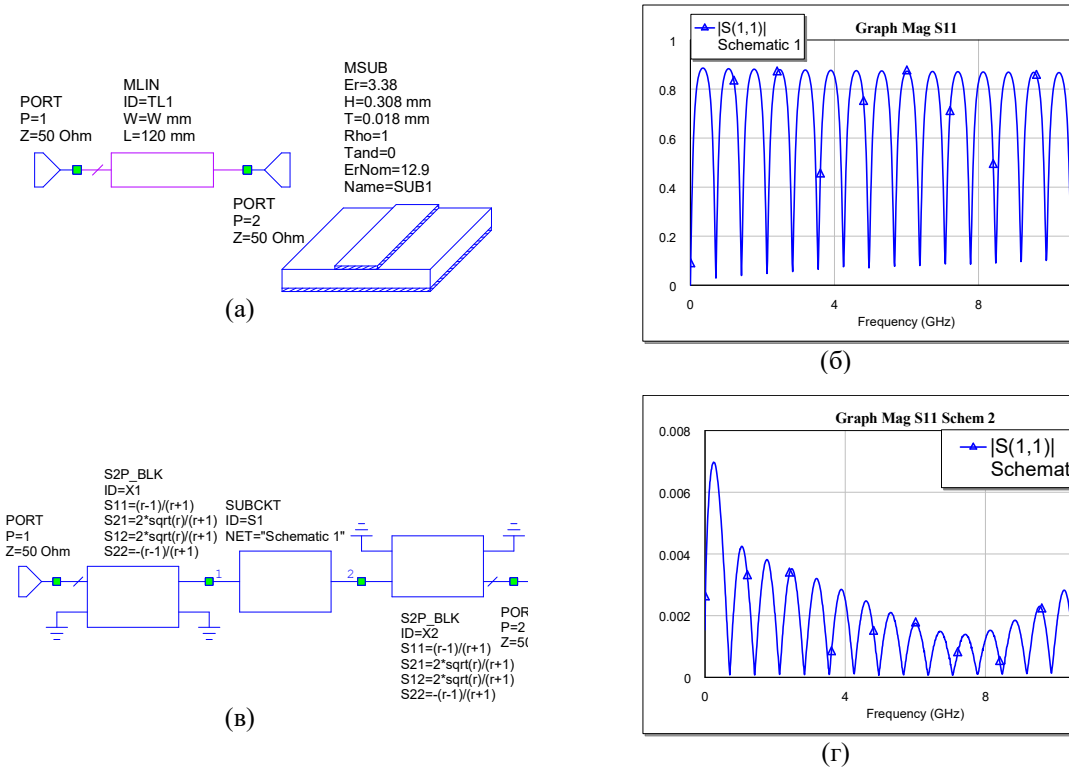


Рисунок 1 - Моделирование микрополосковой линии

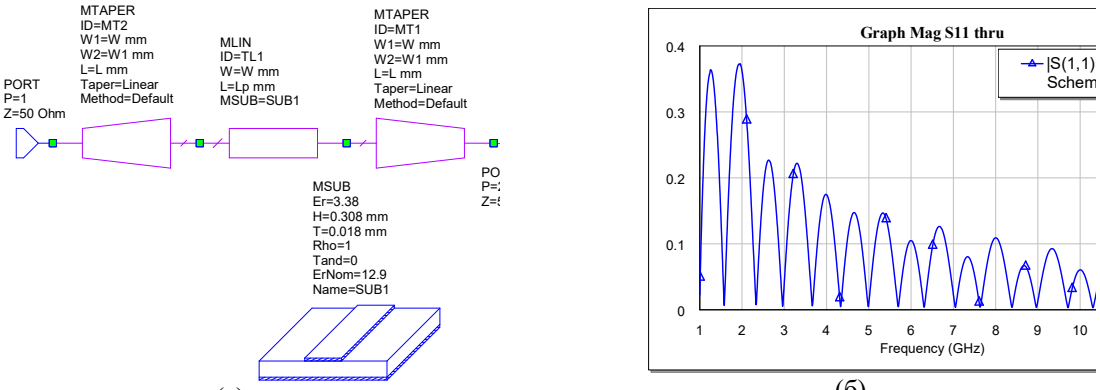
В схеме на рис. 1(а) вместо программной модели микрополосковой линии может быть также использован и результат измерения реальной микрополосковой линии, подгруженный в САПР с использованием, например, s2p-формата.

Преобразование схемы от рис. 1(а) к рис. 1(в) заключается в использовании дополнительных блоков преобразования волнового сопротивления, параметры которого подбираются в ходе модельных исследований в САПР. *S*-параметры блоков преобразования волнового сопротивления указаны на рисунке 1, где *r* - коэффициент, на величину которого нормируется стандартное волновое сопротивление 50 Ом. Таким образом, подбирая коэффициент *r* по критерию минимизации значения модуля S_{11} и S_{22}, определяют истинное значение величины волнового сопротивления исследуемой микрополосковой линии.

Полученные результаты могут быть использованы при выполнения LTR-калибровки в контактном устройстве для аттестации низкоомной нагрузки, нагрузок холостого хода, короткого замыкания и проходной меры. Подробно это освещено в [5]. После этого возможно выполнение стандартной OSMT-калибровки в контактном устройстве с плавными переходами (рисунок 2).

Рисунок 2 - Контактное устройство с плавными переходами

Упрощенная схемная модель такого устройства с проходной мерой длиной *Lp*= 10 мм показана на рис. 3(а), а модуль коэффициента отражения S_{11} - на рис. 3(б). Сравнительно высокие значения модуля S_{11} объясняются линейным (а не экспоненциальным) законом изменения геометрии перехода длиной *L*=60 мм.



(а) (б)

Рисунок 3 - Моделирование контактного устройства с проходной мерой

На рис. 4(а,в) приведены схемы контактного устройства в режиме короткого замыкания и согласованной низкоомной нагрузки соответственно для первого и второго порта, а на рис. 4(б,г) - соответствующие им модули коэффициентов отражения S_{11}.

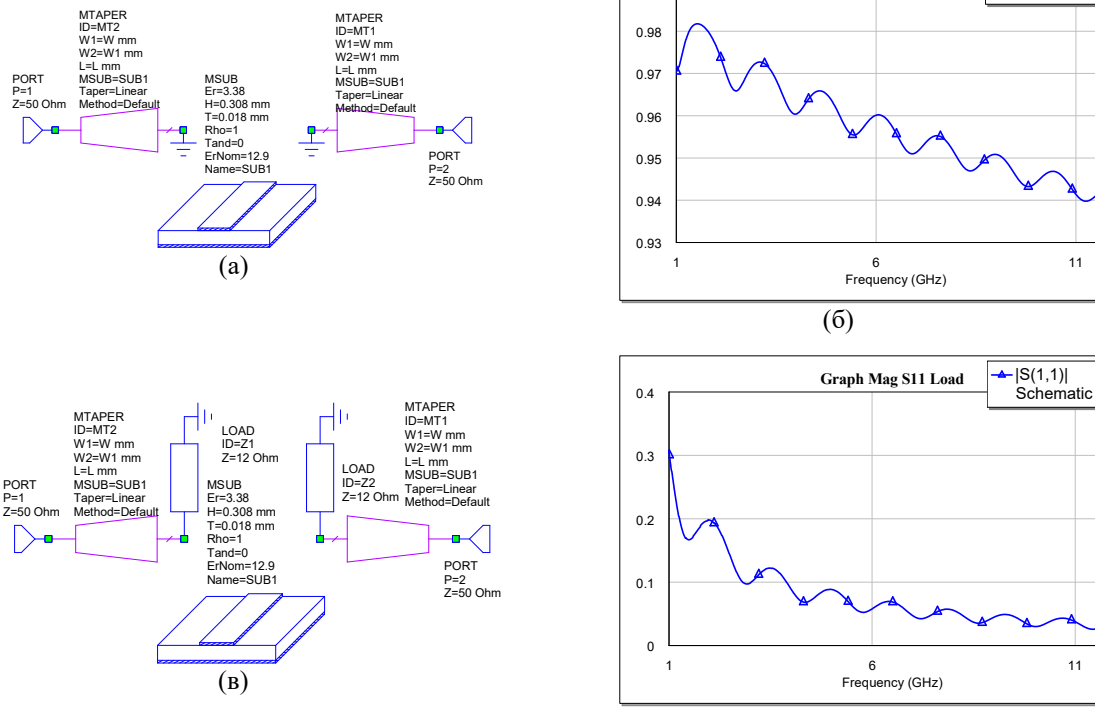


Рисунок 4 - Моделирование контактного устройства с короткозамыкающей и согласованной мерами

После выполнения OSMT калибровочной процедуры контактного устройства появляется возможность определения параметров исследуемого объекта (например, мощного СВЧ транзистора), нормированных на восстановленное значение волнового сопротивления низкоомных окружающих линий. При этом в ходе измерения дополнительно могут быть использованы тюнеры импедансов, подключённые на вход и выход контактного устройства, для настройки в режим комплексно сопряжённого согласования входных и выходных импедансов согласующих цепей на заданных частотах. После процедуры измерения полученные результаты при необходимости могут быть пересчитаны по известным формулам к стандартному волновому сопротивлению.

Описанная в статье измерительная процедура в совокупности с предварительными модельными исследованиями, аттестацией мер и калибровкой контактного устройства позволяет провести корректные измерения электронных компонентов в линиях с произвольным волновым сопротивлением. Такое решение особенно важно при измерении характеристик мощных СВЧ транзисторов, измерение параметров которых в линиях со стандартным 50-Омным волновым сопротивлением некорректно ввиду нелинейности измеряемых объектов либо ограничено в силу склонности измеряемого объекта к генерации.

Литература

1. Маковецкая А.А. Исследование динамики горячих электронов в полевых транзисторах на гетероструктурах с донорно-акцепторным легированием для разработки перспективных СВЧ усилителей мощности // Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук, АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина», г. Фрязино, 2018 г.

2. Литовченко В.А., Заржецкая Н.В. Обзор методов измерения S-параметров транзисторов СВЧ в режиме большого сигнала // Вестник СГУГиТ (Сибирского государственного университета геосистем и технологий). 2019. №4.

3. Гальперович Д. Я., Павлов А. А., Хренков Н. Н. Радиочастотные кабели. М.: Энергоатомиздат, 1990. 256 с.

4. Лупанова Е.А., Никулин С.М. Измерение волнового сопротивления микрополосковой линии векторным анализатором цепей // Измерительная техника. 2022. №5, с. 62–68.

5. Лупанова Е.А., Никулин С.М. Метод определения собственных параметров полосковых линий. Измерительная техника №5, 2021, с. 47-52.

Measurement of parameters of electronic components in stripline transmission lines with arbitrary characteristic impedance

Terentev A.A.[1,2], Lupanova E.A.[3], Petrov V.V.[3]

[1] Rapid Telecom Systems Labs LLC.
[2] Microwave Measurements LLC.
[3] NSTU n.a. R.E. Alekseev

The article is devoted to the issue of measuring the parameters of electronic components in stripline transmission lines with an arbitrary characteristic impedance. The problem being solved is relevant for high-power microwave transistors, the input and output impedances of which are located on the periphery of the Smith chart. It is known that the measurement of high-power unmatched transistors installed in unmatched lines is not accurate enough, since additional sources of error are introduced into the measurement, and can also be limited to only part of the I-V characteristic of the transistor due to its tendency to generate [1, p. 74] . For this reason, transistor parameters (nonlinear S-parameters, impedances in the complex conjugate matching mode) have to be measured in stripline transmission lines with a low wave impedance of the order of 10-12 Ohms. For example, in [2] the importance and method of normalizing the values of the S-parameters of transistors to the known characteristic impedance of microstrip lines is described. However, in practice, strictly speaking, the wave impedances of lines are arbitrary, frequency dependent, complex and a priori precisely unknown. The reasons for this are dielectric losses in the transmission line [3], the presence of a longitudinal component of the magnetic field in the “quasi-T” wave propagating in the line [4], and other factors associated with the presence of inhomogeneities in the line. This paper discusses a measurement problem of determining the parameters of objects in stripline transmission lines with an arbitrary wave impedance.

СЕЛЕКТИВНОЕ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОЕ ТРАВЛЕНИЕ СЛОЕВ P-GAN В ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ С ДВУМЕРНЫМ ГАЗОМ

инж. Юник А.Д., к.т.н., доц. Соловьёв Я.А., инж. Шидловский А.Г., инж. Татьяненко А.В., к.т.н., доц. Ковальчук Н.С.

Отраслевая лаборатория новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компании холдинга «ИНТЕГРАЛ», г. Минск, Республика Беларусь

Аннотация. Методами сканирующей электронной микроскопии и лазерной интерферометрии установлены режимы плазмохимического травления слоев гетероструктур типа p-GaN/AlGaN/GaN, обеспечивающие высокую селективность (более 40 ед.) травления слоя p-GaN относительно AlGaN. Ключевыми факторами данного процесса являются мощность источника индуктивно-связанной плазмы (ICP), мощность источника реактивно-ионного травления (RIE) и содержание (расход) кислорода (O_2) в газовой смеси. При этом выбор ICP-мощности обусловлен различиями в изменении активных компонентов плазмы (активных радикалов и ионов), обладающих энергией, необходимой для взаимодействия с поверхностью p-GaN и AlGaN; выбор RIE-мощности – изменением влияния кинетической составляющей компонентов плазмы на скорость травления p-GaN и AlGaN; выбор содержания (расхода) кислорода (O_2) в газовой смеси – процессом пассивации поверхности травления путем взаимодействия с образованием оксидов, что более существенно для слоя AlGaN из-за активного образования соединений типа Al_xO_y. В совокупности это позволяет обеспечивать высокую селективность травления слоя p-GaN относительно AlGaN и точно установить момент окончания процесса травления по графику лазерной интерферометрии. Полученные результаты подтверждаются результатами сканирующей электронной микроскопии и могут быть использованы для формирования элементов устройств СВЧ и силовой электроники на основе гетероструктур типа AlGaN/GaN.

Введение. В настоящее время активное развитие получила технология создания устройств на широкозонных полупроводниках, в частности на гетероструктурах (ГС) на основе нитрида галлия (GaN) с двумерным электронным газом (ДЭГ). Среди таких устройств особое место занимают транзисторы с высокой подвижностью электронов (ТВПЭ). Для реализации ТВПЭ, как правило, используются ГС выращенные на подложках кремния, сапфира или карбида кремния, которые включают в себя целый ряд слоев, основными из которых являются GaN, AlN, AlGaN, а также p-GaN [1].

В процессе формирования ТВПЭ различные слои ГС могут многократно подвергаться плазмохимическому травлению (ПХТ), в частности: при формировании изоляции устройств меза-канавками [2]; областей затвора ТВПЭ [3]; низкоомных омических контактов [4] и др. Как правило, ПХТ слоев ГС на основе GaN реализуют реактивным ионным травлением в индуктивно-связанной плазме (РИТ ИСП) в хлорсодержащих средах (Cl_2 или BCl_3) с добавлением кислорода (O_2) [5].

Основной особенностью данного процесса при формировании элементов ТВПЭ является необходимость прецизионного высокоселективного травления различных слоев ГС (толщиной от нескольких единиц до нескольких десятков нанометров) друг относительно друга или относительно защитных и/или диэлектрических слоев.

При селективном ПХТ слоя p-GaN относительно AlGaN при формировании области затвора нормально-закрытого ТВПЭ необходимо остановить травление точно на границе раздела p-GaN/AlGaN: даже незначительный затрав в AlGaN может приводить к значительному уменьшению концентрации электронов в ДЭГ и, как следствие, увеличению сопротивления в открытом состоянии (Rds_{on}) активной области канала транзистора [6], а недотрав слоя p-GaN приводить к значительному увеличению контактного сопротивления омических контактов истока/стока ТВПЭ, которые формируются после удаления p-GaN. При этом селективность процесса будет зависеть от целого ряда технологических факторов, таких как мощность источника индуктивно-связанной плазмы (ICP), мощность источника реактивно-ионного травления (RIE), давление в реакционной камера, состава и соотношения (расхода) газов в используемой газовой смеси и др. Предпочтительным является использование процесса травления с селективностью не менее 30 ед. при минимально возможной скорости травления слоя AlGaN, что позволяет более точно установить момент окончания процесса травления p-GaN по графику ЛИ и увеличить допустимое время на перетрав без ощутимого затрава в AlGaN и ухудшения свойств ДЭГ соответственно.

Настоящая работа посвящена установлению режимов ПХТ ГС типа p-GaN/AlGaN/GaN, обеспечивающих высокую селективность травления слоя p-GaN относительно AlGaN и определению времени окончания процесса травления с помощью ЛИ в реальном масштабе времени.

Методика проведения эксперимента. В данной работе использовались ГС типа GaN/AlGaN/p-GaN с суммарной толщиной слоев порядка 2600 нм на подложке сапфира диаметром 100 мм (рисунок 1).

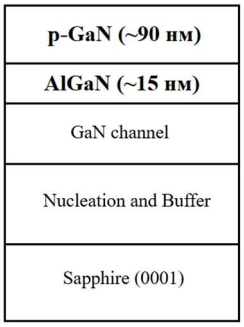


Рисунок 1. Дизайн гетероструктуры GaN/AlGaN/p-GaN

РИТ ИСП слоев ГС на основе GaN выполнялось на установке плазмохимического травления типа STEICP200EC (ЗАО «НТО», Россия) в смеси $Cl_2/Ar/O_2$ при постоянном давлении. В данной смеси Cl_2 в первую очередь отвечает за интенсивность взаимодействия активных компонентов плазмы со слоями, подвергающимися травлению; Ar – за кинетическую составляющую процесса травления, благодаря которой происходит разрушение кристаллической решетки поверхности травления; O_2 – за пассивацию поверхности травления путем непосредственного взаимодействия с образованием оксидов, что наиболее актуально для слоя AlGaN из-за активного образования соединений типа Al_xO_y.

Для установления режимов ПХТ, обеспечивающих высокую селективность травления слоя p-GaN относительно AlGaN варьировались следующие параметры:

а) мощность источника индуктивно-связанной плазмы (ICP), при постоянном значении мощности источника реактивно-ионного травления (RIE) и содержании компонентов в газовой смеси $Cl_2/Ar/O_2$;

б) мощность источника реактивно-ионного травления (RIE), при постоянном значении мощности источника индуктивно-связанной плазмы (ICP) и содержании компонентов в газовой смеси $Cl_2/Ar/O_2$;

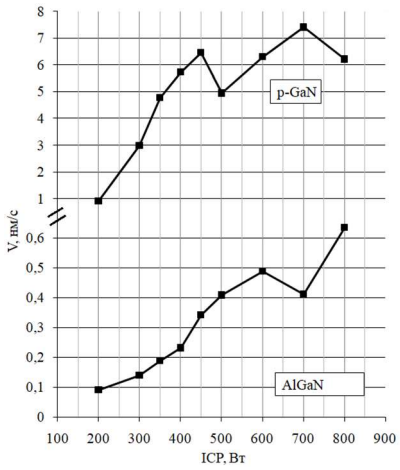
в) содержание (расход) кислорода (O_2) в газовой смеси $Cl_2/Ar/O_2$, при постоянных значениях мощности источника реактивно-ионного травления (RIE)и мощности источника индуктивно-связанной плазмы (ICP).

Контроль изменения интенсивности световых потоков при травлении образцов и их интерпретация в виде интерферограмм осуществлялась с помощью лазерного интерферометра HoribaLEMG50 с рабочей длиной волны детектора 670±10 нм. Пример типового графика рефлектометрии при ПХТ слоев p-GaN и AlGaN на установке STEICP200EC представлен на рисунке 2.

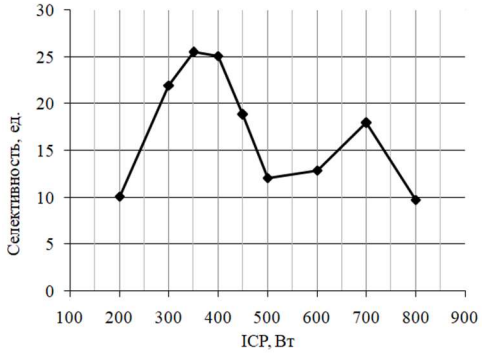
Рисунок 2. Типовая рефлектометрограмма при ПХТ слоев p-GaN и AlGaN на установке STEICP200EC

Глубину травления после окончания процесса дополнительно контролировали с помощью сканирующего электронного микроскопа (СЭМ), типа S-4800 (Hitachi, Япония).

Результаты и их обсуждение. Анализ зависимости скорости и селективности при травлении слоев p-GaN и AlGaN от ICP-мощности (рисунок 3, а, б) показывает, что при увеличении ICP-мощности наблюдается увеличение скоростей травления слоев p-GaN и AlGaN. Максимум селективности процесса достигается в диапазоне ICP-мощности 350-400 Вт. При этом изменение селективности процесса связано с различиями в изменении содержания активных компонентов плазмы (активных радикалов и ионов), обладающих энергией, необходимой для взаимодействия с поверхностью p-GaN и AlGaN.



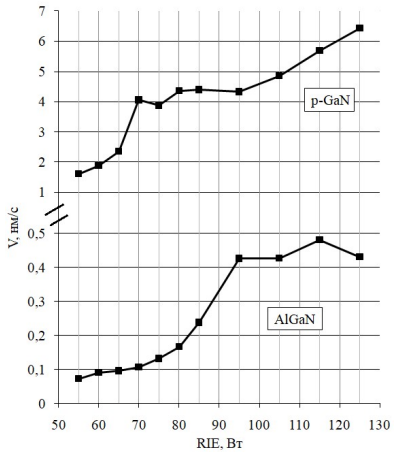
а)



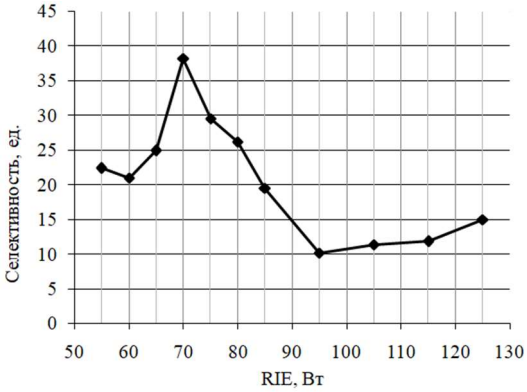
б)

Рисунок 3. Зависимость скорости (а) и селективности (б) при травлении слоев p-GaN и AlGaN в зависимости от RIE-мощности

Анализ зависимости скорости и селективности при травлении слоев p-GaN и AlGaN от RIE-мощности (рисунок 4, а, б) показывает, что при увеличении RIE-мощности также наблюдается увеличение скоростей травления слоев p-GaN и AlGaN. Максимум селективности процесса достигается при RIE-мощности 70 Вт. При этом изменение селективности процесса связано с изменением влияния кинетической составляющей компонентов плазмы на скорость травления p-GaN и AlGaN.



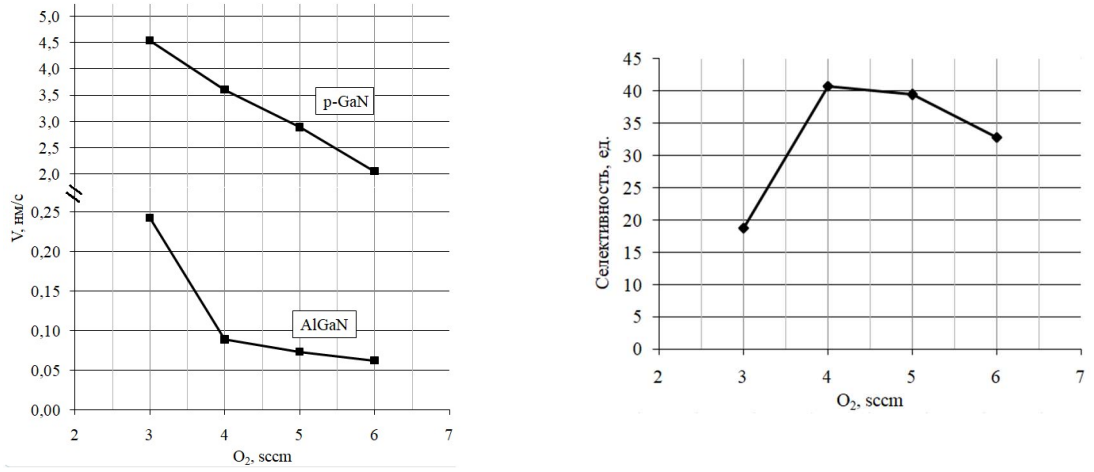
а)



б)

Рисунок 4. Зависимость скорости (а) и селективности (б) при травлении слоев p-GaN и AlGaN в зависимости от RIE-мощности

Анализ зависимости скорости и селективности при травлении слоев p-GaN и AlGaN от содержания (расхода) O_2 в газовой смеси (рисунок 5, а, б) показывает, что при увеличении (расхода) O_2 в газовой смеси наблюдается снижение скоростей травления слоев p-GaN и AlGaN. Максимум селективности процесса достигается при расходе O_2 в 4-5 $см^3$/мин. При этом изменение селективности процесса непосредственно связано с процессом пассивации поверхности травления путем взаимодействия кислорода с обрабатываемой поверхностью с образованием оксидов, что более существенно для слоя AlGaN из-за активного образования соединений типа Al_xO_y.



а) б)

Рисунок 5. Зависимость скорости (а) и селективности (б) при травлении слоев p-GaN и AlGaN в зависимости от содержания (расхода) O_2 в газовой смеси

Необходимо также отметить, что при увеличении содержания (расхода) O_2 в газовой смеси до 5-6 $см^3$/мин наблюдается снижение скоростей травления слоев p-GaN и AlGaN без существенного снижения уровня селективности. Использования таких режимов является более технологичным, т.к. позволяет более точно установить момент окончания процесса травления слоя p-GaN по графику ЛИ и увеличить допустимое время на перетрав без ощутимого затрава в AlGaN и ухудшения свойств ДЭГ соответственно. Достигнутые результаты в полученном режиме подтверждается результатами СЭМ (рисунок 6).

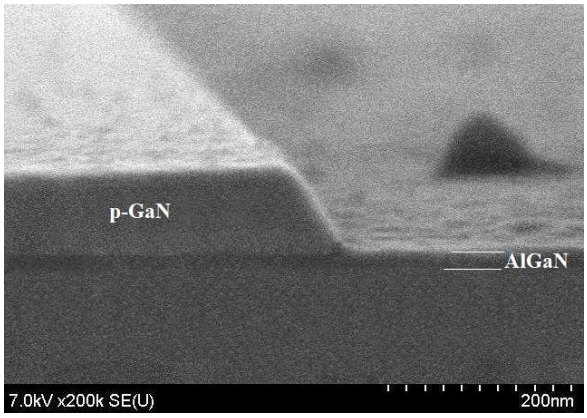


Рисунок 6. СЭМ-изображение поперечного сечения гетероструктуры GaN/AlGaN/p-GaN после селективного травления слоя p-GaN

Таким образом, при разработке технологии селективного ПХТ слоя p-GaN относительно AlGaN установлено, что ключевыми факторами процесса являются мощность источника индуктивно-связанной плазмы (ICP), мощность источника реактивно-ионного травления (RIE) и содержание (расход) кислорода (O_2) в газовой смеси.

Заключение. Были установлены режимы ПХТ ГС типа p-GaN/AlGaN/GaN, обеспечивающие высокую селективность (более 40 ед.) травления слоя p-GaN относительно AlGaN.

Ключевыми факторами данного процесса являются мощность источника индуктивно-связанной плазмы (ICP), мощность источника реактивно-ионного травления (RIE) и содержание (расход) кислорода (O_2) в газовой смеси. При этом выбор ICP-мощности обусловлен различиями в изменении активных компонентов плазмы (активных радикалов и ионов), обладающих энергией, необходимой для взаимодействия с поверхностью p-GaN и AlGaN; выбор RIE-мощности – изменением влияния кинетической составляющей компонентов плазмы на скорость травления p-GaN и AlGaN; выбор содержания (расхода) кислорода (O_2) в газовой смеси – с процессом пассивации поверхности травления путем взаимодействия с образованием оксидов, что более существенно для слоя AlGaN из-за активного образования соединений типа Al_xO_y. В совокупности это позволяет обеспечивать высокую селективность травления слоя p-GaN относительно AlGaN и точно установить момент окончания процесса травления по графику ЛИ.

Полученные результаты подтверждаются результатами сканирующей электронной микроскопии и могут быть использованы для формирования элементов устройств СВЧ и силовой электроники на основе гетероструктур типа AlGaN/GaN.

Литература

1. Alex Lidow, Michael de Rooij, Johan Strydom, David Reusch, John Glaser. *GaN transistors for efficient power conversion (3rd edition)*. Hoboken, NJ : John Wiley & Sons, Inc., 2020. — 384 p.
2. Rüdiger Quay. *Gallium Nitride Electronics*. Springer Series in Materials Science. Springer Berlin, Heidelberg, 2008. — 470 p.
3. Y. Zhou, Y. Zhong, H. Gao, S. Dai, J. He, M. Feng, Y. Zhao, Q. Sun, A. Dingsun, H. Yang, p-GaN gate enhancement-mode HEMT through a high tolerance self-terminated etching process. *IEEE J. Electron Devices Soc.*2017; 5 (5), 340–346.
4. Yunik, A.D., Solovjov, Ja.A., Zhyhulin, D.V. Effect of rapid thermal annealing temperature on the electrophysical properties of the ohmic contact of Ti/Al/Ni metallization to the GaN/AlGaN heterostructure. *Doklady BGUIR*. 2022; 20(3): 13-19. (In Russ.)
5. Y. Han, S. Xue, W. Guo, Y. Luo, Z. Hao, C. Sun. Highly selective dry etching of GaN over AlGaN using inductively coupled $Cl_2/N_2/O_2$ plasmas. *Jpn. J. Appl. Phys*. 2003; 42, L1139–L1141.
6. G. Greco, F. Iucolano, F. Roccaforte. Review of technology for normally-off HEMTs with p-GaN gate. *Mater. Sci. Semicond. Process.* 2018; 78, 96–106.

SELECTIVE PLASMOCHEMICAL ETCHING OF p-GAN LAYERS IN HETEROSTRUCTURES WITH TWO-DIMENSIONAL GAS

eng. Yunik A.D., PhD, A. P. Solovjov Ja.A., eng. Shydlouski A.H., eng. Tatsianenka A.V., PhD, A. P. Kovalchuk N.S.

Branch laboratory of new technologies and materials JSC «INTEGRAL» – manager holding company «INTEGRAL» Minsk, Republic of Belarus

Annotation. Modes of plasma-chemical etching of the p-GaN/AlGaN/GaN type heterostructure layers which can provide high etching selectivity (more than 40 units) of p-GaN layer relative to AlGaN has been established by laser interferometry and scanning electron microscopy methods. The key factors in this process are the power of the inductively coupled plasma (ICP) source, the power of the reactive ion etching (RIE) source, and the oxygen (O_2) flow in the gas mixture. In this case, the choice of ICP power is determined by differences in the change in the active components of the plasma (active radicals and ions), which have necessary energy to interact with the surface of p-GaN and AlGaN; choice of RIE power – determined by changing the influence of the kinetic component of the plasma components on the etching rate of p-GaN and AlGaN; choice of oxygen (O_2) flow in the gas mixture – determined by process of passivation of the etching surface through interaction with the formation of oxides, which is more significant for the AlGaN layer due to the active formation of Al_xO_y-type compounds. In total, this makes it possible to ensure high etching selectivity of the p-GaN layer relative to AlGaN and accurately determine the etching process end point according to the laser interferometry graph. The obtained results are confirmed by scanning electron microscopy and can be used to form elements of microwave and power electronics devices based on AlGaN/GaN heterostructures.

СОПОСТАВИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МУЛЬТИПЛИКАТИВНОЙ ПОМЕХИ И НАДЕЖНОСТИ СВЯЗИ В ПОДВИЖНОЙ НАЗЕМНОЙ РАДИОСВЯЗИ

доц., д.т.н. Туляков Ю.М.[1,2]
Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева (НГТУ)[1],
Волго-Вятский филиал Московского технического университета связи и информатик Нижний Новгород[2]

***Аннотация*:** Определяется мультипликативная помеха в каналах подвижной наземной связи как случайные замирания уровня радиосигнала. Проводится сопоставительный анализ такой помехи с параметром надежность подвижной связи. Обосновывается достаточность применения для оценки качества передачи радиосигналов в таких каналах с помощью территориальной (по зоне действия радиосистемы) надежности связи, особенно в условиях глубоких замираний уровня радиосигнала. Для определения такой надежности предложено использование логарифмически-нормального закона распределения случайных изменений уровня радиосигнала на улицах города и при проникновении в помещения зданий. Для подвижной наземной связи отмечается необходимость определения и учета градации величины затуханий уровня радиосигнала, с которой и выше которой затухания можно считать глубокими.

***Ключевые слова*:** подвижная наземная связь, радиосигналы, замирания, флуктуации уровня радиосигнала, распределение флуктуаций, мультипликативная помеха, надежность связи.

Известно, что в каналах радиосвязи обычно присутствуют аддитивные и мультипликативные помехи. В общем виде влияние помехи *П* на передаваемый сигнал *С* можно выразить [1] оператором

$$x = \Psi(C, П). \quad (1)$$

В частном случае, когда оператор Ψ вырождается в сумму

$$x = C + П, \quad (2)$$

помеха проявляется как *аддитивная.* Если же оператор может быть представлен как произведение,

$$x = \mu(t) \cdot C, \quad (3)$$

то помеха является *мультипликативной.* Здесь μ(*t*) - случайный процесс. Если μ(*t*) – *медленный* по сравнению с сигналом процесс, то его называют *замираниями*. В реальных каналах обычно имеют место и *аддитивные* и *мультипликативные* помехи, поэтому

$$x = \mu(t) \cdot C + П \quad (4)$$

Надежность связи характеризует канал связи по его способности сохранять требуемое качество передачи информации, определяемое заданной помехоустойчивостью передаваемых сигналов - созданием необходимого отношения сигнал/помеха в течении заданного интервала времени и заданных условиях действия системы. (*При этом подразумевается, что аппаратура работает исправно*).

Поскольку *надежность связи* в каналах подвижной наземной радиосвязи зависит от случайных изменений (флуктуаций) уровня радиосигнала, которые можно рассматривать как *замирания* сигнала, характерных для *мультипликативных* помех, то для ее сравнительного анализа целесообразно провести сопоставительную оценку именно с *мультипликативными* помехами - μ(*t*).

Исходным условием при определении *надежности связи (радиосвязи)* является требование к вероятности ошибки приема сигналов - к отношению сигнал/помеха, из которого определяется необходимый минимально допустимый (пороговый) уровень сигнала (например, величиной электрической составляющей электромагнитных волн - радиосигнала - *E*) $E_{со}$ в зоне действия системы. Зная $E_{со}$, надежность связи может быть оценена вероятностью *p* превышения этого порогового уровня уровнем сигнала в канале (или их равенства). При известных плотностях распределения вероятностей *W(E)* уровня сигнала надежность будет определяться (например, в процентах) [2] интегральной функцией

$$S = p(E \geq E_{со}) \cdot 100 = 100 \int_{E_{с0}}^{\infty} W(E) dE, \% \cdot \quad (5)$$

Прежде чем проанализировать сравнение параметра *надежность связи* и *мультипликативных помех* укажем на особенности каналов подвижной наземной радиосвязи. Как правило, в системах такой радиосвязи используются радиоволны диапазонов ОВЧ, УВЧ и СВЧ (очень высоких -, ультравысоких - и сверхвысоких- частот), распространение которых представляется «лучем» в пределах прямой видимости, а в реальных условиях и особенно в городских условиях (из-за переотражения лучей) –сложной многолучевой структурой распространения.

Из-за такой реальной структуры с многолучевым приходом сигнала (с различными случайными задержками и фазами) в точку приема возникают замирания принимаемого сигнала, т.е. имеет место *мультипликативая помеха* μ, а канал относится к классу со случайно изменяющимися параметрами. Таким образом, воздействие мультипликативной помехи на передаваемый сигнал *С* можно

рассматривать как модуляцию этого сигнала случайным процессом в виде случайного коэффициента передачи μ.

При наличии регулярной составляющей коэффициента передачи μ_p, величины среднеквадратичного значения коэффициента передачи $\mu_0 = \sqrt{\overline{\mu^2}}$ и среднего значения квадрата флуктуационной составляющей $\overline{\mu_\phi^2} = \overline{\mu_0^2} - \overline{\mu_p^2}$, в случаях сильных замираниях, когда $\overline{\mu_\phi^2} >> \mu_p^2$, распределение μ приближается к распределению Рэлея

$$p_\mu(\mu) = \frac{2\mu}{\mu_0^2} \cdot e^{\frac{-\mu^2}{\mu_0^2}} \qquad (6)$$

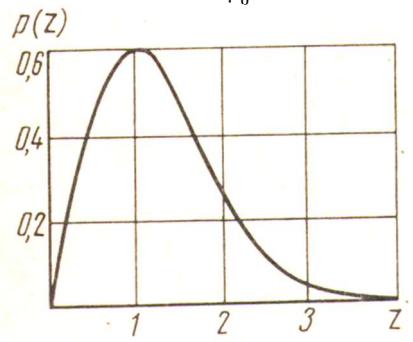


Рис.1. Распределение Релея

На рис.1 представлен график распределения Рэлея, где с целью обобщения и приведению к общеизвестному виду

$$p_\mu(z) = z \cdot e^{-z^2/2}, \qquad (6')$$

произведены замены $\frac{2\mu}{\mu_0^2}$ на z, $\frac{-\mu^2}{\mu_0^2}$ на $-z^2/2$.

При этом полезно заметить, что в случае *медленных замираний* коэффициент передачи канала μ и фазы сигнала φ практически не изменяются за время длительности нескольких элементов (элементарных) сигналов. Анализ ранее принятых элементов сигналов позволяет с достаточной степенью точности предсказать ожидаемые параметры следующего элемента. *В этих условиях прием может быть осуществлен так же, как если бы замирания отсутствовали*, с использованием оптимальных способов (схем) обработки принимаемых сигналов [1,2,3] с той лишь разницей, что в схемах должны производиться непрерывно регулировки усиления μ (если это можно делать автоматически с помощью автоматической регулировки усиления-АРУ) и φ (регулировки фазы) в соответствии с ожидаемыми значениями μ и φ. В связи с трудностями подстройки фазы более широкое применение находят некогерентные методы приема, в которых сведения о фазе сигнала не используются.

На рис. 2 в качестве примера представлены зависимости вероятности ошибки p_0 оптимального приема элементарных сигналов в бинарной (двоичной) системе с активной паузой от отношения сигнал/помеха q_0 (кривые помехоустойчивости): когерентный прием (а), некогерентный прием (б), некогерентный прием в канале с релеевскими замираниями (в).

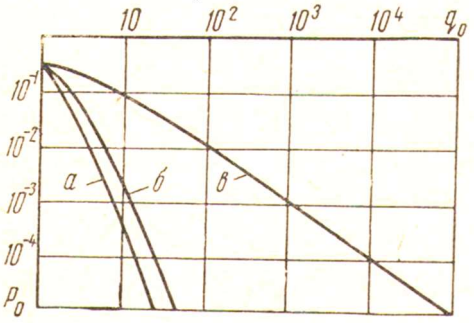


Рис. 2. Кривые помехоустойчивости приема элементарных сигналов в бинарной (двоичной) системе с активной паузой: когерентный прием (а), некогерентный прием (б), некогерентный прием в канале с релеевскими замираниями (в).

Представленные зависимости наглядно характеризуют возможности методов обработки приема сигналов: кривые (а) и (б) при обработке сигналов с *медленными замираниями* ((б) –при сложностях коррекции фазовых случайных изменениях), кривая (в) – при *быстрых замираниях,* когда они влияют на прием каждого элементарного сигнала. Повышенные требования к уровню сигнала (к отношению сигнал/помеха) при *быстрых замираниях*, особенно глубоких, (кривая (в)) даже без аналитических

выкладок легко объясняются: необходимо повышать уровень сигнала, чтобы при случайных минимальных значениях уровня сигнала сохранялось требование к заданной вероятности ошибки.

Безусловно, эти заключения можно трансформировать и на более сложные современные системы сигналов – на многопозиционные по фазе и амплитуде. Поэтому указанные особенности *медленных замираний* могут быть использованы при дальнейшем *сопоставлении мультипликативной помехи* и *надежности связи.*

Так, каким же образом оценить качество связи при *медленных глубоких замираниях*? Да, применение АРУ может дать эффект увеличения сигнала. Но при этом могут и возрастать уровни помех, например, собственные помехи в виде шумов. Т.е. может создаваться неудовлетворенность требованию к заданному отношению сигнал/помеха. Уточнением к оценке качества связи в таких условиях является параметр *надежность связи* (5).

Говоря о *надежности связи,* необходимо дать историческую справку происхождении этого параметра. Впервые понятие «надежности связи» было использовано М.П. Долухановым для коротковолновых (КВ) «линий радиосвязи» путем оценки соотношения времени наличия связи ко всему времени сеанса связи [4]. В отличие от КВ «линейной» связи *надежность связи* в подвижной наземной радиосвязи (ПНРС) характеризует наличие или отсутствие связи с заданным качеством (отношением сигнал/помеха) как по времени ***t***, так и по зоне действия ***l*** радиосвязи. Причем сравнительные оценки флуктуаций уровня радиосигналов в ПНРС по ***t*** и по ***l*** показывают их оригинальную взаимосвязь.

В результате исследований характеристик распространения радиоволн, используемых в подвижной наземной радиосвязи (диапазоны таких радиоволн указаны выше), установлено, что микроструктура уровня электромагнитных волн для временных флуктуаций определяется такими же физическими процессами, что и для пространственных – территориальных флуктуаций (случайных изменений уровня сигнала при перемещении по зоне действия радиосистемы) [5]. И оценку *надежности связи* достаточно производить по пространству (территории) зоны действия радиосвязи, т.е. определяя «*территориальную надежность связи*».

Эти исследования [5] и их статистическая оценка [2,3] показывают, что пространственные флуктуации уровня радиосигналов подчиняются логарифмически нормальному закону с плотностью их распределения

$$W(E)=W\left(\Delta E_{\Sigma}-\Delta\right)=\frac{1}{\sigma_{(\Delta E_{\Sigma}-\Delta)}\sqrt{2\pi}}\exp\left\{-\frac{\left[\left(\Delta E_{\Sigma}-\Delta\right)-M_{(\Delta E_{\Sigma}-\Delta)}\right]^2}{2\sigma^2_{(\Delta E_{\Sigma}-\Delta)}},\partial Б\right\}, \qquad (7)$$

где: $M_{(\Delta E_{\Sigma}-\Delta)}=M_{\Delta E_{\Sigma}}+\left(-M_{\Delta}\right)$ математическое ожидание, определяемое математическими ожиданиями соответственно $M_{\Delta E_{\Sigma}}$ для улиц города и M_{Δ} для затуханий уровня сигналов при проникновении в помещения зданий;

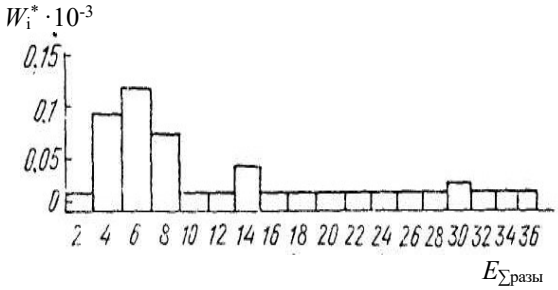


Рис..3. Относительная частость *W*i* случайных изменений уровня сигнала на улицах города

$\sigma_{(\Delta E_{\Sigma}-\Delta)}=\sqrt{\sigma^2_{\Delta E_{\Sigma}}+\sigma^2_{\Delta}}$ среднеквадратическое отклонение, определяемое среднеквадратическими отклонениями соответственно $\sigma_{\Delta E_{\Sigma}}$ для флуктуации уровня сигнала на улицах города ΔE_{Σ} и σ_{Δ} для затуханий сигнала в зданиях Δ. Причем, так как средний уровень сигнала на улицах определяется (рассчитывается-прогнозируется) по эмпирическим формулам для соответствующих моделей распространения радиосигналов, то $M_{\Delta E_{\Sigma}}$ = 0дБ, и $M_{(\Delta E_{\Sigma}-\Lambda)}$ = - M_{Δ}.

Сопоставляя выше рассмотренное и часто применяемое для оценки замираний сигналов распределение Релея (рис. 1) с логарифмически нормальным законом распределением (7), интересно подметить их своеобразную схожесть. Так, оценка статистики флуктуаций уровня сигнала [2] показывает, что относительная частость *W*i* (определяющая плотность распределения) изменений

величины уровня сигнала $E_{\sum,\text{разы}}$ (см. рис. 3) напоминает распределение Релея. Нормирование величины $E_{\sum,\text{разы}}$ относительно ее математического ожидания с последующим логарифмированием позволило получить и обосновать нормальность ее и рассматривать такое распределение как логарифмически нормальное.

Такое сравнение этих распределений не является каким – либо определяющим, а позволяет охарактеризовать логарифмически нормальное распределение (7) не только как экспериментально обоснованное, а также удобное с позиции возможности применения для статистических оценок детально изученного нормального закона распределений, а использование логарифмических единиц случайной величины (дБ) хорошо вписывается в принципы оценки распространения радиосигналов.

Таким образом, используя распределение (7) для оценки *«надежности связи»* с позиции *«территориальной надежности связи»,* можно охарактеризовать *«замирания радиосигналов»* в системах подвижной наземной радиосвязи и рассматривать эти явления как *мультипликативную помеху.* Однако при очень *глубоких замираниях*, когда с помощью АРУ радиоприемных устройств (а также даже при автоматических увеличениях излучаемой мощности передачи от smart - антенн) не удается достичь требуемого уровня радиосигнала в точке приема, целесообразно и даже необходимо для оценки качества связи использовать параметр *«надежность связи».*

Делая такое заключение о целесообразности применения параметра *«надежность связи»* при ***глубоких*** *замираниях* сигнала желательно конкретизировать величину затухания как критерия, при котором затухание можно характеризовать как ***глубокое***. Безусловно, для каждого вида подвижной радиосвязи такая оценка должна даваться индивидуально в виде решений отдельных самостоятельных задач, и может рассматриваться как перспектива дополнительных исследований. Все же, для представления о таких ***глубоких*** *замираниях* можно привести данные, характерные для часто используемых видов подвижной связи, рассчитанных на работу не только на улицах города, но и в условиях «проникновения» связи в помещения зданий. Так, при оценке уровня радиосигнала, проникающего в помещения 1-х этажей зданий с учетом флуктуаций его уровня на улицах $\Delta E_{\sum}$ и случайных значений затуханий (ослабления) радиосигнала Δ, *замирания* могут учитываться (составлять) десятками (более 30-ти) дБ при требованиях *надежности связи* $S \geq 90\%$ [2,3]. Можно предположить, что такие значительные *замираний* можно рассматривать как ***глубокие.***

Заключение

Выше представленный анализ позволяет сделать следующие выводы:

1. Надежность связи можно рассматривать как вариант мультипликативной помехи в виде замираний радиосигнала.
2. В подвижной наземной связи при мультипликативной помехи на интервале времени, когда сигнал удовлетворяет требуемой величине отношения сигнал/помеха, возможно применение оптимальных методов приема (обработки) радиосигналов (и в том числе некогерентный прием) как для канала без замираний.
3. При очень глубоких замираниях радиосигнала возникают сложности борьбы с ними и целесообразно использовать оценку канала через надежность связи.
4. В подвижной наземной связи достаточно оценку ее качества производить через территориальную надежность связи, используя логарифмически - нормальный закон распределения флуктуаций уровня радиосигнала.
5. При определении надежности связи желательно для каждого вида подвижной радиосвязи индивидуальное определение граничной величины затухания радиосигнала, с которой и выше которой затухания можно считать глубокими.

Литература

1. Зюко А.Г., Коробов Ю.Ф. Теория передачи сигналов. Учебник для вузов. М., «Связь» 1972. 282 с.
2. Туляков Ю.М. Пространственная надежность прохождения радиосигналов со сложной многолучевой структурой распространения в условиях города (на улицах и при проникновении в помещения). Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2010. № 5-1. С. 75-84.
3. Туляков Ю.М. Системы персонального радиовызова. М.: Радио и связь 1988. – 168 с.
4. Долуханов М.П. Оптимальные методы передачи сигналов по линиям радиосвязи. - М.: Связь, 1965.- 172 с.
5. Туляков Ю.М. К вопросу учета взаимосвязи пространственных и временных флуктуаций уровня сигнала при оценке надежности подвижной наземной радиосвязи. Материалы XXVIII международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии» (ИСТ-2022). Н.Новгород: НГТУ, апрель 2022г. С.150-158.

Annotation: Multiplicative interference in mobile terrestrial communication channels is defined as random fading of the radio signal level. A comparative analysis of such interference with the reliability parameter of mobile communications is carried out. The sufficiency of the application for assessing the quality of radio signal transmission in such channels is substantiated using territorial (over the coverage area of the radio system) communication reliability, especially in conditions of deep fading of the radio signal level. To determine such reliability, it is proposed to use the logarithmic-normal distribution law of random changes in the radio signal level on city streets and when entering buildings. For mobile terrestrial communications, there is a need to determine and take into account the gradation of the attenuation value of the radio signal level, from which and above which the attenuation can be considered.

Key words: mobile terrestrial communications, radio signals, fading, radio signal level fluctuations, fluctuation distribution, multiplicative interference, communication reliability.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЕРСПЕКТИВНОЙ АВТОМАТИЗИРИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ЦЕЛОСТНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Проф, Ямпурин Н.П., доц. Шаров В.А., доц Жидкова Н.В., асп. Сычев К.С.

Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования НГТУ им. Р.Е. Алексеева

Аннотация. Целью работы является разработка автоматизированной системы контроля (АСК) качества жгутов, используемых в радиоэлектронных средствах, при этом контролируемый жгут представляется в виде совокупности сигнальных линий. Работа АСК основана на многоступенчатом преобразовании информации, когда параметры объекта контроля (жгута) преобразуются в электрические унифицированные сигналы с последующим их преобразованием в цифровой код и обработкой на ЭВМ На основе анализа методов тестирования жгутов проведено концептуальное проектирование универсальной АСК целостности электрических цепей (АСК-ЦЦ) : выбрана структурная схема и обосновано применение промышленного компьютера , подключаемого по типовой схеме. Оригинальным узлом в схеме является сменный модуль сопряжения, с использованием которого разработана структурная схема измерений параметров жгута. В заключении описан предполагаемый вариант реализации модуля сопряжения и компоновки АСК-ЦЦ в целом .

Решать задачу повышения производительности труда в производстве радиоэлектронных средств (РЭС)возможно только при снижении трудоемкости контрольных операций. При производстве радиоэлектронных изделий регулировочные работы, проведение контроля процессов и всех видов испытаний занимают до 80 % трудоемкости. Поэтому еще в XX веке был взят курс на разработку автоматизированных средств контроля (АСК), что позволяет сократить стоимость производства РЭС и улучшить их качество за счет углубления контроля [1].

Задача создания установок автоматизированного контроля жгутов на оборонно-промышленных предприятиях стала активно решаться с 2012 год [4], где показано, что для проверки жгутов вручную использовать высокоточные мультиметры и мегаомметры типа APPA уже нетехнологично. Использование в составе АСК персональных компьютеров позволяет на базе современных средств программирования реализовать в автоматизированном режиме алгоритмы диагностирования и контроля, упростить процедуру обработки, регистрации и хранения информации о техническом состоянии объекта контроля. Возможность накопления в базе данных АСК информации о параметрах объекта контроля позволяет решать также задачи прогнозирования его дальнейшего состояния.

Целью работы является разработка автоматизированной системы контроля качества жгутов, используемых в радиоэлектронных средствах, при этом контролируемый жгут представляется в виде совокупности сигнальных лини, а АСК должно обеспечивать прежде всего проверку жгута на обрыв/замыкание проводника.

. Проверка жгутов и кабелей при их большом числе N проводников (жил) становится довольно трудоемкой операцией. Обычно контролируют наличие соединений между определёнными контактами разъемов на обоих концах кабеля, отсутствие подсоединений жил к контактам, которые должны быть свободными, замыкание между дублирующими проводниками и отсутствие замыканий между остальными линиями[2,3]

Более продвинутая методика проверки основывается на том, что каждая точка с одной стороны кабеля или жгута рассматривается как вход соединения, на который производится стимулирующее воздействие, а каждая точка с другой стороны кабеля или жгута – как выход соединения, на котором анализируется отклик на входное воздействие. Соединение описывается совокупностью откликов, которые получают при входных воздействиях раздельно на каждую точку. Эти операции поддаются автоматизации; анализ откликов может производиться последовательно в каждой точке, параллельно со всех точек или комбинированно (параллельно с группы точек и поочередно проверяя группу точек за группой). Устройства, основанные на таком методе проверки, могут быть причислены к аналогам разрабатываемого устройства [5-7].

Структурная схема АСК приведена на рисунке 1 , ее работа основывается на многоступенчатом преобразовании информации, когда параметры объекта контроля (жгута) преобразуются в электрические унифицированные сигналы с последующим их преобразованием в цифровой код и обработкой на ЭВМ.

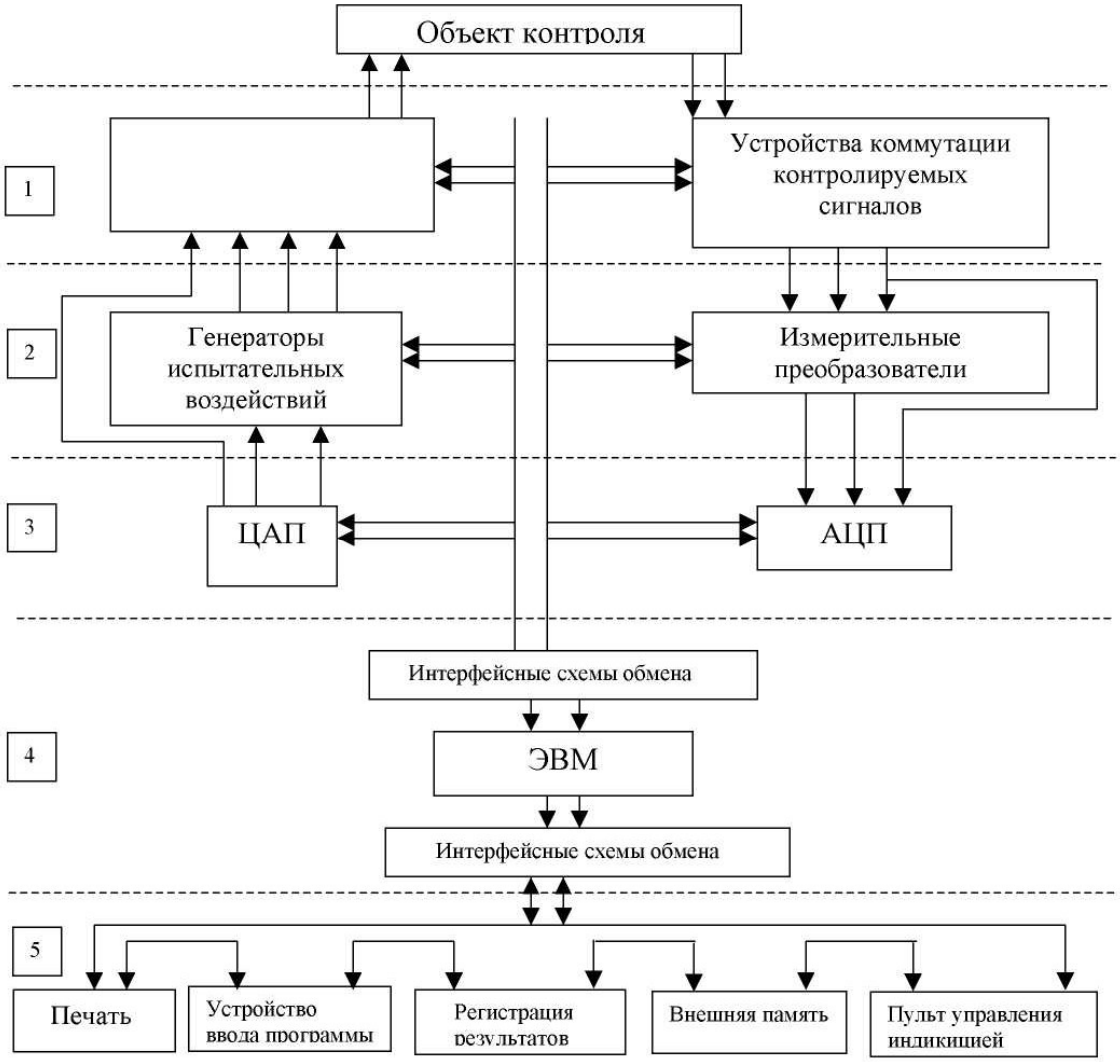


Рисунок 1.– Обобщенная структурная схема системы автоматического контроля:
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; АЦП – аналого-цифровой преобразователь

Для АСК анализ работоспособности объекта контроля должен производиться в нерабочем состоянии последнего. Работоспособность объекта в этом случае оценивают путем воздействия на объект (на его определенные точки или узлы, элементы) специально сформированных системой контроля испытательных (стимулирующих) сигналов и восприятия ответных реакций объекта на эти сигналы. Путем обработки полученной информации от объекта делаются выводы о его работоспособности. Формирование испытательных воздействий осуществляется специальными генераторами, управляемыми от ЭВМ.

Подсистема коммутации и связи служит для непосредственного подключения системы к объекту контроля. В зависимости от конкретных условий связь может осуществляться с помощью проводных или кабельных линий либо путем использования высокочастотного радиоканала. В состав подсистемы коммутации входят устройства коммутации контролируемых сигналов и стимулирующих сигналов на объект контроля.

Подсистема измерительных преобразователей и генераторов испытательных воздействий содержит преобразователи различных физических величин, нормирование выходных сигналов в унифицированные электрические сигналы, а также генераторы испытательных сигналов, формирующие воздействия на объект контроля.

Подсистема согласующих преобразователей состоит из преобразователей унифицированных аналоговых сигналов в код (тока и частотно-цифровые преобразователи для частотных сигналов, АЦП для сигналов напряжения) и обратных преобразователей кода – аналог для формирования испытательных воздействий .

Операционная подсистема по выполняемым функциям и внутренней структуре представляет собой специализированную вычислительную машину, которая может быть выполнена на микропроцессорных комплектах БИС.

В подсистему ввода-вывода информации входят устройства, обеспечивающие связь оператора с системой (дисплеи, пульт управления), устройства регистрации информации, внешние долговременные запоминающие устройства, а также средства подготовки и ввода программ, например, программ управления ЭВМ (ассемблеры, загрузчики, редакторы). Принципы сопряжения ЭВМ с другими подсистемами основаны на применении стандартных каналов передачи данных.

В настоящее время проектирование в области систем автоматизированного контроля претерпело существенные изменения по сравнению с XX веком[1]. Эти изменения заключаются в применении современных устройств:

- промышленных компьютеров;
- программируемых логических интегральных схем;
- программируемых печатных узлов сбора данных и их составляющих.

Использование промышленных компьютеров в реализации автоматизированных систем контроля позволяет создавать уникальные, многофункциональные системы и изменять их функциональное назначение и параметры путем перепрограммирования, не прибегая к конструктивным изменениям, а также выполнять ряд задач одновременно.

Периферийные устройства АСК, построенные на промышленных машинах, позволяют с лёгкостью отслеживать и контролировать работу множества процессов, задавать их оператору пут ем примитивной манипуляции и нажатием клавиш. Высокий уровень унификации составных частей промышленных компьютеров позволяет производить быструю модификацию и увеличивать производительность путем замены или добавления комплектующих. Фирмы-производители представляют на рынке большую номенклатуру универсальных модулей приема-передачи и обработки сигналов.

Соответствующая структурная схема автоматизированной системы контроля целостности электрических цепей(АСК ЦЦ), реализованная на основе промышленного компьютера, представлена на рисунке 2.

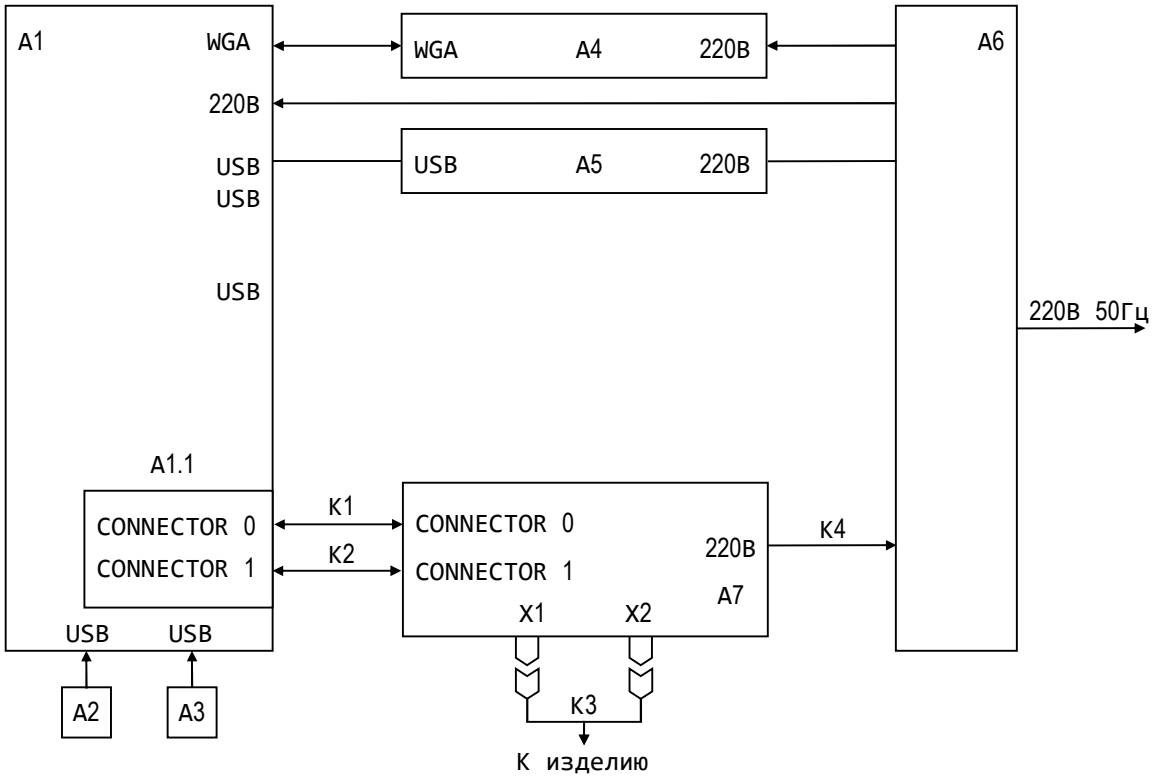


Рисунок 2. – Структурная схема АСК-ЦЦ

Данная схема имеет семь функционально законченных блоков и шесть кабелей. Основными можно считать блоки: А1, А1.1, А6, А7. Номенклатура блоков и кабелей представлена в таблице 1 .

Таблица 1 . Узлы и комплектующие автоматизированной системы контроля

Обозначение	Наименование	Количество, шт.
А1	Компьютер промышленный IPC-ATX-7220-A10	1
А1.1	Модуль ввода-вывода NI PXI-6259	1
А2	Клавиатура	1
А3	Мышь	1
А4	Монитор	1
А5	Принтер А4	1
А6	Источник бесперебойного питания APC Smart-UPS XL SUA1000XLI	1
А7	Модуль сопряжения	1
К1, К2	Кабель SHC68-68-EPM	2
К3	Кабель К1-ПТ1	1
К4	Кабель сетевой SCZ-1	1

Принцип работы АСК ЦЦ заключается в осуществлении блоком А1 систематизации данных и управления модулем сопряжения (МС) с помощью субблока А1.1 который обеспечивает прямую и обратную связь с блоком А7, путем формирования управляющих и стимулирующих сигналов через кабели К1, К2.

Блоки А2, А3 являются периферийными устройствами ввода, позволяющими производить настройку определенных параметров. Блоки А4, А5 являются периферийными устройствами вывода, монитор служит для зрительного контроля проверяемых параметров, а принтер позволяет распечатать результаты, в том числе акт выполненных работ.

Модуль сопряжения А7, в свою очередь осуществляет коммутацию и контакт с проверяемым жгутом изделия с помощью кабеля К3.Блок А6 является бесперебойным источником питания, питаемым от сети 220В 50Гц.

Основные комплектующие:

1. Компьютер IPC-ATX-7220-A10 выполнен в промышленном исполнении и предназначен для установки в помещениях, где не исключены воздействия вибрации и присутствие пыли. Системный блок прост в обслуживании. При необходимости воздушный фильтр и вентилятор охлаждения в системном блоке легко меняются без использования инструментов. Основные параметры представлены в таблице 2.

Таблица 2. Параметры промышленного компьютера

Параметр	Характеристика
Процессор	Intel Pentium G4400 (2 ядра 4 потока)
Память	4×DIMM DDR4-2133двухканальная
Видеосистема	Интегрированный графический адаптер Intel HD Graphics 510DX12
Слоты расширения	4×PCI-Ex16 Gen3
Порты	8×USB 3.0 (6 на задней панели, 2 на передней панели)
Питание	300W

2. Модуль ввода-вывода NI PXI-6259 является высокоскоростным многофункциональным M Series печатным узлом сбора данных (DAQ). Устройства имеют бортовой NI-PGIA 2 усилитель, предназначенный для быстрой установки при высоких скоростях сканирования, обеспечивая точность 16-Bit даже при измерении всех каналов на максимальных скоростях. Многофункциональный модуль ввода-вывода PXI имеет: 32 аналоговых ввода (16-битн.,1,25 МБит/с), 4 аналоговых вывода, 48 линий цифрового ввода-вывода – PXI-6259 располагает аналоговым вводом, корреляционными линиями цифрового ввода-вывода, двумя 32-битными счетчиками/таймерами и возможностью цифрового запуска. Устройство предоставляет экономичные и надежные функции сбора данных для широкого спектра областей применения, начиная с простой автоматизации лабораторных работ и заканчивая исследовательскими работами, проверкой соблюдения ТУ и промышленным тестированием. К устройству можно подключить датчики и добавить возможность измерения высокого напряжения с помощью модулей согласования сигналов SCC или SCXI с АЦП. Установленный драйвер NI-DAQmx и утилита конфигурации упрощают процесс настройки и измерений .

3. Источник бесперебойного питания (ИПБ) APCSmart-UPSXL 1000DA. Данный ИБП обеспечивает защиту электронного оборудования от перерывов в сетевом энергоснабжении, падения напряжения в сети, кратковременных нарушения подачи электроэнергии и скачков напряжения и тока, небольших колебаний напряжения в электросети и крупных возмущений энергосистемы. ИБП также обеспечивает подачу резервного питания мощностью 1 кВТ от батареи к подключенному оборудованию до возвращения сетевого питания на безопасный уровень или до полного разряда батареи.

4. Модуль сопряжения АСК ЦЦ (МС АСК ЦЦ) выполняет функцию коммутации, а также формирует и снимает напряжения с тестируемого жгута изделия. Структурная схема представлена на рисунке 3. Модуль сопряжения должен быть контролепригодным за счет технологической, электрической, информационной и эксплуатационной совместимости со средствами измерения .

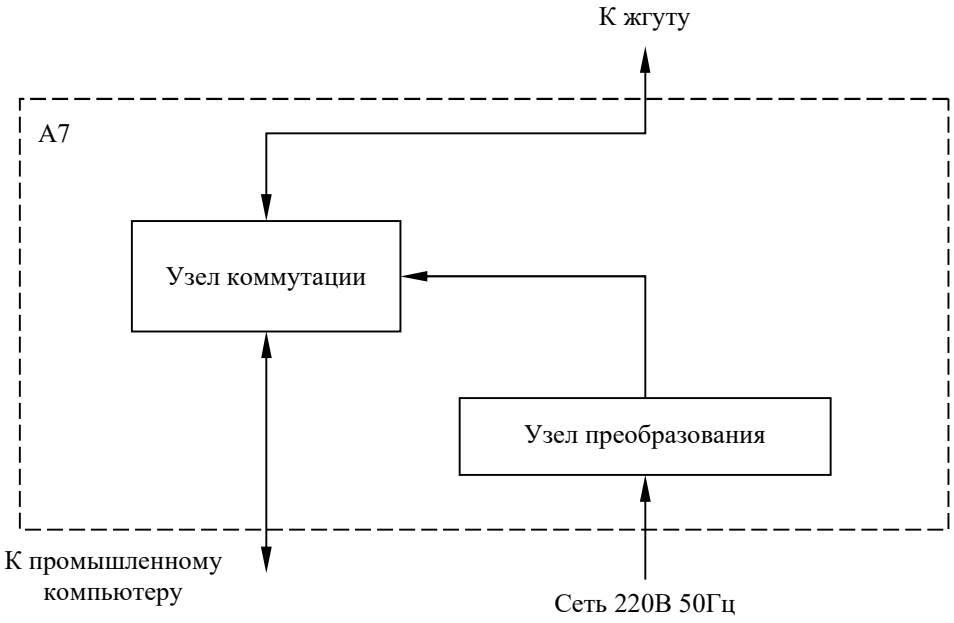


Рисунок 3. – Структурная схема модуля сопряжения

В соответствии с разработанной структурной схемой и параметрами проектируемой АСК ЦЦ была разработана структурная схема измерений параметров жгута, представленная на рисунке 4.

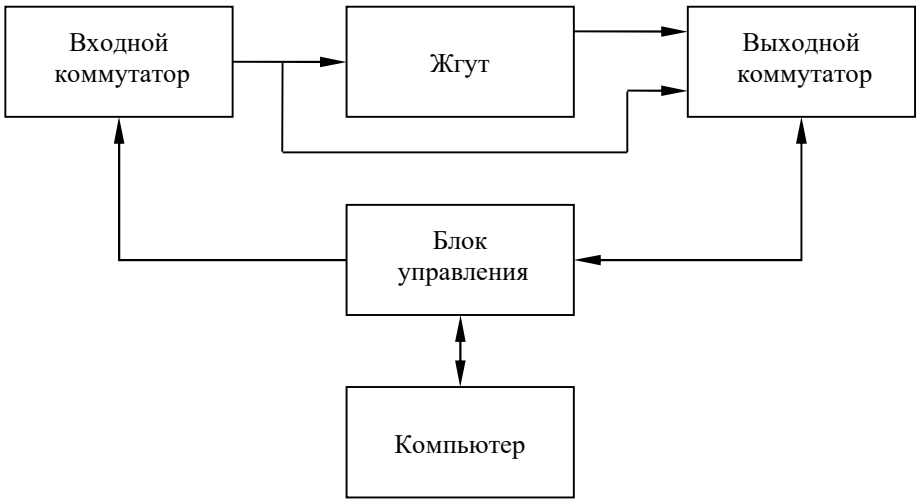


Рисунок 4. – Структурная схема измерений параметров линий жгута

Блок управления выдает командные сигналы начала измерения и сравнения, синхронизированные с сигналами управления коммутирующим устройством и сигналами изменения масштаба унифицирующих устройств.

Входной коммутатор по сигналам компьютера формирует сигналы опроса линий жгута (далее – сигналы). Эти же сигналы выполняют функцию сигналов самодиагностики и подаются на выходной коммутатор для передачи на компьютер.

Сигналы опроса формируются и задаются компьютером программно, а в качестве тестирующих комбинаций выступают коды «бегущий нуль» и «бегущая единица», при проведении которых для жгута с N цепей производится N циклов проверки, осуществляется одновременная подача на все цепи испытуемого жгута сигнала высокого или низкого уровня.

Выходной коммутатор принимает выходные сигналы жгута / сигналы самодиагностики и формирует выходной код для передачи на компьютер.Блок управления реализует связь с компьютером:

- принимает команды режима;
- сигналы опроса;
- формирует сигналы адресации входного и выходного коммутаторов;
- выдает на входной коммутатор сигналы опроса;
- принимает с выходного коммутатора выходные сигналы жгута и сигналы самодиагностики;

передает выходные данные на компьютер.

Одним из средств, существенно повышающих надежность и достоверность результатов контроля АСК, является самоконтроль [8, 9]. Эффективным способом его осуществления является включение вместо объекта контроля (жгута на рисунке 4) устройства с известными или контролируемыми характеристиками, имитирующего реакцию проверяемого жгута на входные воздействия.

В настоящее время , исходя из возможностей отечественной элементной базы (разрядность микросхем), формата передачи данных (байты) и т.п., завершается разработка всего измерительного тракта в виде 32 идентичных 8-разрядных секции. Предполагается монтаж всех составных частей АСК-ЦЦ в рэковую стойку 19 дюймов для быстрого демонтажа и обслуживания.

Литература

1. Гриченко СИ. Средства автоматизированного контроля параметров гироскопических датчиков угловых скоростей / С.И. Гриченко, Ю.А. Затейкин, В.А. Новичихин. – М.: Машиностроение, 1974. – 188с.
2. ГОСТ 23586-96. Монтаж электрический радиоэлектронной аппаратуры и приборов. Технические требования к жгутам и их креплениям. – Беларусь, Минск: ИПК «Издательство стандартов», 2001.
3. ГОСТ IEC 60050-151-2014. Международный электротехнический словарь. Часть 151. Электрические и магнитные устройства. – М.: СтандартИнформ, 2015.
4. Шейхо А. О внедрении установок электрического контроля жгутов и кабелей на отечественных предприятиях / А. Шейхо. – М.: «Со-Единение», информационный бюллетень, 2012. – №1 (8). – С. 12-15.
5. Информтест. Тестер проводного монтажа серии ТЕСТ-9110 – 10 лет на рынке. Что изменилось за 10 лет? [Электронный ресурс]. – М.: холдинг Информтест, 2017. – Режим доступа: http://www.inftest.ru/news/ID_376.html.
6. Элек-Трейд-М. Horizon High Voltage – высоковольтный кабельный тестер [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.eltm.ru/horizon.html/nid/756.
7. ОАО «Связь комплект». Проверка целостности, трассировка и идентификация проводов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.skomplekt.com/solution/test.htm.
8. Курейчик В.М. Контролепригодное проектирование и самотестирование СБИС: проблемы и перспективы / В.М. Курейчик, С.И. Родзин. – М.: Радио и связь, 1994.
9. Ямпурин Н.П. Отказоустойчивые устройства цифровой обработки сигналов / Н.П. Ямпурин, В.Л. Волков, В.А. Шаров В.А. – М.: МАИ, 1989 . – 32 с.

PROMISING AUTOMATED SYSTEM FOR MONITORING THE INTEGRITY OF ELECTRICAL CIRCUITS

Prof, Yampurin N.P., assoc. Sharov V.A., assoc Zhidkova N.V., asp. Sychev K.S.

Arzamas Polytechnic Institute (branch) of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education NSTU named after R.E. Alekseev

Annotation. The aim of the work is to develop an automated control system (ASK) for the quality of harnesses used in radio-electronic means, while the controlled harness is represented as a set of signal lines. The work of the automated control system is based on a multi-stage transformation of information, when the parameters of the control object (harness) are converted into electrical unified signals, followed by their conversion into digital code and processing on a computer Based on the analysis of testing methods of harnesses, a conceptual design of a universal automated control system for the integrity of electrical circuits (ASC-CC) was carried out: a block diagram was selected and the use of an industrial computer was justified, connected according to the standard scheme. The original node in the scheme is a replaceable interface module, with the use of which a block diagram of measurements of the parameters of the harness has been developed. In conclusion, the proposed implementation of the interface module and the layout of the ASC-CC as a whole is described.

Секция 2.
Радио, вычислительные и электро-системы

ИМИТАТОР СИГНАЛОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФА

студ. Алеханов С.В.
Арзамасский политехнический институт филиал (филиал) НГТУим.Р.Е.Алексеева

Аннотация. В статье рассмотрена структурная схема электрокардиографа, сформированы требования к имитатору сигналов, который должен формировать электромагнитное поле, аналогичное полю работающего сердца и гармонический электрический сигнал для проверки электронных узлов кардиографа без оптоэлектронных датчиков. В статье предложена структурная и электрическая схема имитатора, вариант компоновки печатного узла.

В современном мире наукоемкие технологии являются неотъемлемой частью технологического прогресса. В гражданской промышленности медицина является одной из перспективнейших отраслей легкой промышленности. В медицине реализовано и воплощено большое количество идей и технических решений, направленных на интеллектуализацию процесса ранней диагностики заболеваний и повышения эффективности лечения.

Кардиология является активно развивающийся частью медицинской диагностики и направлена на измерение параметров физиологического процесса работы сердца. Задача кардиографа – идентифицировать гармонические колебания различных отделов сердца и провести регистрацию и накопления данных для дальнейшей обработки.

Существует несколько типов кардиографов – аналоговые, цифровые и интеллектуальные, способные производить обработку полученных данных и формировать предварительный диагноз.

На сегодняшний день актуальной является задача по разработке модуля для калибровки и тестирования электрокардиографов в процессе их изготовления и в эксплуатации.

Для создания такого устройства необходимо изучить структурную схему электрокардиографа (рисунок1).

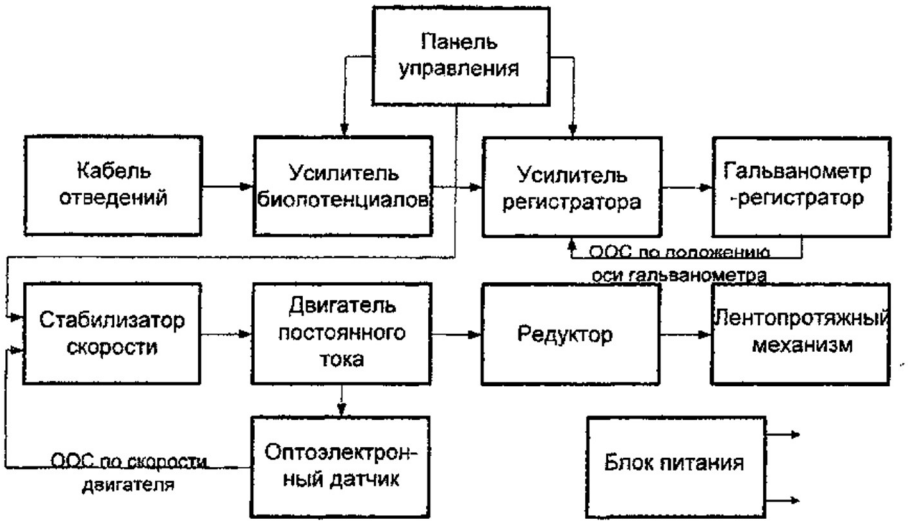


Рисунок 1 - Структурная схема электрокардиографа

Из структурной схемы видно, что входными данными для электрокардиографа является группа сигналов с электромагнитных сенсоров, которые детектируют процесс сердцебиения и через кабель передаются на усилитель. Задача устройства имитации – сформировать аналогичный сигнал гармонического характера с возможностью наложения дополнительного вспомогательного сигнала – для моделирования различных отклонений в работе сердца. Принцип имитирования сигналов – создание сигнала в виде переменного электромагнитного поля аналогичного физиологическим процессам работы сердца. Параметры выходного сигнала – низкочастотный до 20 Гц гармонический сигнал в виде переменного напряжения с максимальной амплитудой 5 В с возможностью дополнительной подачи гармонического сигнала амплитудой до 1 в и частотой до 200 Гц.

Данный вид сигнал можно создать за счет использования имитационных катушек (вихре токовых преобразователей), для которых необходимо сформировать схему, которая будет менять из реактивное сопротивление и излучаемое электромагнитное поле.

С учетом изложенных требований структурная схема имитационной установки должна включать два независимых источника гармонических сигналов с возможностью управления задающим внешним генератором, это необходимо для формирования эталонной частоты (с поверенного источника, это

необходимо для калибровки).

Структурная схема имитатора электрокардиографа показана на рисунке 2. Принцип действия имитаторазаключается в изменении магнитного поля, детектируемого биометрическими датчиками с заданной амплитудой,периодом (частотой) и фазовым сдвигом. Изменения магнитного каналов имитатора воспринимаются кардиографом как кардиосигнал от биологического объекта.

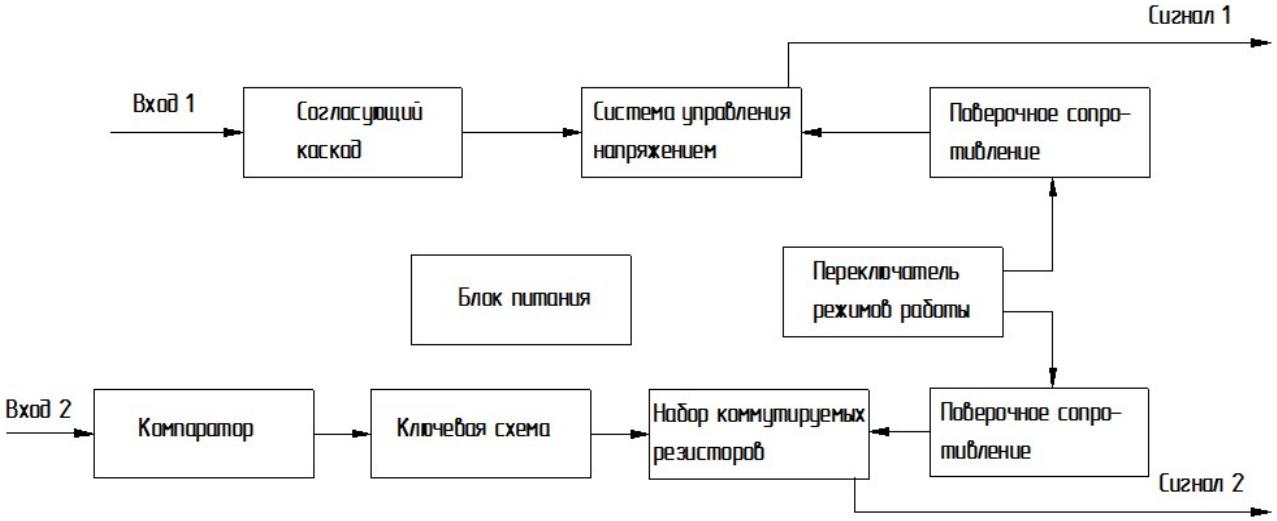


Рисунок 2 – Структурная схема имитатора электрокардиографа

Управляющие сигналы под

При измерении АЧХ токовихревых преобразователей синусоидальное напряжение с внешнего генератора подается на разъем "ВХОД 1" и через согласующий каскад (1) управляет переменным сопротивлением (2). В качестве переменного сопротивления применяется полевой транзистор, сопротивление преобразователя сток – исток которого зависит от управляющего напряжения. Полевой транзистор является нагрузкой катушки имитационной. Изменение сопротивления преобразователя сток – исток совместно с катушкой имитационной определяют потери, вносимые в магнитное поле, генерируемое поверяемым датчиком.

При измерении АЧХ и ФЧХ внешнего электромагнитного поля эталонное опорное напряжение с генератора поступает на "ВХОД 1" и через каскад согласования (1), который управляется переменным резистором (2). В качестве переменного резистора используется полевой транзистор. При изменении напряжение на границе «сток-исток» изменяется активное сопротивление. По структурной схеме (рисунок 2) транзистор включен параллельно катушке и является для нее нагрузкой. Т.к. полное сопротивление системы «катушка-полевой транзистор» зависит от управляющего напряжения на полевом транзисторе, то и создаваемое электромагнитное поле (аналог биометрического) также зависит от управляющего напряжения.

При тестировании тракта преобразования используется второй канал. Сигнал через "ВХОД 2" и компаратор управляющий ключами.

Электрическая схема показана нарисунке 3.

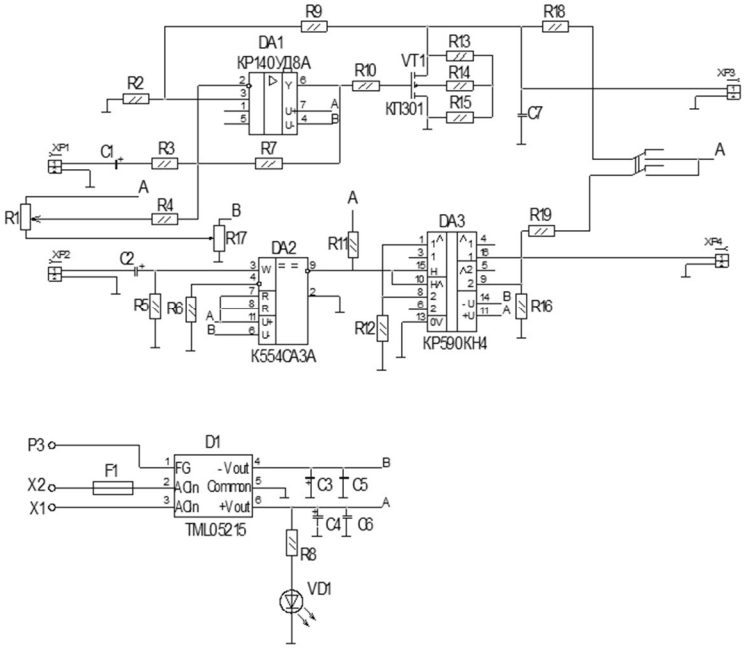


Рисунок 3 – Электрическая схема имитатора

Для формирования аналога биометрического поля катушка подключается к разъему XP3. Управляющее напряжение с задающего генератора поступает на разъем XP1 и через конденсатор C1 поступает на вход управления транзистора (эквивалент электронного сопротивления). По схеме транзистор реализован на VT1 (КП301Б), операционный усилитель – на DA1 (КР140УД8Б).

Резистивная матрица R13, R14, R15 выполняют функцию линеаризации зависимости сопротивления «сток-исток» от напряжения. С помощью номинала резистора R1 задается начальный гармонический сигнал. Резистор R17 -минимум сопротивления – обеспечивает минимальную величину электрического сопротивления.

При поверке тракта преобразования XP4 подключается к регистратору (рисунок1). Сигнал с генератора подается на разъем XP2. На микросхеме DA2 (К554СА3А) собран компаратор, который превращает синусоидальный сигнал внешнего генератора в последовательность прямоугольных импульсов. Аналоговый ключ DA4 (КР590КН4) подключает к регистратору либо сопротивление R12 либо R16 с частотой следования последовательности прямоугольных импульсов.

Общий вид печатного узла показан на рисунке 4.

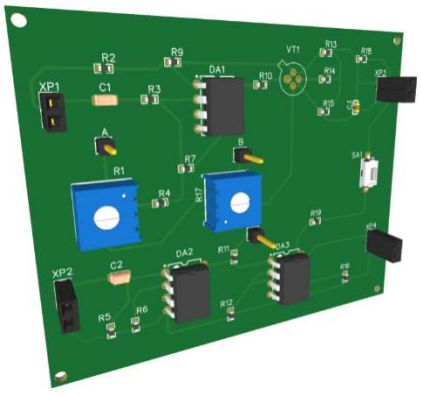


Рисунок 4 – Печатный модуль имитатора

Приведенная в статье конструкция имитатора сигналов электрокардиографа позволяет эмитировать электромагнитное поле, излучаемое сердечной мышцей при сокращении за счет изменения реактивного сопротивления RL колебательного контура и производить тестирования тракта преобразования без использования оптоэлектронных сенсоров за счет подачи тестового сигнала в контур преобразования электрокардиографа.

Литература

1. Биофизика: Учеб. / В.В. Ревин, Г.В. Максимов, О.Р. Кольс / Под ред. проф. А.Б. Рубина. - Саранск: Изд-во мордов. Ун-та, 2002. - 156 с.

2. Дошицин В.Л. Практическая электрокардиография. - М.: Радио и связь, 1987. - 321 с.

3. Орлов В.Н. Руководство по электрокардиографии. - М.: Радио и связь, 1984. - 346 с.

SIGNAL SIMULATOR FOR ELECTROCARDIOGRAPH

student. Alikhanov S.V.

Arzamas Polytechnic Institute branch (branch) of the NSTU named after R.E.Alekseev

Annotation. The article considers the block diagram of an electrocardiograph, the requirements for a signal simulator are formed, which should form an electromagnetic field similar to the field of a working heart and a harmonic electrical signal for checking electronic components of a cardiograph without optoelectronic sensors. The article proposes a structural and electrical circuit of the simulator, a variant of the layout of the printing unit is proposed.

СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОМАТА ОТКЛЮЧЕНИЯ НАГРУЗКИ

студ. Андросов В.А.

Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования НГТУ им. Р.Е. Алексеева (АПИ НГТУ)

Данная статья посвящена проектированию, анализу и моделированию электрической схемы автомата отключения нагрузки. На основе анализа современной тенденции внедрения бытовой автоматики сделан вывод об актуальности разработки. Исходя из функционального назначения устройства поставлены цели проектирования автомата отключения нагрузки. Основная часть статьи посвящена анализу электрической схемы устройства. Обосновано применение в схеме автомата программируемого AVR-микроконтроллера и делается выбор в пользу ATtiny2313, после чего приведены его основные характеристики, позволяющие реализовать все необходимые функции автомата отключения нагрузки. Исходя из текущей экономической ситуации, дается ссылка на производителя возможного аналога выбранного микроконтроллера. Приведена электрическая схема проектируемого автомата отключения нагрузки и проведен анализ возможности ее моделирования в Altium Designer. Сделан ряд допущений, позволяющих провести моделирование и получить результаты в условиях неточного соответствия модели реальной схеме устройства. На основе сравнения полученных данных с результатами теоретического расчета сделан вывод о достоверности полученных результатов и возможности изготовления опытного образца автомата отключения нагрузки.

Текущий этап развития микроэлектронной техники характеризуется значительным уровнем вычислительных возможностей при малых габаритах. Это способствует все более широкому применению электронных устройств, в особенности в сфере бытовой автоматики. Общая тенденция на повышение комфорта жизни человека, реализуемая, в частности, с помощью технологии "умный дом" делает создание устройств, обладающих функциями автоматики актуальной задачей.

Настоящая работа посвящается анализу электрической схемы автомата отключения нагрузки и последующему ее моделированию. Проектируемый автомат отключения нагрузки позволяет организовать суточный цикл работы управляемого им исполнительного устройства, задавая в часах и минутах до восьми моментов его включения и выключения. Введённые значения хранятся в энергонезависимой памяти микроконтроллера прибора. Также устройство обеспечивает возможность включения или выключения исполнительного устройства вручную.

Главная цель, преследуемая при проектировании автомата отключения нагрузки, состоит в реализации следующих функций:

- подключение жидкокристаллического индикатора;
- коммутация питания нагрузки;
- возможность задания времени работы подключенного устройства.

При этом следует предусмотреть возможность организации питания устройства в двух вариантах:

- питание от сети переменного тока с использованием стабилизированного блока питания на постоянное напряжение +5 В, подключаемого к внешнему разъему устройства;
- питание от гальванической батареи из трех элементов типа ААА, устанавливаемой в корпус устройства.

Для управления работой блока может быть применен встраиваемый контроллер на базе микроЭВМ или AVR микроконтроллер, как это сделано в устройстве-прототипе. В качестве такого микроконтроллера может быть использован ATtiny2313, который, помимо исполнения в корпусе типа DIP, имеет так же исполнение в корпусе для поверхностного монтажа [1]. Такое решение позволяет экономить объем в блоке, упрощает организацию внутриблочной коммутации и позволяет снизить энергопотребление за счет отсутствия элементов, которые не требуются для реализации основных функциональных возможностей автомата выключения питания.

ATtiny2313A/4313 - экономичные 8-разрядные КМОП-микроконтроллеры, выполненные на основе улучшенной RISC-архитектуры AVR. За счет выполнения большинства инструкций за один цикл синхронизации ATtiny2313A/4313 достигают производительности близкой к 1 млн. оп. в сек. на каждый МГц тактовой частоты, тем самым позволяя разработчикам систем оптимизировать соотношение энергопотребления и производительности.

Ядро AVR объединяет в себе богатый набор инструкций с 32 рабочими регистрами общего назначения. Все 32 регистра напрямую подключены к АЛУ (арифметико-логическое устройство), что позволяет указывать в одной инструкции два разных регистра и выполнить эту инструкцию за один машинный цикл. В конечном счете, архитектура AVR, за счет 10 кратного превышения

производительности по сравнению с обычными CISC микроконтроллерами, обладает большей эффективностью кода программы.

ATtiny2313 представляет собой микросхему с 20 выводами [1]. Выполняемая программа хранится в перепрограммируемом ПЗУ, куда она заносится с помощью программатора. Необходимые данные, переменные, результаты несложных расчетов и счетчики циклов хранятся в ОЗУ и теряются при выключении питания.

Микроконтроллер ATtiny2313 имеет следующие технические характеристики [1]:

1). Высокопроизводительный и маломощный 8-битный AVR-микроконтроллер;

2). Выполнен по RISC-архитектуре AVR;

3). Перспективная RISC архитектура

- 120 инструкций, большинство которых выполняются за 1 цикл;
- 32 x 8 рабочих регистров общего назначения;
- Полностью статическое функционирование;
- Производительность до 20MIPS на тактовой частоте 20МГц;

4). Память данных, энергонезависимые память программ и данных

- 2/4 кбайт внутрисистемно самопрограммируемой Flash-памяти программ;
- износостойкость 10 тыс. циклов записи/стирания;
- 128/256 байт внутрисистемно программируемого EEPROM;
- 100 тыс. циклов записи/стирания;
- 128/256 байт внутреннего статического ОЗУ;
- Программируемая защита Flash-памяти и EEPROM;

5). Периферийные устройства

- Один 8-разрядный таймер-счетчик с предделителем и режимом сравнения (COMPARE);
- Один 16-разрядный таймер-счетчик с предделителем и режимами сравнения и захвата (CAPTURE);
- 4 канала ШИМ;
- Встроенный аналоговый компаратор;
- Программируемый сторожевой таймер с отдельным встроенным генератором;
- USI - универсальный последовательный интерфейс;
- Полнодуплексный УСАПП (устройство синхронной/асинхронной приемо-передачи);

6). Специальные функции

- Встроенная система отладки debugWIRE;
- Внутрисхемное программирование через SPI-порт;
- Внутренние и внешние источники прерываний;
- Экономичные режимы работы: IDLE, POWER-DOWN и STANDBY;
- Улучшенная схема сброса при подаче питания;
- Программируемая схема супервизора питания;
- Внутренний калиброванный генератор;

7). Ввод-вывод и корпуса

- 18 программируемых линий ввода-вывода;
- 20-выв. PDIP, 20-выв. SOIC и 20-выв. MLF/VQFN;

8). Рабочее напряжение:

- 1.8…5.5В;

9). Диапазон тактовых частот

- 0…4 МГц/1.8…5.5В;
- 0…10 МГц/2.7…5.5В;
- 0…20 МГц/4.5…5.5В;

10). Промышленный температурный диапазон -40…+85°С.

В условиях текущей экономической ситуации целесообразно было бы рассмотреть отечественные аналоги данного микроконтроллера. Одним из таких аналогов может являться микроконтроллер 1881ВГ4Т, производимый компанией "Интеграл". Ранее эта же компания производила практически полный аналог AT90S2313, но на данный момент в списке продукции его нет. К несчастью, на сайте производителя характеристики микроконтроллера 1881ВГ4Т не приводятся [2].

Для удобства настройки и отображения информации о текущем режиме работы устройства необходим графический жидкокристаллический индикатор. Микроконтроллер ATtiny2313 имеет встроенные средства управления ЖКИ, что позволяет подключать индикатор напрямую к микроконтроллеру, без использования регистра (рисунок 1) [3].

Единственным недостатком данной схемы является то, что в ней применяются две раздельные линии питания. Это связано с особенностями конструкции графического дисплея и необходимостью питать схему, формирующую изображение и подсветку дисплея.

Включение подсветки происходит по сигналу микроконтроллера, однако, если две указанных цепи питания не будут развязаны между собой, то попытка подключения гальванической батареи приведет к тому, что она будет быстро терять заряд, разряжаясь через подсветку ЖКИ.

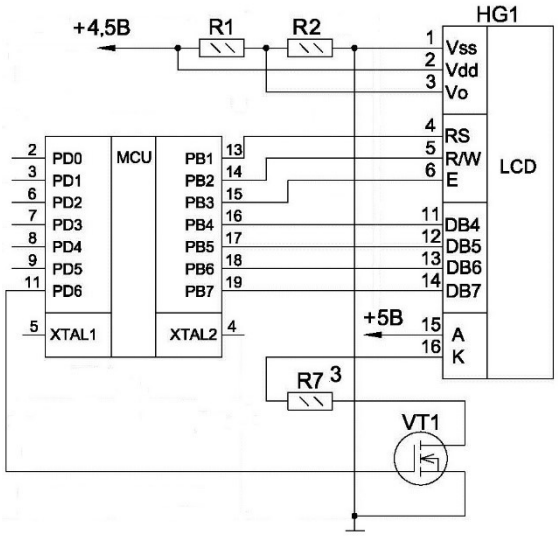


Рисунок 1. Подключение к микроконтроллеру AT90S2313 ЖК индикатора

Питание схемы, таким образом, должно осуществляться от стабилизированного источника +5 В или гальванического элемента напряжением +4,5 В. При наличии гальванической батареи GB1 отключение внешнего питания не должно вызывать нарушения настроек автомата. Но, чтобы избежать указанного выше эффекта потери заряда необходимо в цепь питания включить диод. Диод VD1 не позволиет батарее разряжаться через цепи подсветки ЖКИ и внешний источник питания (когда он подключён, но не работает) и уменьшает напряжение этого источника до 4,5 В.

Полученная в итоге схема автомата отключения питания приведена на рисунке 2.

Моделирование электрической схемы устройства проводится на следующем этапе, непосредственно предшествующем изготовлению опытных образцов. Целью моделирования является подтверждение правильности теоретических выводов и способности автомата отключения питания выполнять свои функции.

Основной проблемой при создании модели электрической схемы устройства в известных пакетах САПР является вопрос наличия в базах программы готовых моделей всех необходимых элементов схемы. В первую очередь это относится к активным элементам и микросхемам, поскольку их модели не могут быть заменены аналогичными универсальными моделями, как это может быть сделано для пассивных элементов. Самостоятельная же разработка моделей микросхем, а тем более микроконтроллеров по объему работ сопоставима с тематикой отдельного исследования и часто затруднена в связи с тем, что производителем раскрываются не все необходимые параметры [4].

В связи с этим при разработке модели электрической схемы автомата был сделан ряд допущений. Так, энкодер, для упрощения модели, был заменён на кнопки без фиксации. Пьзоизлучатель HA1 был заменен на эквивалентное сопротивление для возможности учета протекающего тока. Жидкокристаллический индикатор HG1 был заменён на резисторы, эквивалентные входным сопротивлениям по каждому выводу.

Для проведения моделирования схемы был выбран программный пакет Altium Designer. К сожалению, в доступных базах программы не было обнаружено модели микроконтроллера AT90S2313, пригодной для функционального моделирования. В настоящее время вопрос доступности модели данного микроконтроллера для использования в САПР Altium Designer прорабатывается.

В то же время, для целей проверки электрических параметров схемы, данный микроконтроллер не может быть исключен из модели. Однако поскольку он является, в основном хранилищем настроек и узлом управления коммутацией, можно заменить его на эквивалентную схему [2]. Для этого было решено подключить к сигнальным линиям, подводимым к выводам микроконтроллера, входные сопротивления этих выводов, денные о которых приводятся производителем.

Полученная модель показала свою работоспособность. В результате проведенного моделирования электрической схемы, построенной с принятыми допущениеми, получены данные, незначительно

отличающиеся от результатов теоретического расчета режимов элементов. В настоящее время проводится подготовка к изготовлению опытного образца для проведения натурных замеров.

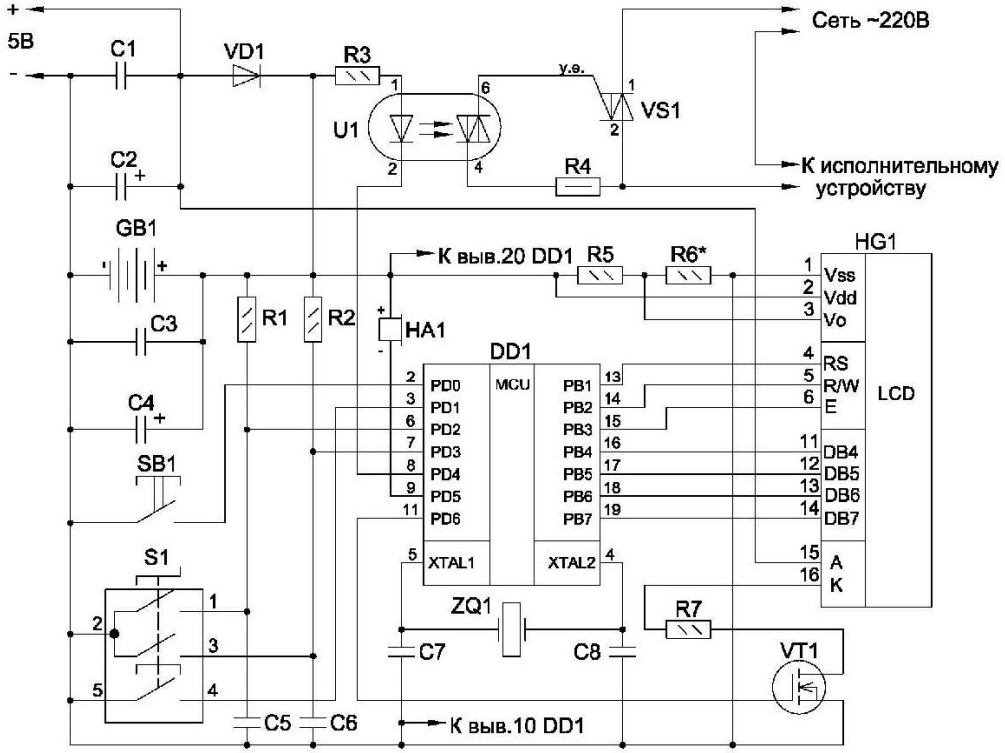


Рисунок 2 – Электрическая принципиальная схема автомата отключения нагрузки

Литература

1. Сайт производителя «ATMEL» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.microchip.com/en-us/product/ATmega2313 - (Дата обращения 24.05.2023).
2. Холдинг "Интеграл" [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://integral-catalog.by/produktsiya/integralnye-mikroskhemy/standartnye-tsifrovye-logicheskie-ims/kmop-seriya-in74hcxxxn-d-dw/in74hc164ad.html?sphrase_id=29460 - (Дата обращения 24.05.2023).
3. Сайт производителя «WINSTAR» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.winstar.com.tw/ru/products/character-lcd-display-module/lcd-16x1.html - (Дата обращения 24.05.2023).
4. Сабунин, А.Е. Altium Designer. Новые решения в проектировании электронных устройств. Солон-Пресс, 2013.

CIRCUIT MODELING OF AUTOMATIC LOAD DISCONNECTION

student. Androsov V.A.

Arzamas Polytechnic Institute (branch) of the Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education NSTU named after R.E. Alekseev

This article is devoted to the design, analysis and modeling of the electrical circuit of a load switch. Based on the analysis of the current trend in the introduction of household automation, a conclusion was made about the relevance of the development. Based on the functional purpose of the device, the design goals of the load switch were set. The main part of the article is devoted to the analysis of the electrical circuit of the device. The use of a programmable AVR microcontroller in the circuit breaker circuit is justified and the choice is made in favor of the ATtiny2313, after which its main characteristics are given, which make it possible to implement all the necessary functions of the load switch. Based on the current economic situation, a link is given to the manufacturer of a possible analogue of the selected microcontroller. An electrical diagram of the designed load switch is presented and an analysis of the possibility of its modeling in Altium Designer is carried out. A number of assumptions have been made to allow modeling and obtaining results in conditions of inaccurate correspondence between the model and the actual circuit of the device. Based on a comparison of the obtained data with the results of theoretical calculations, a conclusion was made about the reliability of the results obtained and the possibility of manufacturing a prototype of the load switch.

РАЗРАБОТКА БЛОКА УПРАВЛЕНИЯ АНТИБАКТЕРИАЛЬНОЙ ЛАМПЫ

Студ.: Антипов А.А.
Арзамасский политехнический институт филиал НГТУ им.Р.Е.Алексеева.

Аннотация. В статье обоснована актуальность разработки блока управления антибактериальной лампы с возможностью использования компьютерного управления и программирования для исключения оператора из рабочего цикла модуля. Приведено описание структурной схемы блока в целом и модуля управления силовой частью схемы, которая необходима для формирования напряжения антибактериальных ламп. Приведена компоновка печатного узла, топология печатной платы модуля, подобран корпус модуля.

Анализ различных отраслей гражданской лёгкой промышленности показал необходимость разработки отечественной медицинской техники, причём, на рынке отсутствуют как простейшие отечественные системы - антибактериальные комплексы, ламинарные боксы, центрифуги, так и наукоемкие – кардиографы, рентгены, озонаторы, аппараты УЗИ. В условиях участившихся эпидемий актуальной является создание систем с минимальным участием человека в их непосредственной работе. Одной из таких систем является антибактериальная система на основе люминесцентных ламп.

Целью работы является модернизация классической антибактериальной ламповой системы в части организации цифрового управления. Сложность при решении поставленной задачи заключается в наличии цепей высокого напряжения, которые могут оказывать негативное влияние на слаботочные логические цепи.

Облик системы с антибактериальными лампами показан на рисунке 1.

Рисунок 1 – Внешний вид антибактериальной системы в целом

Наиболее технически и конструкторски сложным является разработка электронного блока управления антибактериальной лампой. Основные требования к нему: питание от бытовой сети, возможность управления (программирования) через персональный компьютер, независимый блок управления силовой части (модуль управления антибактериальной лампой), который обеспечит питание антибактериальных ламп.

Структурная схема модуля управления антибактериальной лампой показана на рисунке 2.

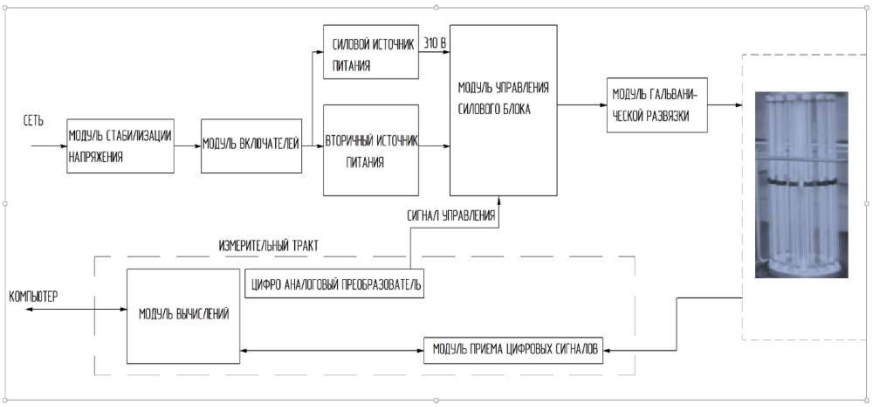


Рисунок 2 – Структурная схема блока управления антибактериальной лампы

Антибактериальная установка подключается к сети бытового напряжения 220 В 50 Гц. С целью повышения надёжности и повышения качества работы перед запиткой элементов блока, сетевое

напряжение проходит через интегрированный модуль стабилизации, после стабилизированное по амплитуде 220±2 В напряжение подаётся на вторичные источники питания: силовой и логический.

Вторичный источник необходим для формирования слаботочного напряжения для запитки цифровой части схемы и аналоговых датчиков.

В состав цифровой части входит вычислительный модуль, который аккумулирует информацию с различных частей схемы (системы) и на основании заложенного алгоритма осуществляет управление антибактериальной лампой.

Самым сложным элементом структурной схемы является модуль, осуществляющий управление силовым блоком. Структурное схема модуля управления силовой частью показана на рисунке 3.

Рисунок 3 – Структурная схема модуля управления силовой частью.

Электрическая схема управления силовой частью показана на рисунке 4.

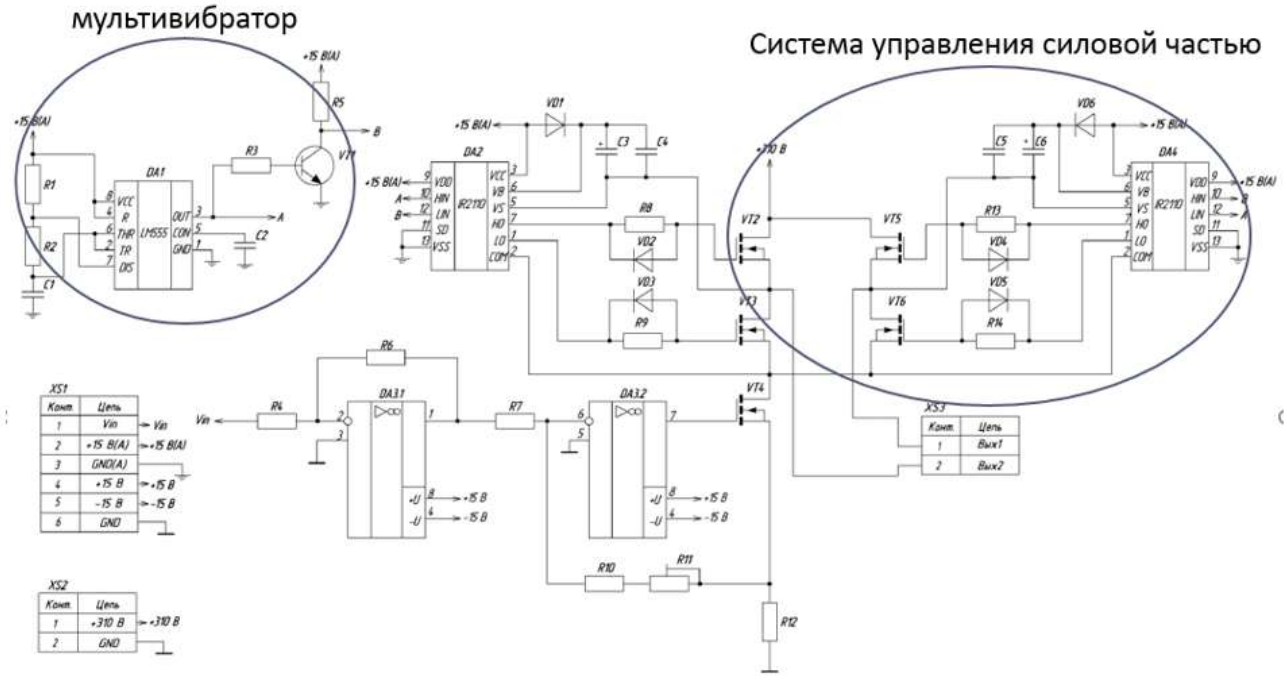


Рисунок 4 - Электрическая схема управления силовой частью.

Управление мостовым преобразователем осуществляется двумя драйверами полумоста IR2110, который на выходе формирует переменное напряжение необходимой величины.

Печатный узел данного модуля показан на рисунке 5.

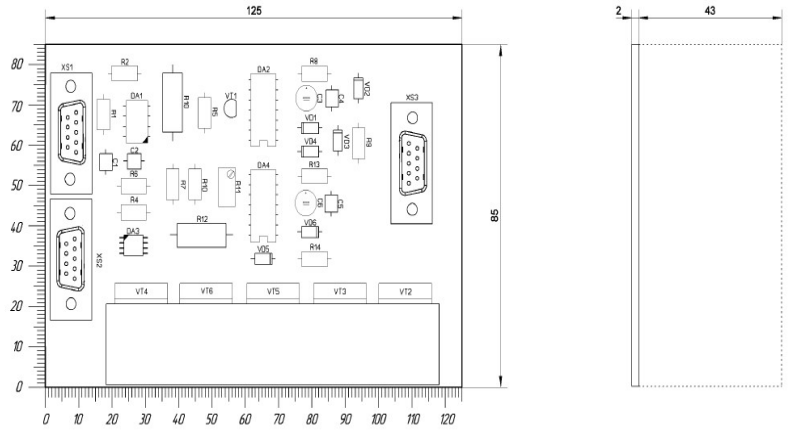


Рисунок 5 – Печатный модуль управления силовой частью.

Согласно структурной схеме на модуль поступают сигналы с вторичных источников питания (разъёмы XS1 и XS2). Управляющий сигнал поступает с цифровой части схемы после цифро-аналогового преобразования (рис.2) на разъем XS4 (на рисунке не показан). Посредствам коммутации силовых транзисторов происходит управление напряжением источников и подача ее на блок антибактериальных ламп.

Топология печатной платы показана на рисунке 6.

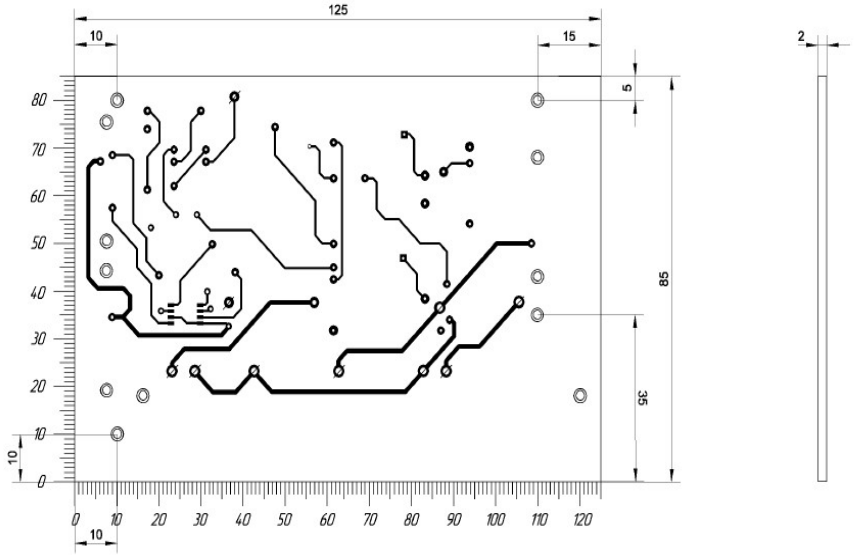


Рисунок 6 – Топология печатной платы

Основная задача, которая необходимо решить при выборе корпуса – это выбор форм, основных геометрических размеров, ориентировочное определение веса и расположение элементов конструкции в пространстве. Силовой блок выполнен в индивидуальном корпусе, с функциональными ячейками на стойках, закрепленных на основание корпуса (рисунок 7).

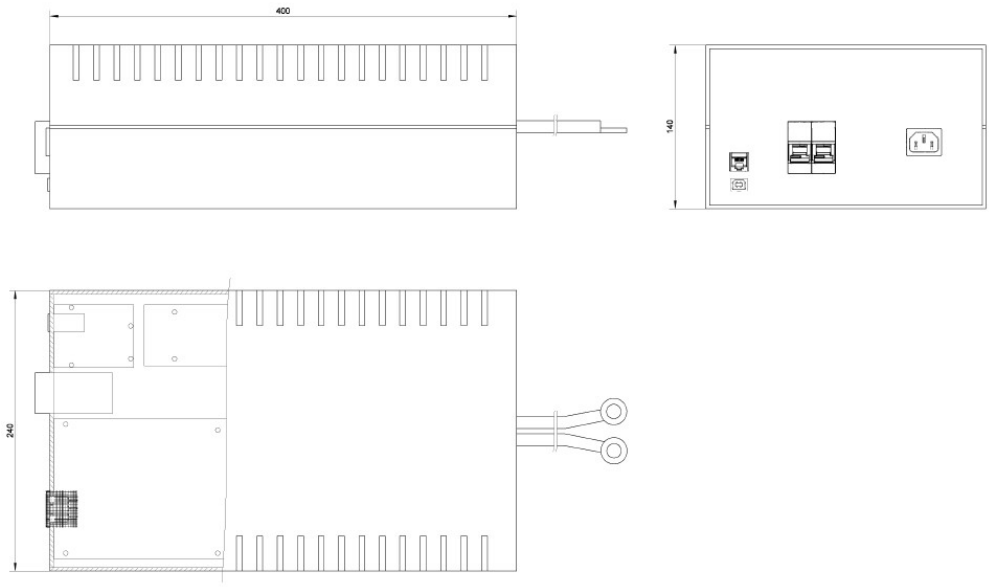


Рисунок 7 – Силовой блок

Блок имеет следующие характеристики:

- габариты блока 400 × 240 × 140 мм;
- масса 1,21 кг.

Элементная база выбрана из устойчивости к внешним воздействиям, для защиты конструкции модуля и стабильной работы чувствительных элементов блок герметизируется.

Литература

1. Давиденко Ю. Н. Настольная книга домашнего электрика: люминесцентные лампы.— СПб.: Наука и Техника,2005. — 224с.
2. Люминесцентные лампы общего назначения [Электронный ресурс] Режим доступа: http://altayrylov.ru/mechan_automat/luminiscentnaja_lampa_obzego.html
3. КраснопольскийА.Е. Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп / А.Е.Краснопольский, В.Б.Соколов, А.М.Троцкий; Подобщ. Ред. А.Е. Краснопольского. — М.: Энергоатомиздат, 1988.—208с.: ил.

DEVELOPMENT OF THE CONTROL UNIT OF THE ANTIBACTERIAL LAMP

Student: A.A. Antipov
Arzamas Polytechnic Institute branch of the NSTU named after R.E.Alekseev.

Annotation. The article confirms the relevance of developing a control unit for an antibacterial lamp with the ability to use computer control and programming to exclude the operator from the module’s operating cycle. A description of the block diagram is given. A detailed description of the control module for the power part of the circuit, which is necessary for generating the voltage of antibacterial lamps, is provided. The article shows the layout of the printed circuit assembly, the topology of the printed circuit board of the module, and the selection of the module housing.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДАТЧИКОВ ПОЛОЖЕНИЯ

Магистрант Кусайко И.С.

Арзамасский политехнический институт филиал НГТУ им. Р.Е.Алексеева.

Аннотация. В данной статье рассматривается устройство обработки сигналов датчиков положения, используемых в навигационных системах. Приведены схемы структурная и электрическая принципиальная с их описанием.

Ключевые слова: датчик положения, навигационная система, устройство обработки сигналов.

В навигационной системе летательных аппаратов применяются устройства сигналов положения, которые используются для счисления пути и коррекции счисленных координат летательного аппарата. В состав датчиков положения входит блок обработки сигналов. Блок обработки сигналов датчиков навигационной системы выводит показания на резервные приборы и устанавливается внутри приборной панели.

Электрическая структурная схема блока обработки сигналов приведена на рисунке 1.

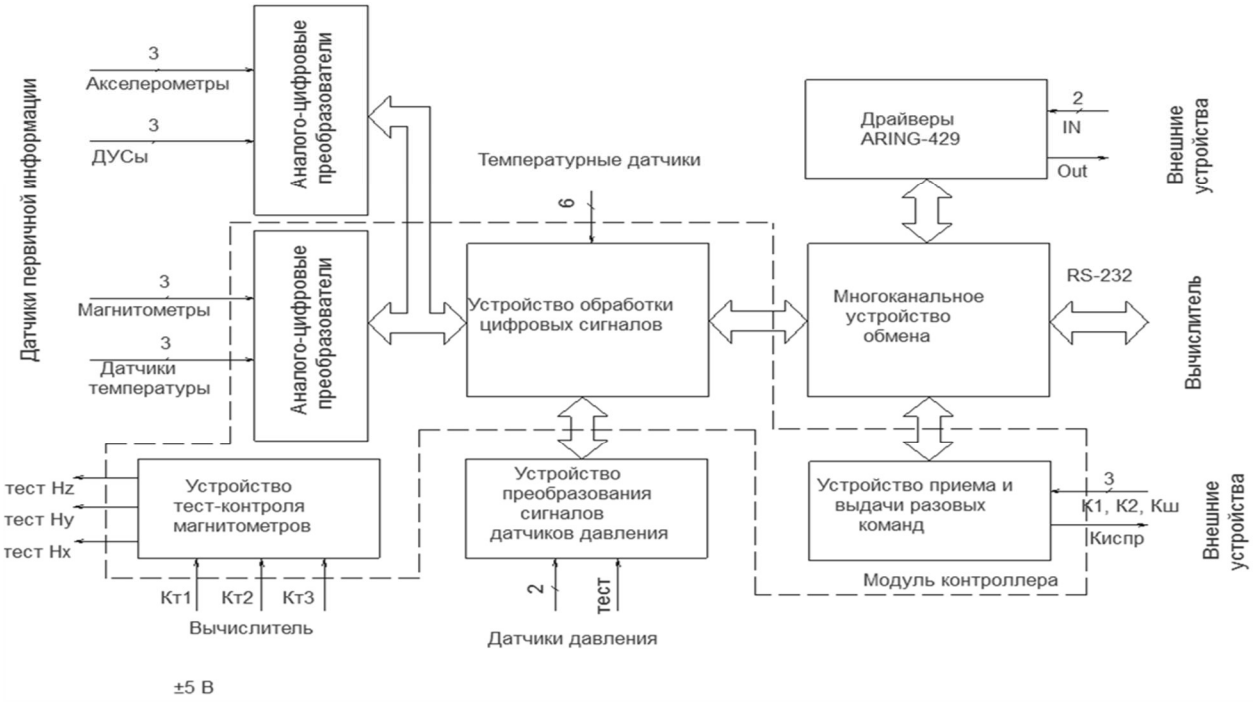


РИСУНОК 1- ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА БЛОКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Аналоговые сигналы с датчиков первичной информации поступают на аналого-цифровые преобразователи, которые преобразуют входное напряжение в цифровой код.

Полученный код передаётся на устройство обработки цифровых сигналов, где он подвергается заданным математическим преобразованиям и уже в обобщённом виде передаётся на вычислитель основной системы.

Многоканальное устройство обмена предусмотрено для связи устройства обработки цифровых сигналов с вычислителем основной системы и бортовой вычислительной машиной. Для преобразования цифровых сигналов обмена в стандартARING-429 в схеме предусмотрен специальные драйверы.

Для преобразования частотных сигналов датчиков давления предусмотрено специальное устройство, которое выполнено по принципу высокочастотного тридцати двухразрядного счётчика. Для проведения тест-контроля данного устройства вычислитель выдаёт тестовую частоту и сравнивает выданный и полученный сигнал.

Устройство приёма и выдачи разовых команд предназначено для обеспечения обмена разовыми гальванически развязанными командами с внешними устройствами.

Питание блока осуществляется от внешних вторичных источников питания основной системы.

На основании структурной схемы приведённой на рисунке 1, разработана схема электрическая принципиальная блока обработки сигналов представленная на рисунке 2.

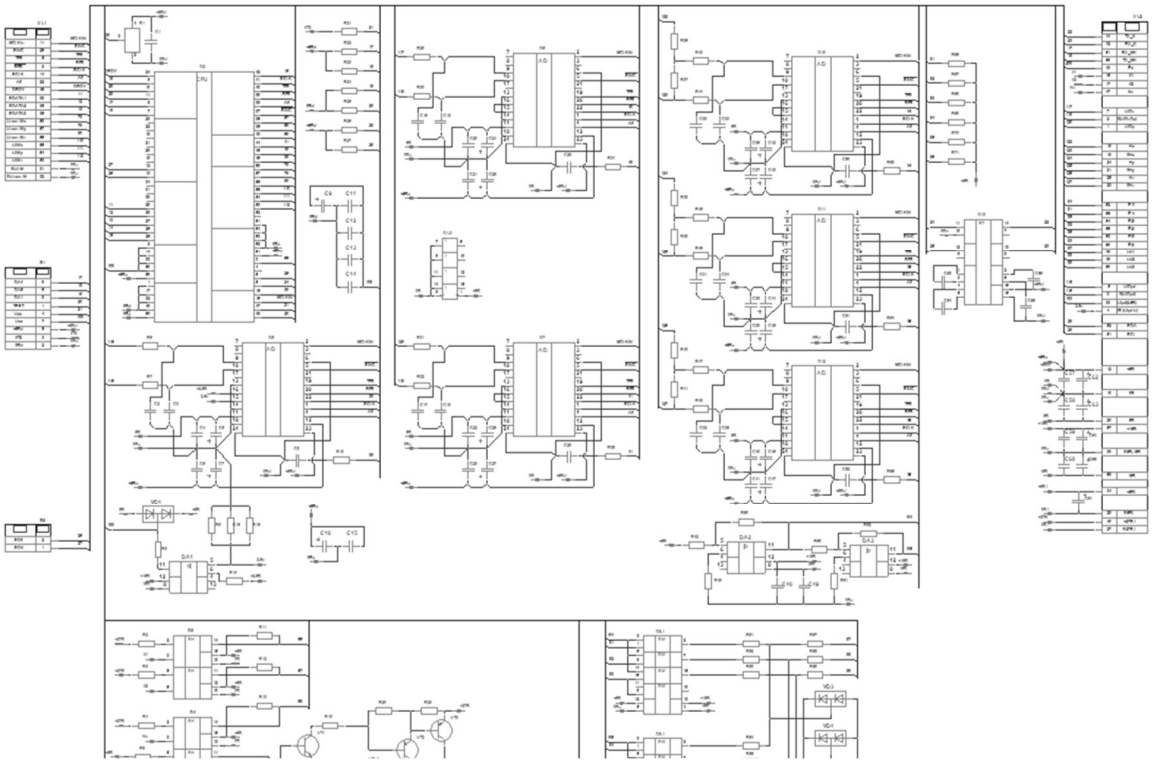


РИСУНОК 2- СХЕМА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ БЛОКА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Модуль контроллера предназначен для: аналого-цифрового преобразования сигналов магнитометра, датчиков температуры, с последующей передачей данных на вычислителе; формирования сигналов тест-контроля; осуществления обмена разовыми командами.

Устройство тест-контроля магнитометра выполнено на аналоговых ключах D8, D9, резисторах R51…R57 и защитных диодах VD3…VD5. Формирование опорных напряжений тест-контроля осуществляется с помощью операционных усилителей DA2, DA3, резисторов R42, R49, R50, R60…R62.

Входные аналоговые сигналы магнитометров поступают на аналого-цифровые преобразователи D10…D12, где преобразуются в цифровой сигнал, который передается на контроллер D2. Учитывая, что выходной сигнал магнитометра имеет диапазон до 10В, а аналого-цифровые преобразователи преобразуют входное напряжение в диапазоне до 2,5 В, то перед аналого-цифровые преобразователи установлены резистивные делители напряжения, выполненные на резисторах R36…R41. Для фильтрации высокочастотных помех по входам АЦП установлены LC-фильтры, выполненные на резисторах R43…R48 и конденсаторах C30…C35.

Аналогичным образом построены и каналы преобразования температурных датчиков, выполненных на микросхемах D5…D7. На операционном усилителе DA1, резисторах R8…R10, R15, R16 сформирован источник опорного напряжения температурного датчика торможения. Для работы контроллера D2 необходим генератор тактовой частоты, выполненный на кварцевом генераторе B1.

Обмен разовыми командами выполняет контроллер D2. Гальваническая развязка входных команд осуществляется с помощью оптопар D3.1, D3.2, D4.1 и резисторов R2…R4, R11…R13. Гальваническая развязка выходной команды осуществляется с помощью оптопары D4.2 и резисторов R5, R14. Для согласования выходной команды с нагрузкой предусмотрен усилитель мощности, выполненный на транзисторах VT1…VT3 и резисторах R18,R20,R28.

Для схемы электрической принципиальной произведён выбор элементной базы.

Во многом конструкция радиоэлектронных средств зависит от применяемой в ней элементной базы, поэтому данный раздел также является одним из важных этапов проектирования.

В состав блока входят модули с использованием операционных усилителей. Учитывая схемное назначение наиболее подходящими являются прецизионные операционные усилители 544УД12У3 с параметрами: $U_{пит}$= ±8…±16,5В; $U_{см}$= 4 мВ;$К_у \geq 96$ дб; $V_{Uвых}$ = 35 В/мкс; $f_{пр}$ = 8 МГц, у которых достаточно низкий нулевой сигнал.

В качестве аналого-цифровых преобразователей выбирается микросхема AD7710AR AnalogDevices, это микросхема обладает высокой точностью преобразования и высоким быстродействием.

Микроконтроллер выбирается марки 1886ВЕ2У, это высокоскоростной многофункциональный процессор, имеющий встроенные десятиразрядные однополярные аналого-цифровые преобразователи. Для гальванической развязки цифровых сигналов наиболее подходящими являются современные оптопары 249ЛП8.

Для реализации логических схем выбираются различные микросхемы серии1526, 1564 они имеют высокие частотные параметры. Эти микросхемы наиболее предпочтительны из перечня элементов, разрешённых для предприятий отрасли, и со значительным запасом отвечают всем требованиям по электрическим параметрам.

Для формирования обмена с вычислителем по каналу RS-232 используется специальная микросхема5559ИН1Т.В качестве аналоговых ключей наиболее подходящими являются ключи серии590.

Транзисторы для формирования команды выбираются 2Т664А9 и 2Т665А9 с параметрами: $I_{кмах}$ = 1 А, $U_{кэмах}$ = 100 В, $h_{21э} \geq 10$, $P_{мах}$ = 1 Вт. Он имеет малые габаритные размеры и обеспечивает требования по коэффициенту усиления по токуи мощности.

Резисторы должны быть малогабаритными, теплостойкими, влагостойкими и достаточно стабильными. В качестве обычных резисторов выбираются бескорпусные резисторы Р1-12 из-за малых габаритов и достаточной точности (допускаемое отклонение номинала до ±5 %). Резисторы, входящие в схемы коррекции коэффициентов передачи операционных усилителей, должны иметь малый разброс номинала, из-за высоких требований, предъявляемых к точности преобразования, поэтому необходимы прецизионные стабильные резисторы типа Р1-16П,Р1-116,выполненныепотонкопленочной технологии.

Выбор конденсаторов необходимо производить в соответствии с соображениями получения нужной ёмкости и других параметров при небольших размерах. При работе устройств в шинах питания возникают импульсные помехи. Для фильтрации высокочастотных составляющих этих помех желательно использовать керамические конденсаторы, обладающие низкими значениями собственной индуктивности. Для этого годятся керамические низковольтные конденсаторы типа К10-69в, которые обладают малой массой и малыми габаритными размерами, что имеет большое значение при проектировании модуля. Для подавления НЧ помех рационально использовать электролитические конденсаторы К53-68 имеющие небольшие токи утечки и умеренные габариты.

Литература:

1. Практическое использование РЛС и САРП. Ревенко В.Ю. Изд. Феникс. Страниц: 456. 2016г.
2. Проектирование и технология РЭС: Учебное пособие / Н.П. Ямпурин, А.В. Баранова, Т.В. Калинина, Э.Ю. Люшина, Е.Н. Филонин, Нижегородский го-сударственныйтехническийуниверситетН.Новгород,2004.105с.
3. Павлов, В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств: учеб. пособие для студ. вузов / В.Н. Павлов. Издательский центр «Академия», 2008. – 288 с.

ВАРИАНТЫ СОЗДАНИЯ БЕСПРОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

Проф. Бирюков В.В.[1], проф. Вакс В.Л.[2], проф. Малахов В.А.[1], вед. инж. Панин А.Н.[2], вед. инж. Приползин С.И.[2], проф. Раевский А.С.[1], доц. Раевская Ю.В.[1], доц. Щербаков В.В.[1]

[1]Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
[2]Институт физики микроструктур РАН

Субтерагерцовый (субТГц) и терагерцовый (ТГц) диапазоны частот являются перспективными для построения высокоскоростных беспроводных сетей связи. Работа в субТГц и ТГц частотных диапазонах позволяет использовать полосу пропускания шириной в несколько десятков гигагерц, обеспечивая высокую пропускную способность сети связи [1]. В то же время, использование субТГц и ТГц диапазонов частот вносит определенные сложности в работу сетей связи, в частности, связанные с необходимостью учитывать быстрое ослабление сигнала при распространении в атмосфере.

Из-за сравнительно большого поглощения в атмосфере волны субТГц и ТГц частотного диапазонов относятся к волнам ближнего действия. При распространении волн субТГц частотного диапазона возникает ослабление сигнала в атмосферных газах и гидрометеорах, а также деполяризация излучения, амплитудные и фазовые изменения. С повышением частоты ослабление сигнала в атмосфере возрастает и зависит от погодных условий. Окна относительной прозрачности [2] лежат в диапазонах: 70–100 ГГц, где атмосферное затухание составляет около 1,5 дБ/км, что близко к затуханию в традиционных СВЧ-диапазонах; в начале ТГц диапазона в интервале 200– 300 ГГц, где атмосферное затухание составляет около 5-10 дБ/км.

В настоящее время наибольшая скорость передачи данных составляет 24 – 25 Гбит/с на расстоянии не более 10 м. Эти результаты представлены в работах [3,4]. Наибольшая дальность связи составляет 5,8 км при скорости передачи данных 10 Гбит/с на частоте 120 ГГц [5]. Наиболее эффективная система связи представлена в [6]. Она обеспечивает скорость передачи данных до 10 Гбит/с при ширине канала связи 3,6 ГГц и частоте несущей 140 ГГц на дальности до 1,5 км. В данной работе применена 16-QAM модуляция.

1. Выбор схемы модуляции

Простейшей схемой модуляции может быть схема прямой модуляции несущей частоты. Такая схема в нашем случае неприменима из-за отсутствия доступных на коммерческом рынке модулирующих устройств в выбранном диапазоне частот. Другой способ предполагает перенос модулированного колебания на низкой частоте вверх при помощи смесителя частоты. Этот способ подходит для всех типов модуляции, но у него есть один существенный недостаток – это малый сигнал на выходе смесителя. Лучшие смесители в диапазоне частот 200-220 ГГц имеют потери не менее 10 дБ при входном сигнале не более 1 мВт. Это означает, что выходной сигнал не сможет превышать 0,1 мВт. К тому же требуется применение полосового фильтра на выходе смесителя с целью устранения зеркального канала, а это приведет к дополнительным потерям сигнала. Такая система передатчика не сможет обеспечить необходимый уровень выходного сигнала без усилителя мощности, а такие усилители недоступны на коммерческом рынке.

Наконец третий способ получить сигнал достаточного уровня на выходе передатчика связан с умножением частоты от низкочастотного модулированного сигнала. Имеющиеся на рынке умножители частоты в этом частотном диапазоне имеют выходную мощность до 1 мВт и более, что позволяет обойтись без усилителя мощности на выходе передатчика. К сожалению, такая структурная схема передатчика не позволяет передать на выход ни фазовую, ни квадратурную модуляции без искажений. Единственная модуляция, подходящая для такой схемы, - это амплитудная манипуляция ООК. Недостатки, присущие такой модуляции, становятся несущественными из-за очень высокой частоты рабочего диапазона. Широкая полоса частот, равная 2,8 ГГц, занимаемая сигналом со скоростью передачи 1 Гб/с, не имеет значения, поскольку, во-первых, в диапазоне частот 200-220 ГГц она занимает не более 1-2% от частоты несущей; во-вторых, нет других источников на такой высокой частоте; в-третьих, узкая диаграмма направленности антенн не позволяет попасть в приемный тракт другим источникам, даже если бы они были где-то рядом. Низкая помехоустойчивость не важна по той же причине отсутствия помех в этом диапазоне частот. Таким образом, применение амплитудной манипуляции позволяет построить оптимальную структурную схему приемопередатчика [7].

2. Разработка широкодиапазонного приемопередающего устройства ТГц частотного диапазона.

В качестве задающих генераторов как передатчика, так и гетеродина приемника применены генераторы на диэлектрических резонаторах (ГДР) с частотами 7,33 ГГц для передатчика и 7 ГГц для

приёмника. Они обладают достаточно высокой стабильностью частоты (~10^{-6} от несущей) и очень высокой спектральной чистотой сигнала. Изменение температуры на 100 ºС приведёт к изменению частоты ПЧ в приёмном тракте не более чем на 40 МГц, что является несущественным изменением для передачи и приёма АМн сигналов.

Применение двухступенчатого умножителя частоты обусловлено невозможностью сделать активный умножитель частоты на 220 ГГц из-за отсутствия доступной элементной базы. В пассивном удвоителе частоты применены диоды Шоттки. При этом максимальная входная мощность на частоте 110 ГГц не должна превышать 20 мВт. Удвоитель частоты работает с КПД ~3%. Выходная мощность сигнала на частоте 220 ГГц равна $P_{вых}$=0,7 мВт. Полоса частот, где умножение эффективно, не меньше 4 ГГц по входу и 8 ГГц по выходу.

Умножитель частоты на 15 активного типа для передатчика является широкополосным и работает в диапазоне 110±2 ГГц, чтобы передать амплитудную манипуляцию без искажений. Умножитель должен обеспечивать мощность выходного сигнала на частоте 110 ГГц не менее 20 мВт.

На частотах около 7 ГГц существует большое количество доступных устройств: усилителей, смесителей, аттенюаторов и т.д. Это позволяет внести необходимые изменения в структурную схему в результате испытаний и наладки приемо-передающего тракта.

Сигнал после удвоения по частоте до 220 ГГц поступает на антенну, имеющую высокий (порядка 50 дБ) коэффициент усиления. В приемнике сигнал на частоте 220 ГГц поступает с приемной антенны на вход субгармонического смесителя, где смешивается со второй гармоникой гетеродина 105 ГГц. Сигнал промежуточной частоты, равный $F_{пч}$=220 ГГц -105 ГГц ×2 ГГц=10 ГГц поступает на усилитель промежуточной частоты.

Чтобы усилить без искажений модулированный сигнал ПЧ, ширина полосы УПЧ - более 2,8 ГГц. В нашем случае выбрана ширина полосы УПЧ 8-12 ГГц, как одна из стандартных. Коэффициент усиления может дискретно изменяться в пределах 45-75 дБ путем последовательного соединения нескольких усилителей. Первый усилитель имеет $K_{ус}$≥30 дБ и коэффициент шума не более 2,0 дБ для обеспечения максимально возможного отношения сигнал/шум на входе приемной системы. Субгармонический смеситель на частоте 220 ГГц имеет коэффициент преобразования не более 15 дБ. При этом на гетеродинном входе мощность сигнала - не более 20 мВт на частоте 105 МГц. Выходная полоса промежуточной частоты - не менее 8-12 ГГц.

После усиления сигнал ПЧ поступает на демодулятор АМн сигнала, представляющего собой двойной балансный смеситель, обладающий необходимым быстродействием. На выходе смесителя установлен быстродействующий компаратор, преобразующий аналоговые сигналы в цифровые, для подачи их в цифровой интерфейс.

Сигнал гетеродина на частоте 105 ГГц формируется активным умножителем частоты на 15. В качестве задающего использован ГДР на частоте 7 ГГц. Уровень выходной мощности ГДР не менее 10 мВт. Активный умножитель частоты на 15 гетеродинного приемника работает в узком диапазоне 105±0,2 ГГц. Уровень выходной мощности умножителя на частоте 105 ГГц должен быть не менее 20 мВт для обеспечения эффективной работы смесителя. Частота 7 ГГц ГДР и, соответственно, $K_{умн}$=15 выбраны исходя из того, что эта частота и ее гармоники не попадают в полосу ПЧ приемника.

3. Расчет бюджета мощности передатчика радиоканала.

Проведен расчет бюджета мощности передатчика для следующих условий:

- расстояние D=1,5 км;
- коэффициент усиления антенны G=50 дБ;
- потери в волноводном приемном тракте $L_{0прием}$ =1 дБ и передающем тракте $L_{0пер}$ =1 дБ.
- затухание в атмосфере 1,5 дБ/км, следовательно, потери в атмосфере на расстоянии 1,5 км $L_{атм}$=2,25 дБ;
- коэффициент шума смесителя $K_{ш.см.}$=15 дБ;
- коэффициент шума УПЧ $K_{ш.УПЧ}$=2 дБ;
-скорость передачи данных 1Гбит/с.

Расчеты показывают, что мощности на выходе передатчика в несколько сотен микроватт достаточно для передачи цифровых данных на расстояние до 1,5 км при коэффициенте усиления антенны не менее 50 дБ.

4. Расчет антенн.

Одним из видов антенн, обеспечивающих такой высокий коэффициент усиления, является зеркальная антенна Кассегрена. Она состоит из рупорного облучателя, вспомогательного зеркала - субрефлектора в виде гиперболоида вращения, и основного зеркала в виде параболоида вращения. Преимуществом антенны является небольшой размер, технология их изготовления хорошо отработана, при этом достигаются высокие значения коэффициента усиления и малые уровни боковых лепестков.

Лучевой подход [8] позволяет в первом приближении найти основные параметры антенны. Диаметр основного и вспомогательного зеркал 200мм и 16мм, соответственно. В качестве облучателя для антенной системы использовался пирамидальный рупор длиной 21мм с апертурой размерами 12мм на 6мм. Рупор питается прямоугольным волноводом сечением 1,092x0,546мм, длиной 30мм. Общая длина антенны 129мм. Рассчитанных параметров достаточно для построения модели антенны в системе автоматизированного проектирования (САПР) для точного расчета и анализа полученных характеристик. Расчет электрических параметров и характеристик антенны Кассегрена проводился при помощи САПР с использованием метода интегральных уравнений, позволяющего выполнить расчет крупных (в длинах волн) структур.

Разработанная антенна имеет коэффициент направленного действия 50 дБ, при этом достигается хорошее согласование в полосе частот 219-221 ГГц. Коэффициент стоячей волны по напряжению не превышает 1,06 в указанной полосе.

Цифровой модуль в составе макета

С целью организации связи в состав макета был включен цифровой модуль, который на передающей стороне снабжает тракт информационным сигналом и преобразует его с целью дальнейшего представления на приёмной стороне. Данный блок состоит из отладочной платы, основной частью которой является программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) и её алгоритма работы, ЭВМ со специализированным программным обеспечением (ПО).

В первоначальном варианте цифрового модуля использовалась отладочная плата, в состав которой входят ПЛИС ALTERA (модель ACEX EP1K50), преобразователь USB-FIFO (FT2232D), тактовый генератор на 96 МГц, а также элементы оперативной (93C56) и конфигурационной (EPC2LC20) памяти. Специализированное ПО разрабатывалось на языке программирования C#. На данном этапе подключение отладочной платой к ЭВМ происходило посредством интерфейса USB 2.0, который программно замещался виртуальным COM-портом. Алгоритм работы ПЛИС на передающей стороне заключался в снабжении служебной информацией пакетов данных согласно специально разработанному протоколу для дальнейшей передачи на модулятор. На приёмной стороне с демодулятора цифровой сигнал обрабатывается и поступает дальше на ЭВМ.

В результате проведённых испытаний была доказана работоспособность макета совместно с цифровым модулем на примере одиночных текстовых сообщений. Помимо этого, была реализована передача текстовых и графических файлов размером до 500 Кбит. Данное ограничение вызвано малой скоростью передачи ПЛИС, которая равна 10 Мбит/с, а также малым объёмом буфера.

Для устранения недостатков первоначального варианта было решено заменить отладочную плату цифрового модуля. Учитывая характеристики, которые необходимо было улучшить, была выбрана ПЛИС марки Xilinx семейства Virtex-7 в составе отладочной платы VC707. Она обладает повышенным быстродействием, пропускной способностью в 1 Гбит/с и увеличенным объёмом памяти буфера

На новой отладочной плате подключение к ЭВМ осуществляется через интерфейс Ethernet. В связи с этим были внесены изменения в специализированное ПО. Для работы с сетевыми устройствами были использованы библиотеки SharpPcap и PacketDoNet. В функции специального ПО входит приём данных, а также формирование информационной нагрузки линии связи, в качестве которой может выступать как одиночный файл, для оценки параметров качества связи, так и непрерывный поток данных, для оптимизации канала в режиме реального времени.

Помимо этого, был изменен алгоритм работы ПЛИС, который на передающей стороне заключается в приёме и преобразовании параллельного кода в последовательный, разбиение его на пакеты и отправке на высокочастотный выход, подключенный к модулятору. На приемной стороне полученный сигнал, после демодуляции, поступает на ПЛИС для обратного преобразования в параллельный код, а затем отправки на ЭВМ. Этот алгоритм был создан с помощью базовых структур, доступных при работе в среде разработки Xilinx Vivado.

Литература

1. Исаев В.М. Современные радиоэлектронные системы терагерцового диапазона / В.М. Исаев, И.Н. Кабанов, В.В. Комаров, В.П. Мещанов // Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь – 2014. – №4 (34). – С. 5-21.
2. В. Вишневский, С. Фролов И. Шахнович. Радиорелейные линии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей // Электроника. Наука | технология | бизнес №1 (00107) 2011 с.90-97.
3. Kallfass I., Antes J., Schneider T. et al. All active MMIC-based wireless communication at 220 GHz // IEEE Trans. Terahertz Sci.Technol., 2011, V. 1, N 2, pp. 477–487.
4. Song H. J., Ajito K., Muramoto Y., et al. 24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications // Electron. Lett., 2012, V. 48, pp. 953–954.
5. Hirata A., Kosugi T., Takahashi H., et al. 5.8-km 10-Gbps data transmission over a 120-GHz-band wireless link // 2010 IEEE Int. Wireless Inform. Technol. Syst. Conf., 2010, pp. 1–4

6. Wang C., Lin C., Chen Q., et al. A 10-Gbit/s Wireless Communication Link Using 16-QAM Modulation in 140-GHz Band// IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2013, V. 61, No. 7, p. 2737-2746,
7. Бирюков В.В., Вакс В.Л., Кисиленко К.И., Панин А.Н., Приползин С.И., Раевский А.С., Щербаков В.В. Разработка беспроводной системы связи в субтерагерцовом частотном диапазоне // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61. № 10. С. 856-866.
8. И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов. Проектирование антенных устройств радиорелейных линий связи / //Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. 90 с.

Контакт с авторами: E-mail: raevsky_as@mail.ru Тел.: 8-950-34-68-791 (Раевский Алексей Сергеевич)

OPTIONS FOR CREATING A WIRELESS COMMUNICATION LINE IN THE SUBTERAHERTZ FREQUENCY BAND

Prof. Biryukov V.V.[1], prof. Vaks V.L.[2], prof. Malakhov V.A.[1], lead ing.Panin A.N.[2], lead ing. Pripolzin S.I.[2], ass. prof. Raevskaya Yu.V.[1], prof. Raevsky A.S.[1], ass. prof. Shcherbakov V.V.[1]

[1]Nizhny Novgorod State Technical University, R.E. Alekseeva
[2]Institute of Physics of Microstructures, Russian Academy of Sciences,

Annotation.
The paper discusses options for constructing a wireless communication line in the sub-terahertz range based on semiconductor devices and fixed highly directional antennas. A developed laboratory model of a broadband transceiver device in the subTHz frequency range (200-220 GHz) is presented. The integration of a digital module based on FPGA made it possible to transmit digital data at a carrier frequency of 220 GHz at speeds of up to 1 Gbit/s.

ИМПУЛЬСНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ БАТТЕРВОРТА

Есипенко В.И., Богомолова В.В.

Нижегородский Государственный Технический Университет им. Р.Е. Алексеева

Введение: в настоящее время с развитием цифровой обработки сигналов в самых различных информационных системах и разработкой метода прямого статистического анализа каскадных Гаммерштейновских систем появилась возможность определения плотностей распределения вероятностей на выходах различных цифровых систем, что даёт возможность повысить качественные характеристики этих систем. Разработанный метод основан на использовании импульсных характеристик выходных фильтров нижних частот. Однако, для наиболее часто используемых фильтров Баттерворта, Чебышева и ряда других в литературе отсутствуют аналитические выражения для импульсных характеристик.

Цель: получение аналитических выражений для импульсных характеристик различных порядков фильтров нижних частот Баттерворта.

Методы: последовательное применение обратного преобразования Лапласа и формулы Эйлера к передаточным функциям фильтра Баттерворта различных порядков.

Результаты: на основе предложенного подхода получены аналитические выражения для импульсных характеристик первых четырёх порядков фильтра Баттерворта. Выполнено компьютерное моделирование полученных импульсных характеристик, определены их эффективные длительности и проведена их дискретизация.

Практическая значимость: применение разработанной методики позволяет получить импульсные характеристики более высоких порядков фильтра Баттерворта на выходах различных цифровых систем и определить плотности распределения вероятностей выходных сигналов вместо отношений мощностей сигнал-шум и тем самым повысить помехоустойчивость цифровых информационных систем.

Ключевые слова*: фильтр нижних частот Баттерворта, передаточная характеристика, преобразование Лапласа, формула Эйлера, импульсная характеристика, эффективная длительность импульсных характеристик, дискретизация.*

Постановка задачи

В настоящее время с развитием средств цифровой обработки сигналов в самых различных информационных системах и разработкой метода прямого статистического анализа каскадных Гаммерштейновских систем [1] появилась возможность определения плотности распределения вероятностей (ПРВ) на выходах этих систем, что даёт возможность повысить их качественные характеристики. Разработанный метод основан на использовании импульсных характеристик, в частности, выходных фильтров нижних частот (ФНЧ).

При решении задач фильтрации полезного сигнала на фоне шумов, восстановления непрерывного сигнала по его периодическим отсчетам и т.д. используются фильтры нижних частот (ФНЧ). Среди ФНЧ можно выделить фильтры Баттерворта, обладающие гладкой амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) на частотах полосы пропускания и достаточно резким спадом коэффициента передачи за ее пределами. Фильтр Баттерворта — единственный из фильтров, сохраняющий форму АЧХ для более высоких порядков, тогда как многие другие разновидности фильтров (фильтр Бесселя, фильтр Чебышёва, эллиптический фильтр и др.) имеют различные формы АЧХ при различных порядках.

Впервые фильтры Баттерворта были описаны британским инженером Стефаном Баттервортом в статье «О теории фильтрующих усилителей» в 1930 году [2-4]. Основным назначением фильтров Баттерворта является передача на выход колебаний с минимальным ослаблением, частоты которых не превосходят заданной частоты среза фильтра. Однако до сих пор в литературе нет аналитических выражений для импульсных характеристик этих фильтров [2,3].

Ц е л ь р а б о т ы : поиск импульсной характеристики ФНЧ данного типа, с помощью которой можно определить множество параметров систем.

Необходимо оценивать эффективную длительность импульсной характеристики ФНЧ Баттерворта. Её знание необходимо для дискретизации импульсной характеристики и применения разработанного метода прямого статистического анализа этих фильтров.

Решение

Передаточная функция ФНЧ Баттерворта определяется формулой:

$$H(s) = \frac{k}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)}. \quad (1)$$

В (1) k - постоянное число, чаще это единица; далее полагаем $k = 1$,

$s = \sigma + i\Omega$ - комплексная частота, $i = \sqrt{-1}$,

p_i - i-й полюс передаточной характеристики фильтра.

В программном продукте MATLAB имеется функция «buttap», с помощью которой, задав единственный входной аргумент – порядок фильтра, можно получить нули и полюсы фильтра.

Эффективную длительность импульсных характеристик принято определять на уровне $0{,}1h_{\max}$, где $h_{\max}$ есть

максимальное значение импульсной характеристики [1].

1.По полученным в программном продукте MATLAB данным о ФНЧ для фильтра 1-го порядка получим:

$$p = -1,\ k = 1. \quad (2)$$

Таким образом, в соответствии с формулой (1), передаточная функция фильтра представляет собой:

$$H_1(s) = \frac{1}{s+1}. \quad (3)$$

Импульсная характеристика фильтра может быть получена через обратное преобразование Лапласа от передаточной функции $H_1(s)$. Применив обратное преобразование Лапласа к передаточной функции фильтра, описанной формулой (3), получим выражение для импульсной характеристики фильтра 1-го порядка:

$$h_1(t) = e^{-t}. \quad (4)$$

График этой импульсной характеристики и её эффективная длительность приведены ниже на рис.1а.

2.Аналогично, для фильтра 2-го порядка имеем:

$$p_1 = -0.707+0.707i,\quad p_2 = -0.707-0.707i,\ k = 1. \quad (5)$$

В соответствии с формулой (1), передаточная функция 2-го порядка фильтра представляет собой:

$$H_2(s) = \frac{1}{[s—(-0.707+0.707i)][s—(-0.707-0.707i)]}.$$

(6)

Применив обратное преобразование Лапласа к передаточной функции фильтра (6), получим выражение для импульсной характеристики фильтра 2-го порядка:

$$h_2(t) = 0.707i\, e^{(-0.707-0.707i)t} - 0.707i\, e^{(-0.707+0.707i)t}. \quad (7)$$

Применяя к предыдущему выражению формулу Эйлера, получим выражение для импульсной характеристики фильтра 2-го порядка:

$$h_2(t) = 2 \cdot 0.707\, e^{-0,707t} sin\,(0.707t). \quad (8)$$

График этой импульсной характеристики и её эффективная длительность приведены ниже на рис.1б.

3.Применяя аналогичный подход для фильтра 3-го порядка, будем иметь:

p_1= -0.5+0.866i, p_2= -0.5-0.866i, p_3= -1, k=1. (9)

Таким образом, в соответствии с формулой (1), передаточная функция фильтра 3-го порядка имеет вид:

$$H_3(s) = \frac{1}{[s—(-0.5+0.866i)][s—(-0.5-0.866i)](s+1)}. \quad (10)$$

Применив обратное преобразование Лапласа к передаточной функции фильтра (10), получим выражение для импульсной характеристики фильтра 3-го порядка:

$$h_3(t) = e^{-t} - (0.5 - 0.288i)e^{(-0.5-0.866i)t} - (0.5 + 0.288i)e^{(-0.5+0.866i)t} .$$

(11)

После применения к последнему выражению формулы Эйлера, получим выражение для импульсной характеристики фильтра 3-го порядка в виде:

$$h_3(t) = e^{-t} - e^{-0.5t}\cos(0.866t) + 0.576e^{-0.5t}\sin(0.866t).$$

(12)

График этой импульсной характеристики и её эффективная длительность приведены на рис.1в.

4. Для фильтра 4-го порядка получим:

p_1= -0.383+0.924i, p_2= -0.383-0.924i, p_3= -0.924+0.383i, p_3= -0.924-0.383i, k=1.

(13)

В соответствии с формулой (1), передаточная функция фильтра 4-го порядка представляет собой:

$$H_4(s) = \frac{1}{[s-(-0.383+0.924i)][(s-(-0.383-0.924i)][s-(-0.924+0.383i)][s-(-0.924-0.383i)]} .$$

(14)

Применив обратное преобразование Лапласа к передаточной функции фильтра (14), получим выражение для импульсной характеристики фильтра 4-го порядка:

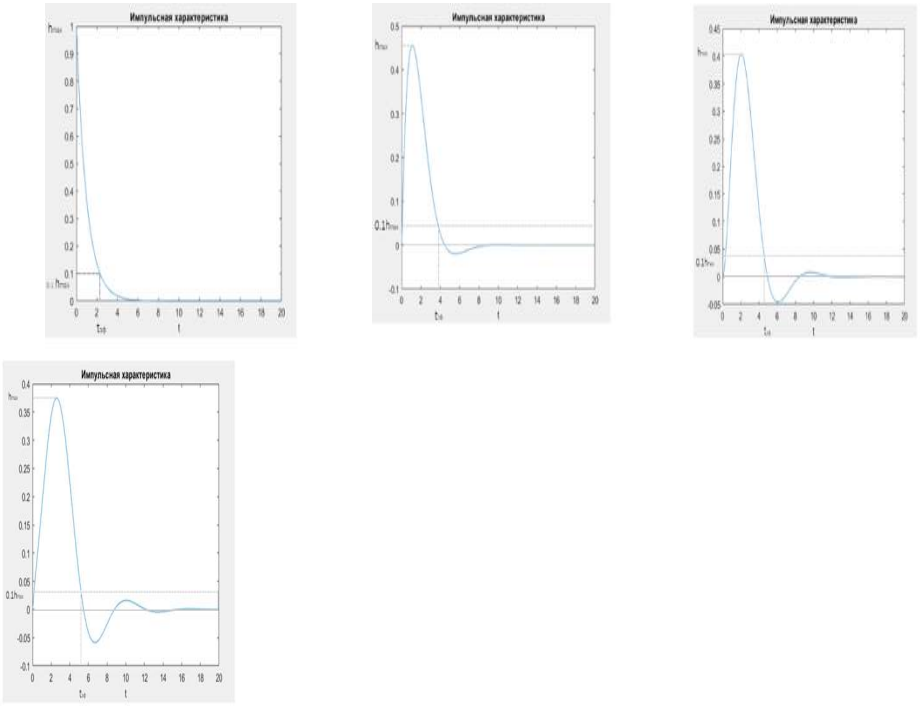
$$h_4(t) = (0.4 + 1.1i)e^{(-0.924-0.383i)t} + (0.4 - 1.1i)e^{(-0.924+0.383i)t} - \\ -(0.4 + 0.1i)e^{(-0.383-0.924i)t} - (0.4 - 0.1i)e^{(-0.383+0.924i)t}.$$

(15)

После применения к предыдущему выражению формулы Эйлера получим выражение для импульсной характеристики фильтра 4-го порядка в виде:

$h_4(t) = 0.8e^{-0.924t}\cos(0.383t) + 2.2e^{-0.924t}\sin(0.383t) - -0.8e^{-0.383t}\cos(0.924t) - 0.2e^{-0.383t}\sin(0.924t)$. (16)

График этой импульсной характеристики и её эффективная длительность приведены на рис.1г.



а) $t_{эф}$=2.2 с. б) $t_{эф}$=3.9 с. в) $t_{эф}$=4.2 с. г) $t_{эф}$=5.1 с.

Рис. 1 – Первые четыре импульсные характеристики ФНЧ Баттерворта и их эффективные длительности

Ниже на рис.2 приведены эти импульсные характеристики в совмещённом виде.

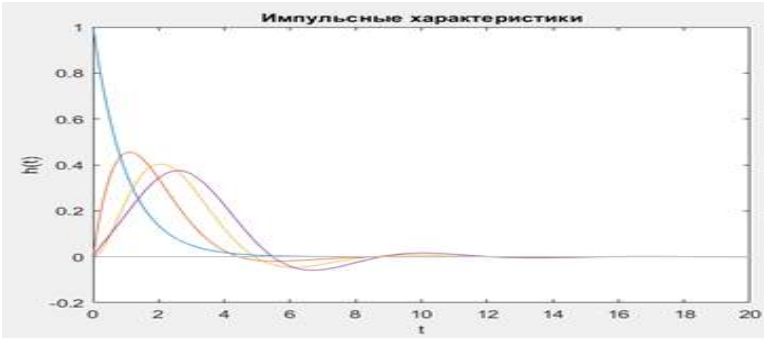


Рис. 2 – Импульсные характеристики ФНЧ Баттерворта 1-4-го порядков

В соответствии с полученными данными эффективная длительность импульсной характеристики фильтра нижних частот Баттерворта 4 порядка наиболее длительная из представленных.

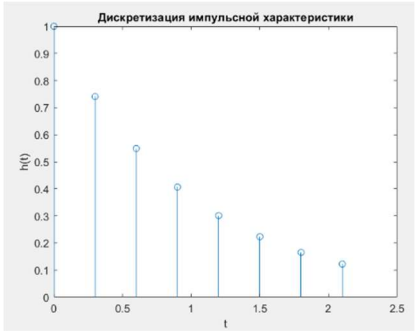


Рисунок 10 – Дискретизация импульсной характеристики ФНЧ 1-го порядка, частота дискретизации 0,3 сек

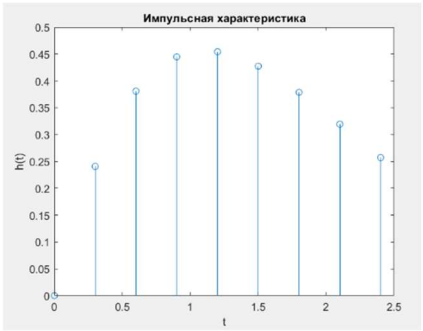


Рисунок 4 – Дискретизация импульсной характеристики ФНЧ 2-го порядка, частота дискретизации 0,3 сек.

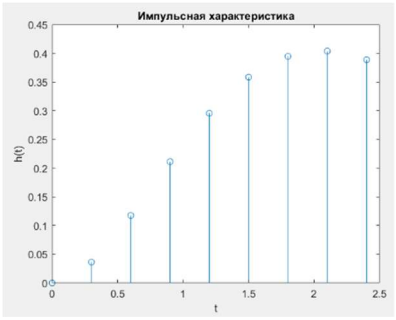


Рисунок 11 – Дискретизация импульсной характеристики ФНЧ 3-го порядка, частота дискретизации 0,3 сек

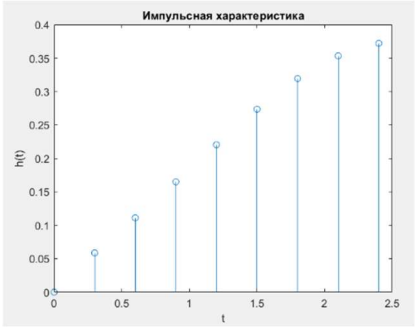


Рисунок 12 – Дискретизация импульсной характеристики ФНЧ 4-го порядка, частота дискретизации 0,3 сек

В данной работе получены выражения для передаточных характеристик фильтров нижних частот Баттерворта 1-4-го порядков. Применение обратного преобразования Лапласа к передаточным характеристикам фильтра позволяет получить аналитические выражения для импульсных характеристик 1-4-го порядков фильтра Баттерворта нижних частот. В программном продукте MATLAB построены графики импульсных характеристик фильтров Баттерворта нижних частот 1-4-го порядков. Проведена оценка эффективной длительности представленных импульсных характеристик и дискретизация импульсных характеристик и произведена.

Литература

1.В.И. Есипенко. Прямой статистический анализ каскадных Гаммерштейновских систем /М.: Книга по Требованию, 2014. – 360 с.

2.С.И. Зиатдинов. Импульсная характеристика комплексного полосового фильтра Баттерворта / Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 8. – С.653-658.
3. Б.Х. Кривицкий. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники / М.: Энергия, 1977.

Pulse characteristics of the Butterworth low-pass filter.

Esipenko V.I., Bogomolova V.V. Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev

Introduction: currently, with the development of digital signal processing in a variety of information systems and the development of a method for direct statistical analysis of cascade Hammerstein systems, it has become possible to determine the probability distribution densities at the outputs of various digital systems, which makes it possible to improve the quality characteristics of these systems. The developed method is based on the use of pulse characteristics of low-pass output filters. However, there are no analytical expressions for impulse characteristics in the literature for the most commonly used Butterworth, Chebyshev and a number of others filters. Objective: to obtain analytical expressions for the pulse characteristics of various orders of Butterworth low-pass filters. Methods: sequential application of the inverse Laplace transform and Euler formula to the transfer functions of the Butterworth filter of various orders.
Results: based on the proposed approach, analytical expressions for the impulse characteristics of the first four orders of the Butterworth filter are obtained. Computer simulation of the received pulse characteristics was performed, their effective durations were determined and their discretization was carried out. Practical significance: the application of the developed technique makes it possible to obtain pulse characteristics of higher orders of the Butterworth filter at the outputs of various digital systems and to determine the probability distribution densities of output signals instead of signal-to-noise power ratios and thereby increase the noise immunity of digital information systems. Keywords: Butterworth low-pass filter, transfer characteristic, Laplace transform, Euler formula, pulse characteristic, effective duration of pulse characteristics, sampling.
Keywords: Butterworth low-pass filter, transfer characteristic, Laplace transform, Euler formula, pulse characteristic, effective duration of pulse characteristics, sampling.

О РОЛИ МНОГОКРАТНОЙ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМАХ

Доцент Зельманов С.С.
Нижегородский Государственный технический университет им Р.А.Алексеева,
Институт радиоэлектроники и информационных технологий

Аннотация

Положительная обратная связь, играющая основную роль при создании автоколебательных систем, используется также в резонансных усилителях. При этом она способствует компенсации резистивных потерь энергии в системе и улучшает её добротность, уменьшая полосу пропускания системы при увеличении глубины положительной обратной связи. При этом увеличивается опасность потери устойчивости системы. Предлагаемый принцип многократной положительной обратной связи позволяет при заданной фиксированной величине глубины обратной связи многократно увеличить пополнение энергии в колебательной системе, неограниченно сужая полосу пропускания без риска потери устойчивости системы. В работе рассмотрен пример системы с двукратной положительной частотно избирательной системы и произведена оценка выигрыша. Структура системы имеет вид усилителя K_1 , охваченного цепью, имеющей вид резонансной RC-CR цепи, выполняющую роль положительной обратной связи системы первого порядка. Вся эта система используется в качестве цепи положительной, частотно избирательной обратной связи второго усилителя K_2 .В этом виде система представляет собой резонансный усилитель с двукратной обратной связью позволяющей уменьшить ширину полосы пропускания системы в 3 раза при одинаковой величине запаса устойчивости системы к самовозбуждению.

Ключевые слова: двукратная обратная связь, устойчивость усилителя, глубина положительной обратной связи.. ширина полосы пропускания усилителя.

Известная и используемая на практике резонансная линейная система с положительной частотно зависимой обратной связью, которая, наряду со своими достоинствами, обладает весьма серьёзным и существенным недостатком. Он состоит в том, что с увеличением глубины положительной обратной связи наступает опасность потери устойчивости системы. Это существенно ограничивает возможность получения высокой избирательности системы при установке необходимого безопасного порога её к самовозбуждению.

Рассмотрим, представленную на рис.1. функциональную схему линейной системы в виде селективного четырехполюсника, охваченного зависимой от частоты положительной обратной связью.

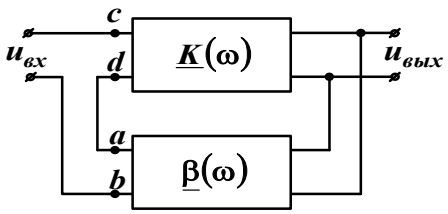


Рис. 1. Функциональная схема линейной системы с положительной однократной обратной связью

На вход системы подается гармоническое напряжение

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}} \sin \omega t \,. \qquad (1)$$

Поставим задачу следующим образом. Возможно ли обеспечить достаточно неограниченное повышение избирательности одноконтурной резонансной системы с положительной обратной связью при сохранении неизменным порога её устойчивости к самовозбуждению? При этом, в частном случае, использовать в качестве цепи обратной связи усилителя одну $RC-CR$ -ячейку.

Теорема о резонансной системе с многократной положительной селективной обратной связью

Если резонансную систему с положительной селективной однократной обратной связью преобразовать в резонансную систему с n-кратной положительной обратной связью при n>1, то введенная n-кратная обратная связь резонансной системы позволит уменьшать величину её полосы пропускания пропорционально степени кратности обратной связи при сохранении неизменной величины порога устойчивости системы к самовозбуждению.

Доказательство

Система, представленная на рис.1, производит над передаточной функцией $\underline{\beta}(\omega)$ операцию F вида:

$$\underline{K}(\omega)_{\beta 1} = \frac{\underline{K}(\omega)}{1-\underline{\beta}(\omega)\underline{K}(\omega)} = F\underline{\beta}(\omega) \qquad (1)$$

Можно показать, что в результате проведения этой операции ширина полосы пропускания резонансной кривой резонансной системы уменьшается в N раз, т.е.

$$N = \frac{\square\omega_0'}{\square\omega'} = \sqrt{\frac{\beta_{\max}K}{2(1-\beta_{\max}K)}} \qquad (2)$$

где $\square\omega_0'$ -ширина полосы пропускания цепи обратной связи, $\square\omega'$ -ширина полосы пропускания системы с положительной обратной связью.

Предлагается вновь повторить ту же операцию над передаточной функцией $F\underline{\beta}(\omega)$ с целью дальнейшего уменьшения ширины резонансной кривой системы. В результате получим:

$$\underline{K}(\omega)_{\beta 2} = FF_{\beta(\omega)} = \frac{\underline{K}(\omega)_2}{1-\left\{K(\omega)/\left[1-\underline{\beta}(\omega)\underline{K}(\omega)\right]\right\}K(\omega)_2} = F^2\underline{\beta}(\omega) \qquad (3)$$

Эту операцию будем называть двукратной операцией F, а операцию F^2 будем называть операцией положительной многократной обратной связи второго порядка или операцией двукратной обратной связи. С помощью многократного применения операции F получим систему с передаточной функцией:

$$\underline{K}(\omega)_{\beta n} = F^n\underline{\beta}(\omega) = \underbrace{FF\ldots F}_{n\ \text{сомнож.}}\underline{\beta}(\omega) \qquad (4)$$

т.е. систему с многократной обратной связью n-го порядка.

Рассмотрим функциональную схему системы с положительной двукратной частотно-зависимой обратной связью..

Система с двукратной положительной селективной обратной связью (рис.2).

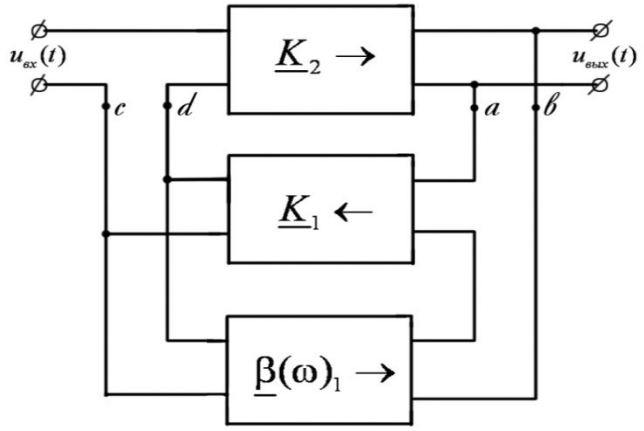


Рис.2. Функциональная схема системы с положительной двукратной обратной связью

Усилитель K_1 вместе с цепью обратной связи $\underline{\beta}(\omega)_1$ образуют систему с положительной обратной связью первого порядка. Контакты ab представляют собой вход этой системы, а контакты cd – её выход. Эта система используется в качестве цепи положительной обратной связи $\underline{\beta}(\omega)_2$ усилителя K_2, где $\underline{\beta}(\omega)_2$ имеет вид:

$$\underline{\beta}(\omega)_2 = \frac{\underline{K}_1(\omega)}{1-\underline{\beta}(\omega)_1\underline{K}_1(\omega)} = \underline{K}(\omega)_{\beta 1} \qquad (5)$$

Тогда общая передаточная функция всей системы:

$$\underline{K}(\omega)_{\beta 2} = \frac{\underline{K}_2(\omega)}{1 - \underline{\beta}(\omega)_2 \underline{K}_2(\omega)} \qquad (6)$$

С учетом (5) получим:

$$\underline{K}(\omega)_{\beta 2} = \frac{\underline{K}_2(\omega)}{1 - \left\{ \underline{K}_1(\omega) / \left[1 - \underline{\beta}(\omega)_1 \underline{K}_1(\omega) \right] \right\} \underline{K}_2(\omega)} \qquad (7)$$

Пусть $\underline{K}_1(\omega) = K_1$; $\underline{K}_2(\omega) = K_2$; $\underline{\beta}(\omega)_1 = \beta(\omega)_1$.

Если представить. что $\underline{\beta}(\omega)_1 = \beta_{\max 1} - a\left(\omega - \omega_0\right)^2$, то получим

$$\underline{\beta}(\omega)_2 = \frac{K_1}{1 - \beta_{\max 1} K_1 + a K_1 \left(\omega - \omega_0\right)^2} \qquad (8)$$

При небольших отклонениях частоты ω от ω_0, при которых

$\frac{a K_1 \left(\omega - \omega_0\right)^2}{1 - \beta_{\max} K_1} \ll 1$, выражение для $\underline{\beta}(\omega)_2$ будет иметь вид:

$$\beta(\omega)_2 = \beta_{\max 2} - \frac{a \beta_{\max 2} K_1}{1 - \beta_{\max 1} K_1} (\omega - \omega_0)^2, \qquad (9)$$

где $\beta_{\max 2} = \frac{K_1}{1 - \beta_{\max 1} K_1}$.

Учтем, что при $x \ll 1$ $\qquad \frac{1}{1 + x} \approx 1 - x$

После подстановки (9) в (7) получим:

$$K(\omega)_{\beta 2} = \frac{K(\omega_0)_{\beta 2}}{1 + \left(2\Delta\omega / \Delta\omega''\right)^2} \qquad (10)$$

где $K(\omega_0)_{\beta 2} = \frac{K_2}{1 - \beta_{\max 2} K_2}$, $\Delta\omega'' = 2\sqrt{\frac{\left(1 - \beta_{\max 1} K_1\right)\left(1 - \beta_{\max 2} K_2\right)}{a \beta_{\max 2} K_2 K_1}}$, $\Delta\omega = \omega - \omega_0$

Определим величину отношения ширины полосы резонансной кривой всей системы $\Delta\omega''$ к ширине полосы $\Delta\omega_0'$ резонансной кривой исходной цепи обратной связи:

$$\frac{\Delta\omega''}{\Delta\omega_0'} = \sqrt{\frac{2 - \left(1 - \beta_{\max 1} K_1\right)\left(1 - \beta_{\max 2} K_2\right)}{\beta_{\max 1} K_1 \beta_{\max 2} K_2}} \qquad (11)$$

Рассмотрим частный случай, когда $\beta_{\max 1} K_1 = \beta_{\max 2} K_2$. (12)

Это равенство будет выполняться, если в соответствии с ним выбрать коэффициент усиления K_2 а именно:

$$K_2 = \frac{\beta_{\max 1} K_1}{\beta_{\max 2}} \qquad (13)$$

В этом случае отношение полос пропускания систем с двукратной связью и исходной цепи обратной связи имеет вид:

$$\frac{\Delta\omega''}{\Delta\omega_0'} = \sqrt{2}\,\frac{\left(1-\beta_{\max 1}K_1\right)}{\beta_{\max 1}K_1} \qquad (14)$$

Принимая во внимание, что

$$\frac{\Delta\omega'}{\Delta\omega_0'} = \sqrt{\frac{2\left(1-\beta_{\max 1}K_1\right)}{\beta_{\max 1}K_1}}, \qquad (15)$$

можно представить отношение полос пропускания системы с двукратной связью и исходной цепи обратной связи в следующем виде:

$$\frac{\Delta\omega''}{\Delta\omega_0'} = \frac{\sqrt{2}}{2}\left(\frac{\Delta\omega'}{\Delta\omega_0'}\right)^2 \qquad (16)$$

Отсюда следует, что переход от системы с положительной однократной обратной связью к системе с положительной двукратной обратной связью резко уменьшает ширину резонансной кривой, т.к. отношение $\Delta\omega'/\Delta\omega_0'$ возводится в квадрат.

Например, при $\beta_{\max 1}K_1 = 0,9$ для системы с однократной связью получим:

$$\frac{\Delta\omega'}{\Delta\omega_0'} = \sqrt{\frac{2\left(1-0,9\right)}{0,9}} \approx 0,47 \approx 1/2,1 \qquad (17)$$

Для системы с двукратной связью

$$\frac{\Delta\omega''}{\Delta\omega_0'} = \sqrt{2}\,\frac{1-0,9}{0,9} \approx 0,157 \approx 1/6,4 \qquad (18)$$

Следовательно, переход от системы с положительной однократной обратной связью к системе с положительной двукратной обратной связью позволил уменьшить ширину полосы пропускания системы в 3 раза при одинаковой величине запаса устойчивости системы к самовозбуждению. Величина выигрыша может быть значительно увеличена при переходе к системе с n - кратной положительной обратной связью при $2 \le n$.

Литература

1. Патент 2066920 РФ, 6403Н7/12, 7/46. Активный RC-фильтр с многократной обратной связью / Д.В. Агеев, С.С. Зельманов. – № 4914852; заявлено 27.02.91; опубликовано 30.09.91. Бюллет. № 26
2. .Зельманов, С.С. Линейная система с положительной многократной обратной связью // Тезисы докладов научно-технической конференции / МТУСИ. – М., 1993,С20.

ABOUT THE ROLE OF MULTIPLE POSITIVE FEEDBACK IN LINEAR SYSTEMS

Associate Professor S.S. Zelmanov

R.A.Alekseev Nizhny Novgorod State Technical University, Institute of Radio Electronics and Information Technologies

Annotation

Positive feedback, which plays a major role in the creation of self-oscillating systems, is also used in resonant amplifiers. At the same time, it helps to compensate for resistive energy losses in the system and improves its Q-factor, reducing the system bandwidth while increasing the depth of positive feedback. At the same time, the risk of loss of stability of the system increases. The proposed principle of multiple positive feedback allows for a given fixed value of the feedback depth to multiply the replenishment of energy in the oscillatory system, indefinitely narrowing the bandwidth without the risk of loss of stability of the system. The paper considers an example of a system with a two-fold positive frequency-selective system and estimates the winnings. The structure of the system has the form of an amplifier covered by a circuit having the form of a resonant RC-CR circuit, acting as a positive feedback system of the first order. This whole system is used as a positive, frequency selective feedback circuit of the second amplifier In this form, the system is a resonant amplifier with a two-fold feedback that allows to reduce the bandwidth of the system by 3 times with the same amount of the system's resistance to self-excitation.

Keywords: *two-fold feedback, amplifier stability, depth of positive feedback.. the bandwidth of the amplifier.*

ИОН-ФАСТ – ДИАГНОСТИЧЕСКАЯ ПЛАТФОРМА НИРФИ ДЛЯ МОНИТОРИНГА ИОНОСФЕРЫ И КАНАЛОВ ДАЛЬНЕГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН.

Моисеев С.П., Шиндин А.В., Грехнева К.К., Павлова В.А., Тимукин Н.С.

Национальный исследовательский нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского (ННГУ), научно исследовательский радиофизический институт (НИРФИ).

В декабре 2021 года мы представили прототип быстрого ионозонда вертикального зондирования, основанного на использовании общедоступных радиоэлектронных компонентов и SDR-устройств, разработанный в молодежной лаборатории НИРФИ ННГУ. Такой подход привел к существенному снижению стоимости созданного инструмента. Мы назвали нашу разработку ION-FAST, что характеризует ключевую особенность ионозонда: возможность непрерывной работы со скоростью одна ионограмма в секунду, что требуется для изучения быстрых процессов перераспределения электронной концентрации во время экспериментов по воздействию мощным коротковолновым излучением на ионосферу. В мае 2022 ионозонд был введен в постоянную эксплуатацию на полигоне «Васильсурск» в составе нагревного стенда СУРА. В докладе дано описание доработок, внесенных в прототип за последний год, и пути, который пришлось пройти от идеи до реализации. Приведены результаты первых месяцев эксплуатации прототипа, а также перспективы дальнейшего использования и модернизации. Кроме того, представлена реализация прототипа приемной части ЛЧМ-ионозонда как расширение функционала предлагаемой диагностической платформы, включая первые результаты его тестирования.

Последние два десятилетия показали активное распространение устройств программно-определяемого радио (SDR) в непрофессиональной сфере (обзор технологий SDR со схемами, концепцией использования и т. д. см. в [1]; пример практического применения в качестве станцию зондирования ионосферы см. [2]). В настоящее время АЦП/ЦАП с частотой дискретизации более 80 МГц позволяют передавать весь ВЧ диапазон (от 3 до 30 МГц) для обработки на ПЛИС. Все это делает устройства SDR пригодными для мониторинга прохождения коротких волн через ионосферу и как следствие для реализации ЛЧМ- ионозондов [3,4]. Для мониторинга текущей ионосферной обстановки широко распространено вертикальное зондирование ионосферы короткими импульсами с несущей частотой от 1 до 20 МГц. В настоящее время сложно приобрести готовое решение для вертикального и наклонного зондирования ионосферы. Немногочисленные доступные предложения имеют высокую цену. В докладе представлен прототип универсальной диагностической платформы, созданной в научно-исследовательском радиофизическом институте (НИРФИ ННГУ) и реализующий на данный момент функции вертикального ионозонда и приемной части ЛЧМ-ионозонда, а также результаты его тестирования и применения в ходе реального эксперимента.

Ионозонд вертикального зондирования представляет собой радиолокационную станцию, работающую в КВ-диапазоне (подробнее см. [5]). Типичный ионозонд во время работы излучает короткие радиоимпульсы с несущей частотой от 1 до 20 МГц. Обычно к передаваемым импульсам применяется амплитудная или фазовая манипуляция. Приемник регистрирует и обрабатывает импульсы, отраженные от ионосферы. На выходе цикла обработки сигнала получается высотно-частотная характеристика, по которой далее можно рассчитать профиль электронной концентрации в диапазоне высот 80-700 км.

При разработке прототипа ионозонда вертикального зондирования мы ориентировались на технические характеристики имеющегося в нашем распоряжении ионозонда CADI: мощность излучения в импульсе – 600 Вт, тип кодирования импульсов – фазовая манипуляция 13 битным кодом Баркера с длительностью одного бита 40 мкс, период следования импульсов – от 5 мс, диапазон зондирующих частот – от 1 до 20 МГц с шагом 50 кГц в стандартном режиме. Время получения ионограммы поряда 2х минут. В текущей конфигурации прототипа ИОН-ФАСТ передатчик и приемник представляют собой отдельные устройства. Передатчик состоит из линейного коротковолнового транзисторного усилителя LDMOS, изготовленного своими руками, пиковой мощностью 600 Вт с рабочим диапазоном частот от 1,8 до 72 МГц; предусилителя мощностью 5 Вт с рабочей полосой частот от 100 кГц до 40 МГц; программируемого аттенюатора с рабочей полосой до 6 ГГц и максимальным затуханием 30 дБ; платы Red Pitaya SDRlab 122-16 SDR; опорного GPS генератора.

Red Pitaya SDRlab 122-16 представляет собой плату разработчика на базе системы Xilinx Zynq 7020, сочетающую в себе ПЛИС и двухъядерный ARM процессор общего назначения. Плата имеет двухканальный 14-битный ЦАП и 16-битный АЦП с частотой дискретизации 122,88 Msps, интерфейсы Ethernet и USB2.0 для работы в сети с внешними устройствами (ПК). Данная плата используется в качестве задающего генератора в прототипе [6], испытываемом в настоящее время в непрерывном режиме. Другая аналогичная плата выполняет роль приемника. Поскольку требуется синхронизация

между передатчиком и приемником, мы использовали GPS-генератор тактового сигнала Leo Bodnar с обеими платами Red Pitaya SDRlab в качестве опорного генератора и источника сигнала PPS. При наличии соответствующих антенн и поляризатора два канала прибора позволяют регистрировать отраженный сигнал обеих поляризаций (моды O и X). Принятый сигнал проходит через малошумящий усилитель (МШУ) (+20 дБ) и фильтр нижних частот 20 МГц.

Концепция SDR предполагает, что функциональные возможности и даже предназначение устройства определяются программными компонентами, которые могут быть легко изменены или модернизированы. В нашем случае функция ионозонда вертикального зондирования ионосферы обеспечивается (определяется) прошивкой для ПЛИС платы SDRlab 122-16 и программным обеспечением для процессора общего назначения (будь то внешний ПК или же встроенный 2х-ядерный ARM) для обработки сигнала и получения ионограмм. Для достижения времени регистрации ионограмм порядка 1 секунды мы: 1) использовали период следования импульсов 5 мс вместо 25 мс (как у ионозонда CADI); 2) отказались от усреднения сигналов по четырем импульсам на одной частоте; 3) сократили диапазон частот зондирования до 10 МГц; 4) разработали ПО, позволяющее регистрировать ионограммы в реальном времени, т.е. с задержкой меньше времени, требуемого на излучение всех зондирующих импульсов. Все эти меры обеспечили время зондирования – 0,9 с.

Процесс записи ионограммы основан на прошивке для программируемой логики SDRlab 122-16. На ПЛИС осуществляется получение квадратурных компонент входного сигнала с использованием встроенного DDS-генератора, прореживание, фильтрация. Дальнейшая цифровая обработка, такая как автокорреляционный анализ, нормировка, кадрирование и т. д., выполняется с использованием двухъядерного процессора ARM общего назначения. Полученную ионограмму можно автоматически загрузить в облачное хранилище. Кроме того, подключение к ПК позволяет осуществлять визуализацию ионограмм в реальном времени и/или оперативно обмениваться ионограммами через потоковые интернет-сервисы. Важной деталью является возможность составлять расписание для автоматической регистрации.

В настоящее время разработанный прототип находится в стадии опытной эксплуатации на экспериментальн-опытной базе «Васильсурск». Приемная и передающая антенны разнесены на расстояние около 400 м. Сейчас в ионозонде используются две компактные 53-метровые антенны T2FD в качестве передающей и приемной антенн, (так что они рассматриваются как штатные компоненты будущего устройства. T2FD — это коротковолновая антенна общего назначения, которая достаточно хорошо работает в широком диапазоне частот, без заметных мертвых зон с точки зрения частоты, направления или угла излучения над горизонтом.

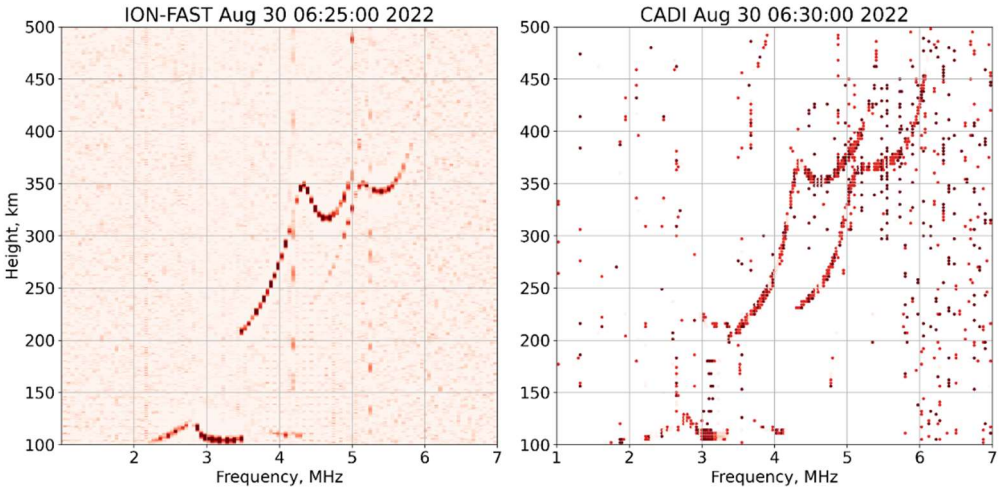


Рис. 1. (Слева): пример ионограммы, записанной разработанным прототипом ионозонда ИОН-ФАСТ. (Справа): пример ионограммы, зарегистрированной ионозондом CADI. Время регистрации ионограммы указано в формате UTC вверху.

ИОН-ФАСТ имеет два основных режима работы. Первый – ежедневный мониторинг. Ионозонд запускается каждые 5 минут, кроме 0, 15, 30 и 45 минут каждого часа. Прототип совершает 60 полных циклов длительностью 1 с, а затем выполняет усреднение более 60 ионограмм (всего усреднение за 1 минуту). Таким образом, ИОН-ФАСТ имеет такое же эффективное время получения ионограммы, что и ионозонд CADI. Исключение 0, 15, 30 и 45 минут обусловлено графиком запуска ионозонда CADI. Это необходимо, чтобы избежать помех. Используя ионозонды ИОН-ФАСТ и CADI, мы можем наглядно сравнить ионограммы и проверить полученные результаты. Такой подход обеспечивает более достоверную информацию о состоянии ионосферы. На рис. 1 показано сравнение ионограмм,

полученных в режиме суточного мониторинга при одинаковом времени регистрации обоими ионозондами.

Второй режим – быстрая регистрация. При таком режиме работы ION-FAST позволяет получать ионограммы с временным разрешением около 1 с, что необходимо для наблюдения за быстрыми процессами в ионосфере при проведении экспериментов по нагреву (непрерывная регистрация со скоростью одна ионограмма в секунду необходима для изучения быстрых процессов перераспределения электронной концентрации, обусловленных естественными или искусственными причинами). Подобный эксперимент был проведен в августе 2022 года. Совмещение двух 53-метровых антенн T2FD (передающей и приемной) обеспечило соотношение сигнал/шум около 32-34 дБ (при излучаемой мощности 600 Вт), что сказалось на качестве (зашумленность) полученных ионограмм по сравнению с 1-минутным усреднением, хотя информацию о высотно-частотном профиле удалось восстановить. В [6] мы представили некоторые результаты с 1s-ионограммами, но они были получены на установке с более чувствительными антеннами, имеющими лучшие характеристики и коэффициенты усиления.

ION-FAST – это не только вертикальный ионозонд. Диагностическая платформа представляет собой основу для комплекса различных решений по диагностике ионосферы. Разрабатываемый вертикальный ионозонд на данный момент является более совершенным и надежным прибором, давно испытанным в различных режимах, но в последнее время мы заинтересовались собственной реализацией станции наклонного ЛЧМ-зондирования на базе разработанной аппаратной платформы. Для проведения эксперимента с реальным ЛЧМ-сигналом мы использовали уже существующий прототип, расположенный на экспериментально-опытной базе «Васильсурск» быстрого вертикального ионозонда с небольшими изменениями в аналоговой и цифровой части. На данный момент мы сосредоточены на тестировании и отладки только приемной части устройства, рассматривая возможность работы с существующими источниками ЛЧМ-сигналов.

Текущая версия приемника ЛЧМ-ионозонда состоит из (1) малошумящего усилителя с коэффициентом усиления около 20 дБ; (2) фильтра нижних частот с полосой пропускания 20 МГц; 3 – платы Red Pitaya SDRlab 122-16 SDR; (4) опорного GPS генератора Leo Bodnar; (5) аналогового смесителя. В отличие от прототипа вертикального ионозонда в приемнике ЛЧМ-инозонда мы использовали комбинацию аналогового и цифрового понижающего преобразования. Внешний аналоговый смеситель и фильтр нижних частот в паре осуществляют преобразование входного ЛЧМ-сигнала до частоты 1 МГц с использованием Red Pitaya в качестве источника сигнала гетеродина с линейной частотной модуляцией. Промежуточная частота в 1 МГц необходима для попадания результирующего сигнала после преобразования в полосу фильтра верхних частот на аналоговом входе Red Pitaya. Затем делаем цифровое понижающее преобразование после АЦП на ПЛИС с помощью DDS-генератора с фиксированной выходной частотой 1 МГц. Как и в вертикальном ионозонде, мы использовали опорный GPS генератор Leo Bodnar в качестве источника тактового сигнала для ПЛИС и источника PPS-сигнала для синхронизации перестройки частоты между передатчиком и приемником. Еще одно отличие от вертикального ионозонда заключается в том, что мы использовали антенну CT-HF-FD.

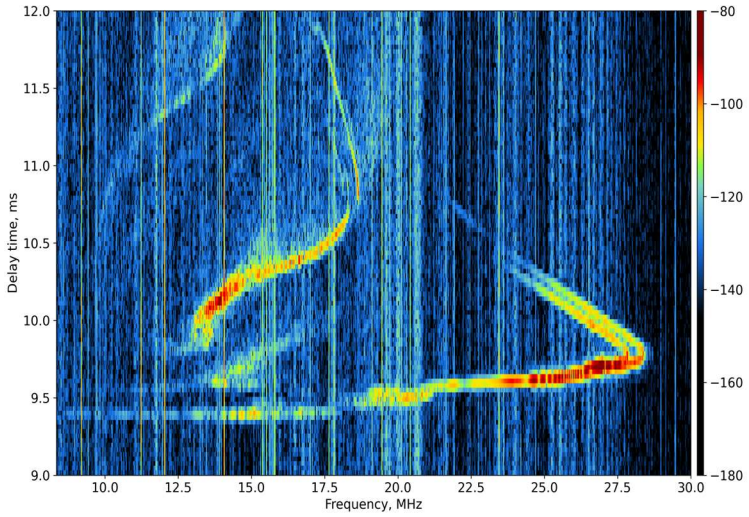


Рис. 4. Ионограмма наклонного зондирования на трассе Кипр-Васильсурск, зарегистрированная разработанным прототипом приемной части ЛЧМ-ионозонда 14.04.2023 в 11:05:20 UTC.

В ходе опытных испытаний прототип ионозонда показал себя как универсальный инструмент зондирования ионосферы, позволяющий получать контрастные ионограммы в режиме мониторинга, а также односекундные ионограммы для диагностики быстрых движений ионосферы. Отличительными особенностями нашей универсальной диагностической платформы являются структурная простота и

малая себестоимость, что позволяет легко тиражировать нашу разработку для оснащения сетей мониторинга ионосферы без значительных финансовых вложений. Кроме того, продемонстрирована возможность регистрации ионограмм наклонного зондирования на той же аппаратной платформе. Разработанные прототипы дают ионограммы, сравнимые с теми, что получаются с использованием коммерческих ионозондов. В качестве отличительных особенностей ION-FAST можно отметить: дешевизна и доступность компонентов, использованных при разработке; чрезвычайно компактен (даже на стадии прототипа); отсутствие необходимости в дополнительных вычислительных ресурсах; универсальность и полный контроль над DSP. Мы надеемся, что эти свойства обеспечат высокие темпы внедрения ION-FAST на все полигоны Радиофизического института. Это может стать основой создаваемой сети геофизического мониторинга, которая в широком смысле является продолжением модернизации уникальной научной установки «Сура», начатой в 2020-2021 гг. [7]. Использование нескольких разнесенных ионозондов в сочетании с гибкой системой управления позволит получать оперативные данные о скоростях и направлениях движения перемещающихся ионосферных возмущений. Выбранная платформа (SDRlab 122-16) обеспечивает возможность объединения и синхронизации нескольких плат, благодаря чему может быть реализована многоканальная регистрация ионограмм с использованием фазированных антенных решеток, что позволит определять поляризацию и угол приход сигналов, отраженных от ионосферы [8,9]. Поскольку ION-FAST имеет два приемных канала, можно измерять частотные зависимости доплеровских сдвигов частоты каждой ионосферной моды [10] без дополнительной аппаратной модернизации. В ближайших планах дальнейшей модернизации «ИОН-ФАСТ» — внедрение передающей части ЛЧМ-ионозонда и регистрация ионограмм на полностью управляемом дальнем КВ тракте. В сочетании с активным воздействием на распространение КВ-радиоволн, которое может оказать установка СУРА, это позволит организовать комплексное исследование такого эффекта, как ресурсное рассеяние радиоволн на искусственных ионосферных неоднородностях, протяженных вдоль. геомагнитного поля [11].

Литература

1. Machado-Fernández, J. R. (2014). Software Defined Radio: Basic Principles and Applications. *Revista Facultad de Ingeniería*, *24*(38), 79–96. https://doi.org/10.19053/01211129.3160.
2. Yamamoto, M. Digital beacon receiver for ionospheric TEC measurement developed with GNU Radio. Earth Planet Space 2008, 60, e21–e24. http://doi.org/10.1186/BF03353137.
3. Ivanov, V.A.; Kurkin, V.I.; Nosov, V.E.; Uryadov, V.P.; Shumaev, V.V. Chirp ionosonde and its application in the ionospheric research. Radiophys. Quantum Electron. 2003, 46, 821–851.
4. Kolchev, A.A.; Shumaev, V.V.; Schiryi, A.O. Equipment for research of HF ionospheric multipath propagation effects (in Russian). Journal of Instrument Engineering. 2008, Volume 51, Issue 12, pp. 73-79.
5. Hunsucker, R.D. Radio Techniques for Probing the Terrestrial Ionosphere; Book Series Physics and Chemistry in Space 22 Planetology; Springer: Berlin/Heidelberg, Germany, 1991; pp. 65–93.
6. Shindin, A.V.; Moiseev, S.P.; Vybornov, F.I.; Grechneva, K.K.; Pavlova, V.A.; Khashev, V.R. The Prototype of a Fast Vertical Ionosonde Based on Modern Software-Defined Radio Devices. Remote Sens. 2022, 14, 547. doi: https://doi.org/10.3390/rs14030547

(accessed on 30 April 2023).

7. Shindin, A.V. “SURA heating facility: 40 years of active ionospheric experiments, studying the atmosphere and near-Earth space”. 2021. 34TH General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science, URSI GASS 2021.
8. Vertogradov, G.G., Uryadov, V., Sklyarevsky, M.S. et al. Oblique Sounding of the Ionosphere by Means of an Ionosonde–Direction Finder with Chirp Signal. Radiophys Quantum El 59, 888–899 (2017). https://doi.org/10.1007/s11141-017-9759-1.
9. Uryadov, V.P., Vertogradov, G.G., Sklyarevsky, M.S. et al. Positioning of Ionospheric Irregularities and the Earth’s Surface Roughness Using an Over-the-Horizon HF Radar. Radiophys Quantum El 60, 688–702 (2018). https://doi.org/10.1007/s11141-018-9838-y/.
10. Kolchev, A.A., Shumaev, V.V. Measure of frequency dependences of Doppler frequency shift and spread time of each ionospheric mode with help of continuous LFM signal. Radioelectron.Commun.Syst. 52, 93–98 (2009). https://doi.org/10.3103/S0735272709020071.
11. Uryadov, V.P., Vertogradov, G.G., Vertogradov, V.G. et al. Field-aligned scattering of HF radio waves under conditions of action of high-power oblique radio waves on the ionosphere. Radiophys Quantum El 50, 611–618 (2007). https://doi.org/10.1007/s11141-007-0053-5.

ION-FAST AS THE NIRFI’s DIAGNOSTIC PLATFORM FOR MONITORING THE IONOSPHERE AND LONG-RANGE RADIO WAVE PROPAGATION CHANNELS.

Moiseev S.P., Shindin A.V., Grekhneva K.K., Pavlova V.A., Timukin N.S.

Radiophysical Research Institute, Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod.

In December 2021, we presented a prototype of a fast vertical ionosonde, based on the use of publicly available radio-electronic components and SDR devices, developed in the youth laboratory of NIRFI UNN. This approach led to a significant reduction in the cost of the created tool. We called our development ION-FAST, which characterizes the key feature of the ionosonde: the ability to continuously operate at a speed of one ionogram per second, which is required to study the rapid processes of electron concentration redistribution during experiments on the impact of powerful short-wave radiation on the ionosphere. In May 2022, the ionosonde was put into permanent operation at the Vasilsursk test site as part of the SURA heating stand. The work describes the improvements made to the prototype over the past year, and the path that had to be taken from idea to implementation. The results of the first months of operation of the prototype are presented, as well as prospects for further use and modernization. In addition, the implementation of a prototype of the receiving part of a chirp ionosonde is presented as an extension of the functionality of the proposed diagnostic platform, including the first results of its testing.

УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СЕТЕВОЙ СТРУКТУРЫ

доц., к.т.н. Пальгуев Д.А., доц., д.т.н. Фитасов Е.С., преп. Саберов А.Г.

ФГАУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского» (ННГУ им. Н.И. Лобачевского)

Аннотация. Применение в информационных системах сетевой структуры алгоритмов с малым временем обработки радиолокационной информации предоставляет новые возможности для их совершенствования по двум основным направлениям: по управлению качеством и достоверностью информации, получаемой от источников, с одной стороны, и с другой, по обобщению информации, имеющейся в системе, для получения общей картины воздушной обстановки в заданной области пространства. По первому направлению управление большой информационной системой в значительной степени может быть реализовано применением алгоритма сетевой обработки, имеющего малое время задержки при обработке, возможностью управления качеством информации от источников заданием необходимой вероятности объединения информации при сборе и обработке. Управление качеством информации осуществляется посредством однородного динамического массива радиолокационных данных в системе, который изменяется при поступлении новой информации под воздействием распределенного векторного вычислителя. По второму направлению применение элементов искусственного интеллекта на пунктах управления и принятия решений представляется важной составной частью анализа обобщенной информации на основе подготовленных алгоритмов обобщения, опыта развития различных ситуаций воздушной обстановки. В настоящем докладе более подробно рассмотрено первое направление на примере информационной системы сетевой структуры, предназначенной для сбора, обработки и обмена информацией в области мониторинга воздушного пространства.

Информационные системы сетевой структуры, построенные на алгоритмах сетевой обработки и предназначенные для функционирования в области мониторинга воздушного пространства, обладают рядом особенностей, позволяющих реализовать управление качеством информации. Эти особенности состоят в следующем: алгоритм сетевой обработки имеет малое время задержки информации при сборе и обработке; в системе создается динамически изменяющийся однородного массива радиолокационных данных; сбор и обработка данных происходит на серверах информационной системы, имеющей сетевую структуру. Основные преимущества разработанных систем – уменьшение времени сбора, обработки и доведения информации до потребителей, удешевление информационных систем за счет объединения групп датчиков в сетевой структуре информационной системы, возможностью выдачи результатов мониторинга любым подключенным к сети потребителям и возможностью управления качеством информации и датчиками-измерителями по сети.

Феноменологическая модель информационной системы сбора, обработки и обмена информацией сетевой структуры о прогнозируемых процессах дискретными датчиками-измерителями разработана на основе теоретических положений обработки радиолокационной информации [1, 2], дальнейшего развития теории обработки информации [3, 4] и показана на рисунке 1.

Для данной модели количество устройств сбора и обработки информации ограничено двумя – m_1 и m_2 (в общем случае количество устройств сбора информации определяется требованиями к системе), количество измеряемых процессов N ограничивается техническими и вычислительными возможностями датчиков-измерителей. В роли датчиков-измерителей могут быть радиолокационные станции (РЛС), в том числе из состава многопозиционных РЛС, оптические, радиолокационные и ИК-модули, объединенные информационной системой сетевой структуры в систему обнаружения воздушных объектов, а в общем случае – любые датчики-измерители, осуществляющие мониторинг прогнозируемых процессов (температура, давление, влажность, показатели ионизации, метеоданные и т.п.).

Для информационной системы сетевой структуры характерно следующее:

1. Сетевая структура информационной системы образована только устройствами (серверами) сбора и обработки информации, на которых находится специализированное программное обеспечение (СПО). Это СПО одинаково для всех устройств сбора и обработки информации.
2. Объединение информации от разнородных датчиков-измерителей и синхронизация объединенной информации с информацией сети производится на устройствах сбора и обработки информации (серверах).
3. Информационные протоколы любых датчиков-измерителей информации о прогнозируемых процессах преобразуются к единому протоколу также на устройствах сбора и обработки. Данные в сети приобретают однородность по представлению информации.

4. На устройствах сбора и обработки информации (серверах) в составе СПО также имеются алгоритмы более высокого, системного уровня, решающие задачи организации оптимального обмена информации в сети (удаление повторяющейся, устаревшей информации, обеспечение самовосстановления сети при отказах линий передачи данных и др.).

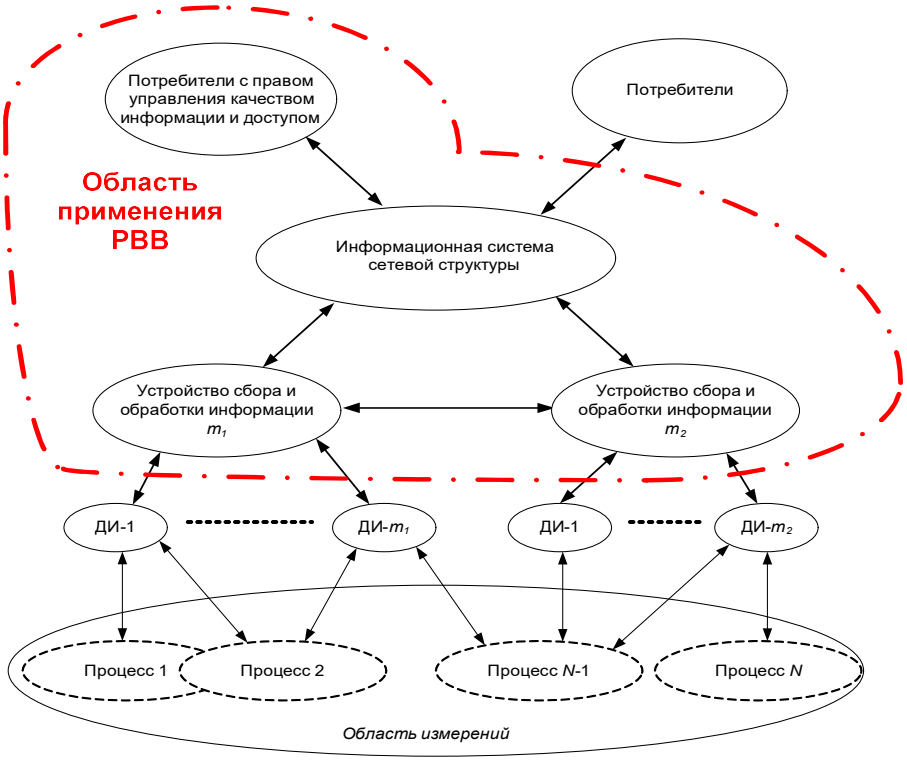


Рисунок 1. – Феноменологическая модель информационной системы сбора, обработки и обмена информацией сетевой структуры о прогнозируемых процессах дискретными датчиками-измерителями с выделенной областью применения распределенного векторного вычислителя (РВВ)

Совокупность СПО информационной системы, находящегося на пространственно разнесенных серверах и синхронизированное по времени, является распределенным векторным вычислителем (РВВ). Синхронизированный массив данных о воздушных объектах, образованный СПО РВВ и обновляющийся с поступлением каждого нового сообщения от датчиков-измерителей, является динамическим массивом однородных данных о наблюдаемых прогнозируемых процессах. Обновление данных в массиве и их синхронизация в сети в соответствии с показаниями датчиков-измерителей осуществляется распределенным векторным вычислителем. Область применения распределенного векторного вычислителя выделена (рисунок 1) на феноменологической модели информационной системы сбора, обработки и обмена информацией сетевой структуры о прогнозируемых процессах дискретными датчиками-измерителями.

В целях уменьшения времени обработки больших объемов информации массив однородных данных может быть представлен в виде обновляемых матриц.

Управление качеством информации осуществляется посредством распределенного векторного вычислителя. Предназначенное для управления качеством информации СПО находится на компьютерах потребителей с правом управления качеством информации и правом доступа, и на устройствах сбора и обработки информации. Обычные потребители права доступа к управлению качеством информации не имеют.

Параметрами, влияющими на управление качеством информации в информационной системе, являются параметры обработки и экстраполяции прогнозируемых процессов, вероятностные характеристики областей объединения информации от датчиков-измерителей. На управление качеством информации в сетевой информационной системе также оказывает влияние ограничение доступа обычных потребителей к информации, имеющейся в сети – к определенным датчикам-измерителям, к определенной области пространства, области измеряемых параметров – скорости, типам воздушных объектов, температуры, давления, влажности и т.п.

Основная проблема реализации информационной системы сетевой структуры находится в области объединения информации от некогерентных пространственно-разнесенных источников, осуществляющих мониторинг прогнозируемых процессов. Наиболее актуальной эта проблема является

для мониторинга воздушного пространства разнородными датчиками-измерителями. До настоящего времени не удавалось синхронизировать информацию в сети по нескольким причинам. Во-первых, классическая третичная обработка [1, 2] не позволяет синхронизировать объединенную информацию в сети от источников (датчиков-измерителей) в связи с непостоянным и достаточно большим временем обработки информации на пунктах её сбора и обработки – комплексах средств автоматизации (КСА). Изменение времени обработки в КСА зависит от количества обрабатываемых сообщений о воздушных объектах и складывающейся воздушной обстановки. Во-вторых, третичная обработка предназначена для информационных систем иерархического типа, и включает в себя элементы управления датчиками-измерителями или нижестоящими по иерархии пунктами управления (принятия решений) [1, 2]. И в третьих, вопросы объединения разнородной информации на пунктах сбора и обработки в существующей системе мониторинга воздушного пространства рассматриваются только в составе отдельных комплексов обнаружения и сопровождения, но не системы в целом. Здесь проблема состоит в значительной неоднородности скорости поступающей информации – от некоторых датчиков-измерителей (оптических, ИК) темп обзора может достигать нескольких миллисекунд по сравнению с темпом обзора радиолокационных средств (единицы секунд). Кроме того, в современных условиях датчики-измерители могут быть автономными, пространственно разнесенными и некогерентными, и не входить в состав комплексов мониторинга воздушного пространства.

Обобщенное представление локационной информации в матричной форме в информационной системе с *m*-источниками выглядит следующим образом:

$$\mathbf{A}(t)=\left\{\mathbf{A}(t)^{(1)}\cup\mathbf{A}(t)^{(2)}\cup\ldots\cup\mathbf{A}(t)^{(m)}\right\}=\left\|\begin{array}{ccccccccccc}
x_1^{(1)} & \ldots & x_{N_1}^{(1)} & x_1^{(2)} & \ldots & x_{N_2}^{(2)} & \ldots & x_1^{(m)} & \ldots & x_{N_m}^{(m)}\\
y_1^{(1)} & \ldots & y_{N_1}^{(1)} & y_1^{(2)} & \ldots & y_{N_2}^{(2)} & \ldots & y_1^{(m)} & \ldots & y_{N_m}^{(m)}\\
z_1^{(1)} & \ldots & z_{N_1}^{(1)} & z_1^{(2)} & \ldots & z_{N_2}^{(2)} & \ldots & z_1^{(m)} & \ldots & z_{N_m}^{(m)}\\
V_{x_1}^{(1)} & \ldots & V_{x_{N_1}}^{(1)} & V_{x_1}^{(2)} & \ldots & V_{x_{N_2}}^{(2)} & \ldots & V_{x_1}^{(m)} & \ldots & V_{x_{Nm}}^{(m)}\\
V_{y_1}^{(1)} & \ldots & V_{y_{N_1}}^{(1)} & V_{y_1}^{(2)} & \ldots & V_{y_{N_2}}^{(2)} & \ldots & V_{y_1}^{(m)} & \ldots & V_{y_{Nm}}^{(m)}\\
V_{z_1}^{(1)} & \ldots & V_{z_{N_1}}^{(1)} & V_{z_1}^{(2)} & \ldots & V_{z_{N_2}}^{(2)} & \ldots & V_{z_1}^{(m)} & \ldots & V_{z_{Nm}}^{(m)}\\
n_1^{(1)} & \ldots & n_{N_1}^{(1)} & n_1^{(2)} & \ldots & n_{N_2}^{(2)} & \ldots & n_1^{(m)} & \ldots & n_{N_m}^{(m)}
\end{array}\right\|, \quad (1)$$

где $\mathbf{A}(t)$ – исходная динамическая матрица исходных данных, объединяющая исходные матрицы каждого источника $\mathbf{A}(t)^{(m)}$. Исходные данные от источников (координаты, составляющие скоростей и другие признаки) поступают на серверы информационной системы, в которых реализован функционал РВВ. $F(\mathbf{A}(t))$ – распределенный векторный вычислитель, обеспечивающий обработку входного массива данных $\mathbf{A}(t)$, образование и поддержание динамического однородного массива локационных данных **B**, находящегося в автоматизированной системе обработки и обмена информацией в реальном масштабе времени

В результате обработки входного массива локационной информации **A** распределенным векторным вычислителем в информационной системе получается результирующий динамический массив объединенных данных **B**, не содержащий повторяющуюся информацию от разных источников:

$$F(\mathbf{A}(t))\Rightarrow\mathbf{B}(t)=\left\|\begin{array}{ccccccccccc}
x_1^{(1)} & \ldots & x_{N_1}^{(1)} & x_1^{(2)} & \ldots & x_{N_2}^{(2)} & \ldots & x_1^{(q)} & \ldots & x_{N_q}^{(q)}\\
y_1^{(1)} & \ldots & y_{N_1}^{(1)} & y_1^{(2)} & \ldots & y_{N_2}^{(2)} & \ldots & y_1^{(q)} & \ldots & y_{N_q}^{(q)}\\
z_1^{(1)} & \ldots & z_{N_1}^{(1)} & z_1^{(2)} & \ldots & z_{N_2}^{(2)} & \ldots & z_1^{(q)} & \ldots & z_{N_q}^{(q)}\\
V_{x_1}^{(1)} & \ldots & V_{x_{N_1}}^{(1)} & V_{x_1}^{(2)} & \ldots & V_{x_{N_2}}^{(2)} & \ldots & V_{x_1}^{(q)} & \ldots & V_{x_{Nq}}^{(q)}\\
V_{y_1}^{(1)} & \ldots & V_{y_{N_1}}^{(1)} & V_{y_1}^{(2)} & \ldots & V_{y_{N_2}}^{(2)} & \ldots & V_{y_1}^{(q)} & \ldots & V_{y_{Nq}}^{(q)}\\
V_{z_1}^{(1)} & \ldots & V_{z_{N_1}}^{(1)} & V_{z_1}^{(2)} & \ldots & V_{z_{N_2}}^{(2)} & \ldots & V_{z_1}^{(q)} & \ldots & V_{z_{Nq}}^{(q)}\\
n_1^{(1)} & \ldots & n_{N_1}^{(1)} & n_1^{(2)} & \ldots & n_{N_2}^{(2)} & \ldots & n_1^{(q)} & \ldots & n_{N_q}^{(q)}
\end{array}\right\|, \quad (2)$$

где в общем случае для (1) и (2) $q\leq m$.

На этом этапе программные средства РВВ позволяют осуществлять ограничение доступа потребителям к результирующему массиву данных **B** – по области пространства, скорости, классу воздушных объектов и т.п. Эти ограничения также могут оказать существенное влияние на пропускную способность сети (сегментов сети), составляющую основу информационной системы, а следовательно, на способность системы противостоять информационным перегрузкам. В совокупности с другими

методами, например, агрегированием [5], существенно повышается устойчивость информационной системы и достоверность передаваемой информации.

Кроме управления доступом и пропускной способностью, РВВ реализует комплекс алгоритмов системного уровня, предназначенных для удаления старой, неактуальной информации, предотвращения зацикливания, «широковещательного шторма» и несанкционированного доступа [3].

Одной из важных особенностей алгоритмов обработки локационной информации, реализованных в РВВ, является возможность изменения вероятности объединения локационной информации в узлах информационной системы – на серверах. Вероятность объединения, задаваемая по требованиям потребителя или внутрисистемно, влияет на размеры стробов при объединении и на количество воздушных объектов, обрабатываемых в этих стробах. Объем вычислений при объединении информации в узлах информационной системы непосредственно связан с временем задержки при поступлении обработанной информации в результирующий динамический массив данных **B**(*t*). Время задержки при некоторых значениях является критически важной величиной, влияющей на функционирование информационной системы в целом.

Вероятность объединения информации в узле информационной системы $P_{объед}$ с учетом координат *x*, *y*, *z* и составляющих скоростей V_{xij}, V_{yij}, V_{zij}, для двух сравниваемых объектов может быть представлена в виде [3]:

$$P_{объед}=\frac{1}{(2\pi)^3\sqrt{|\mathbf{\Psi}_{12}|}}\left(\int_0^{\Delta x}\int_0^{\Delta y}\int_0^{\Delta z} exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta x^2}{\sigma_{x_1}^2+\sigma_{x_2}^2}+\frac{\Delta y^2}{\sigma_{y_1}^2+\sigma_{y_2}^2}+ +\frac{\Delta z^2}{\sigma_{z_1}^2+\sigma_{z_2}^2}\right)\right] d\Delta x d\Delta y d\Delta z\right) \text{x}$$

$$\text{x}\left(\int_0^{\Delta V_x}\int_0^{\Delta V_y}\int_0^{\Delta V_z} exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta V_x{}^2}{\sigma_{V_{x1}}^2+\sigma_{V_{x2}}^2}+\frac{\Delta V_y{}^2}{\sigma_{V_{y1}}^2+\sigma_{V_{y2}}^2}+\frac{\Delta V_z{}^2}{\sigma_{V_{z1}}^2+\sigma_{V_{z2}}^2}\right)\right] d\Delta V_x d\Delta V_y d\Delta V_z\right), \qquad (3)$$

где пределы интегрирования Δx, Δy, Δz, ΔV_x, ΔV_y, ΔV_z определяются в соответствии с требуемой потребителем (или системой) вероятностью объединения информации и непосредственно определяют размеры стробов при объединении; $\mathbf{\Psi}_{12}$ – корреляционная матрица ошибок измерения для вектора разности параметров Δx, Δy, Δz, ΔV_x, ΔV_y, ΔV_z попарно сравниваемых сообщений источников № 1 и № 2.

Таким образом, в информационной системе сетевой структуры возможно управление качеством и достоверностью информации за счет реализации распределенного векторного вычислителя. РВВ содержит два комплекса алгоритмов – алгоритмы обработки исходной информации от датчиков-измерителей в узлах системы и алгоритмы системного уровня для обеспечения оптимального обмена информацией в системе. Указанные комплексы алгоритмов позволяют управлять вероятностью объединения информации, пропускной способностью системы, временными задержками при обработке и обмене информации, разграничением доступа источников и потребителей к информации, имеющейся в системе.

Литература

1. Кузьмин С.З. Основы цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Сов. радио, 1974. – 432 с.

2. Конторов Д.С. Введение в радиолокационную системотехнику / Конторов Д.С., Голубев-Новожилов Ю.С.// – М.: Советское радио, 1971 – 368 с.

3. Пальгуев Д.А. Сочетание алгоритмов обработки информации и структуры информационной системы как инструмент построения информационной системы сетевой структуры / Радиопромышленность т. 31 № 2 2021, с.49-60

4. Пальгуев Д.А. Система сбора, обработки и управления качеством информации сетевой структуры от пространственно разнесенных дискретных датчиков-измерителей о прогнозируемых процессах // Проектирование и технология электронных средств № 4, 2022,ISSN2071-9809, с. 14-20.

5. Агрегирование информации о воздушной обстановке : монография / И. Б. Бреслер, В. В. Корниенко, С. А. Семенов, В. А. Тихомиров, М. Д. Фомин. Тверь: Военная академия ВКО им. маршала Г. К. Жукова, 2008. 136 с.

Информация для связи с авторами

Пальгуев Дмитрий Анатольевич, кандидат технических наук, доцент, ФГАУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского» (ННГУ), радиофизический факультет, кафедра радиотехники, Российская Федерация, 603950, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23, тел. (831) 462-32-72, e-mail: dmi-palguev@yandex.ru.

INFORMATION QUALITY MANAGEMENT IN INFORMATION SYSTEMS OF A NETWORK STRUCTURE

assoc., Ph.D. Palguev D.A., assoc., Ph.D. Fitasov E.S., teac. Sabirov A.G.

FGAU VO "National Research Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky" (N.I. Lobachevsky National Research University)

Annotation. The use of algorithms with a short processing time of radar information in information systems of the network structure provides new opportunities for their improvement in two main areas: on the one hand, to manage the quality and reliability of information received from sources, on the one hand, and on the other, to generalize the information available in the system to obtain a general picture of the air the situation in a given area of space. In the first direction, the management of a large information system can largely be implemented using a network processing algorithm that has a short delay time during processing, the ability to control the quality of information from sources by specifying the necessary accuracy of combining information during collection and processing. Information quality management is carried out by means of a homogeneous dynamic array of radar data in the system, which changes when new information is received under the influence of a distributed vector computer. In the second direction, the use of artificial intelligence elements at control and decision-making points seems to be an important component of the analysis of generalized information based on prepared generalization algorithms, experience in the development of various situations of the air situation. In this report, the first direction is considered in more detail on the example of an information system of a network structure designed to collect, process and exchange information in the field of airspace monitoring.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОМОЩНОГО ШИМ-ИНВЕРТОРА СИСТЕМЫ РЕЗЕРВНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С НИЗКИМ УРОВНЕМ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА ВЫХОДЕ

студ. Пономарев А.В.

Арзамасский политехнический институт (филиал) Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева

Аннотация

В работе решается задача по проектированию ШИМ-инвертора для маломощного резервного источника питания, обеспечивающего бесперебойную подачу сетевого напряжения 220 В 50 Гц с низким уровнем нелинейных искажений на устройства с высокими требованиями к качеству питающего напряжения. Рассмотрены типовые схемы построения ШИМ-инверторов. Произведен расчет параметров выходного фильтра. Представлена электрическая схема ШИМ-инвертора, подготовленная для моделирования в программном пакете Proteus. Представлены результаты схемотехнического моделирования, подтверждающие работоспособность устройства и обеспечение требуемых характеристик.

Ключевые слова

ШИМ-инвертор, резервный источник питания, схемотехническое моделирование.

Источники резервного электропитания нашли широкое применение, как в быту, так и в промышленности. Их основная задача это обеспечение оборудования необходимым питанием из резервных источников в случаях отсутствия основного. В качестве резервных источников питания (РИП) служат разного рода аккумуляторы. Следовательно, их работа всегда ограничена по времени и в зависимости от мощности нагрузки и емкости аккумулятора может длиться от считанных минут до нескольких часов.

Основным качественным параметром источников бесперебойного питания является коэффициент нелинейных искажений выходного синусоидального напряжения.

Существует ряд оборудования, для которого данный параметр является критически важным для стабильной безотказной работы. В бытовой сфере это разного рода холодильные оборудования и циркуляционные насосы систем отопления. При резервировании питания для такого оборудования необходимы специализированные источники бесперебойного питания с «чистым» синусом на выходе.

Анализируя популярную практику проектирования резервных источников питания, наиболее подходящим методом получения на выходе РИП формы кривых тока и напряжения, максимально приближающихся к синусоидальной, является применение автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

ШИМ-инвертор представляет собой коммутатор на IGBT-транзисторах, управление которыми осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции, изменяющейся по синусоидальному закону и формирующей импульсную последовательность напряжения. Основные схемы силового каскада ШИМ-инверторов представлены на рисунке 1.[1]

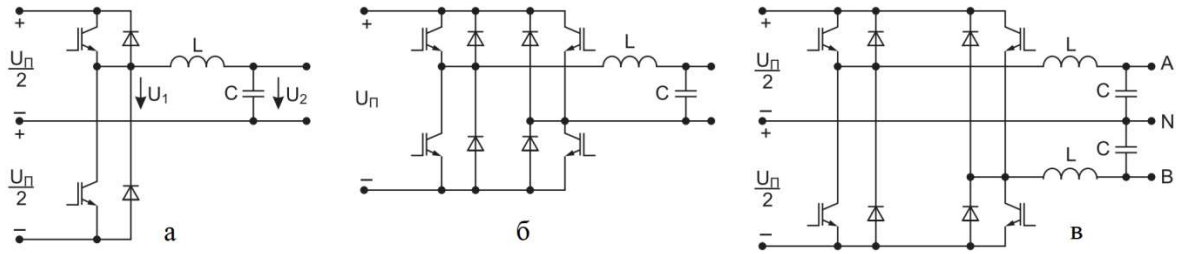


Рисунок 1 – Типовые схемы однофазных ШИМ-инверторов
а) дифференциальная схема; б) мостовая схема однополярным источником;
в) мостовая схема с двух полярным источником постоянного тока.

Данные варианты схем применяются достаточно часто в системах резервного электропитания. Выбор схемы зачастую зависит от типа источника питания: аккумуляторы, солнечные панели, топливные элементы, и т.п. Для разрабатываемого резервного источника питания с «чистым» синусом на выходе наиболее подходящей является мостовая схема инвертора с одним источником (рисунок 1, б).

Источником питания в разрабатываемом инверторе является аккумулятор с напряжением 12 В. В большинстве случаев для получения переменного напряжения 220 В, 50 Гц на выходе инвертора постоянное напряжение аккумулятора повышают до его подачи на выходной транзисторный мост. То есть при помощи импульсного повышающего преобразователя получают уровень постоянного напряжения 310 В, а затем одной из рассмотренных ранее мостовых схем, управляемых с помощью ШИМ и включенным последовательно низкочастотным фильтром, получают синусоидальное напряжение 220 В. Форма напряжения при этом может быть максимально приближенной к синусоидальной. Данный метод построения инверторов напряжения требует применения широкого ряда электронных компонентов.

В рамках данной работы, учитывая относительно невысокую мощность проектируемого РИП и требования к его конечной стоимости, предлагается иной способ построения инвертора напряжения, а именно исключение из стандартной структуры импульсного повышающего преобразователя и применение линейного повышающего трансформатора на выходе инвертора.

Таким образом, постоянное напряжение с аккумуляторной батареи (12 В) непосредственно питает мостовую схему инвертора, которая в свою очередь управляется синусоидальным ШИМ-сигналом. Далее напряжение с транзисторного каскада подается на первичную обмотку линейного сетевого повышающего трансформатора. С вторичной обмотки снимается требуемый уровень переменного напряжения 220 В. Для заданной мощности массогабаритные показатели трансформатора удовлетворяют необходимым требованиям. Перед трансформатором следует установить низкоимпедансный LC-фильтр, что позволит повысить аппроксимацию синусоиды до необходимого уровня. На рисунке 2 представлена схема электрическая инвертора, подготовленная для схемотехнического моделирования.

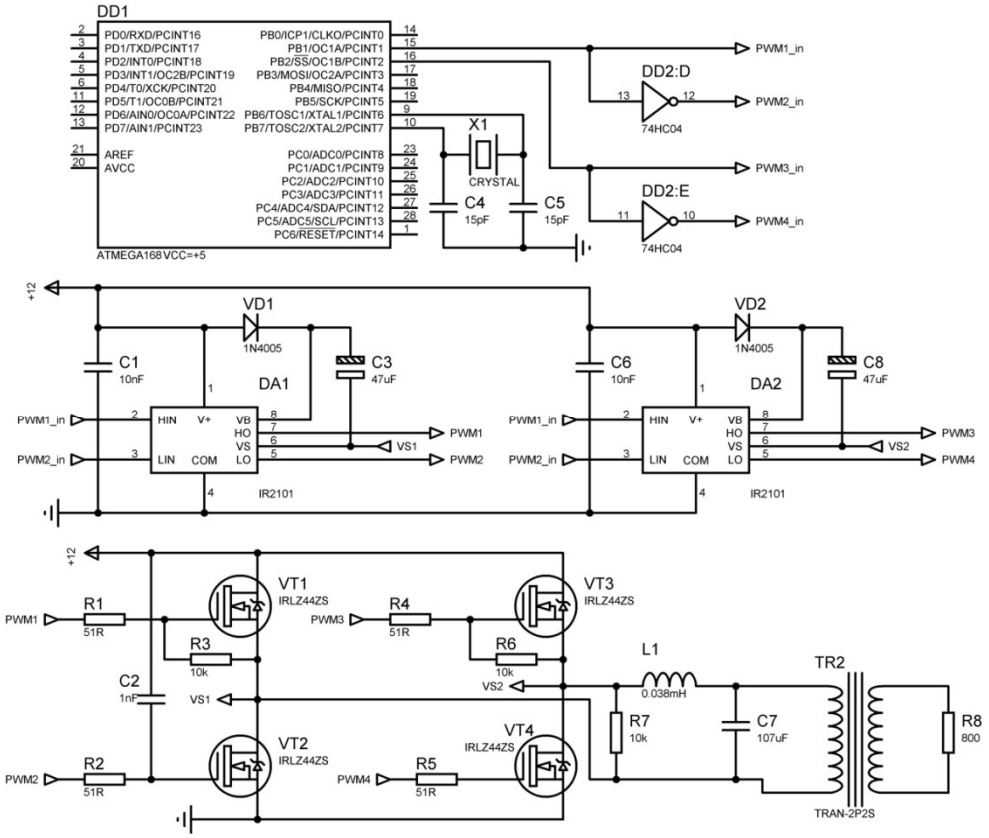


Рисунок 2 – Схема ШИМ-инвертора с «чистым» синусом на выходе

Модель разрабатываемого ШИМ-инвертора собрана в программном пакете для автоматизированного проектирования Proteus. Данное ПО обладает широкими возможностями исследования аналоговых электрических схем, а также моделирования работы программируемых устройств.

В качестве устройства управления и формирователя синусоидального ШИМ-сигнала используется микроконтроллер Atmega168. С двух выходов микроконтроллера выдается ШИМ-сигнал, соответствующий положительной и отрицательной полуволне синусоиды соответственно. Далее сигнал поступает на драйверы затворов МОП транзисторов. Данные элементы позволяют наиболее безопасно, оперативно и энерго-эффективно управлять силовыми ключами, защищая их от короткого замыкания и формируя временную задержку между срабатываниями плеч полумоста для исключения сквозных токов.

Принимая во внимание высокие требования к размерам и стоимости выходных фильтрующих элементов наиболее целесообразно иметь высокую частоту коммутации силового транзисторного каскада. Однако, несущая частота ШИМ выбирается исходя из эффективности проектируемого инвертора, так как потери на переключениях при высоких частотах составляют значительный объем от общих потерь инвертора. На сегодняшний день на практике несущая частота ШИМ выбирается в пределах от 10 до 25 кГц. Наиболее оптимальным вариантом для мостовой схемы с одним источником питания является частота 17,5 кГц.

Спектр сигнала на выходе ШИМ-инвертора (снятый в дифференциальном режиме между цепями VS1 и VS2) представлен на рисунке 3. По результатам моделирования видно, что помимо основной гармонической составляющей (50 Гц) сигнал содержит ряд высокочастотных гармоник, сконцентрированных возле частот, крантных несущей частоте ШИМ (17,5 кГц, 35 кГц, 52,5 кГц и т.д.). Учитывая отсутствие в спектре низкочастотных гармоник, кроме основной, в качестве фильтрующего каскада на выходе инверора достаточно использовать обычный нзкочастотный LC-фильтр.[2]

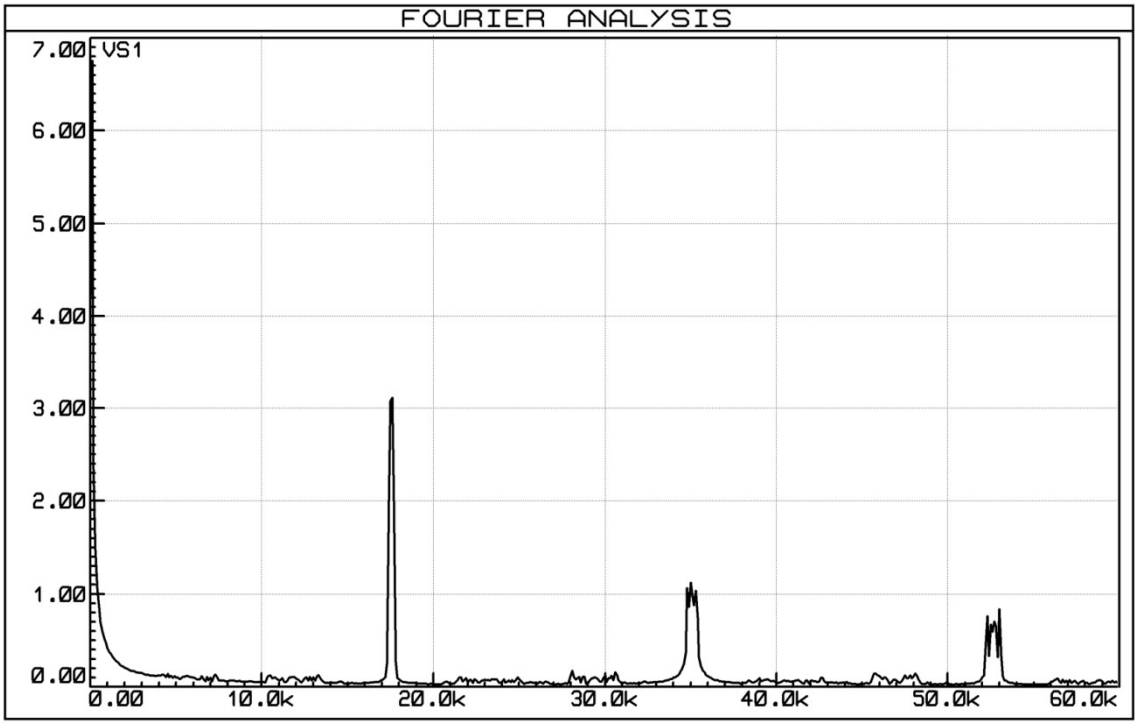


Рисунок 3 – Спектр ШИМ-напряжения на выходе мостового переключателя.

На основании полученной спектральной характеристики осуществляем выбор параметров фильтра. Ближайшие высшие гармоники в спектре расположены на частоте равной несущей частоте ШИМ. Амплитуда первой гармоники несущей $U_{н1}$ равна номинальному напряжению питания инвертора 12 В. Соответсвтенно, для высокочастотной составляющей амплитуду на выходе фильтра определяем следующим образом:

$$U_{н2} = \frac{U_{н1}}{\left(\frac{\omega_н}{\omega_0}\right)^2}$$

где, $\omega_н$ – несущая частота ШИМ, рад/с;
ω_0 – резонансная частота проектируемого фильтра, рад/с.

Учитывая, что для высокочастотной составляющей величина амплитуды не должна превышать 2% от амплитуды основной гармоники, определяем резонансную частоту фильтра:

$$\omega_0 = 2\pi f_н \sqrt{\frac{U_{н2} \cdot 0{,}02}{U_{н1}}} = 6{,}28 \cdot 17500 \sqrt{\frac{0{,}02 * 12}{12}} = 15542 \text{ рад/с}$$

Определяем параметры элементов фильтра, принимая величину волнового сопротивления ρ=0,6 Ом.

$$L_ф = \frac{\rho}{\omega_0} = \frac{0{,}6}{15542} = 38 \text{ мГн};$$

$$C_ф = \frac{1}{\rho\omega_0} = \frac{1}{0{,}6 \cdot 15542} = 107 \text{ мкФ}.$$

В качестве трансформатора был выбран тороидальный трансформатор типа ТТП-60 с низковольтной обмоткой 9 В.

На следующем этапе произведено моделирование работы ШИМ-инвертора. На рисунке 4 представлены осциллограммы: *а* – ШИМ-сигнала на выходе Н-моста, *б* – синусоидального напряжения на выходе LC-фильтра, *в* – выходное сетевое напряжение после линейного трансформатора. Для графиков *а* и *б* шкала измерения по оси Y находится слева, для графика *в* справа.

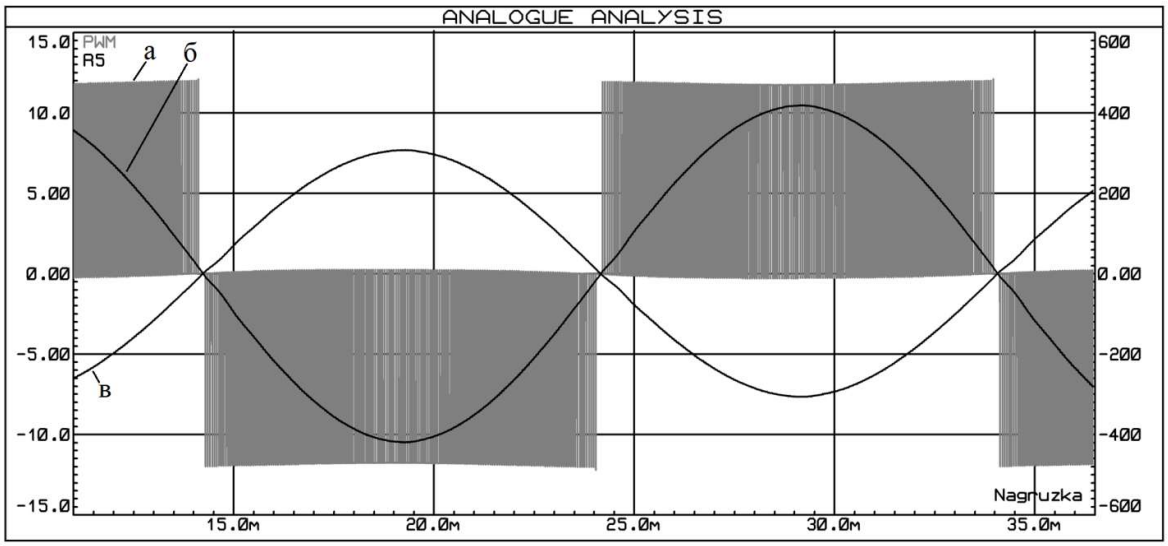


Рисунок 4 – Осциллограмма работы ШИМ-инвертора
а) ШИМ-напряжение на выходе мостового переключателя; б) синусоидальное напряжение на выходе LC-фильтра; в) выходное напряжение инвертора (220В , 50 Гц) на выходе повышающего трансформатора.

По результатам моделирования следует отметить, что фазовый сдвиг выходного переменного напряжения относительно синусоидального ШИМ практически отсутствует. Амплитудное значение синусоидального напряжения составляет 310 В, искажений при максимальной выходной мощности 60 Вт не наблюдается. Спектральный анализ выходного напряжения инвертора говорит об отсутствии в нем высокочастотных составляющих. Следовательно, применяемые схемотехнические решения позволяют получить на выходе инвертора переменное синусоидальное напряжение 220 В, частотой 50 Гц с достаточно низким уровнем нелинейных искажений.

Литература

[1] Климов В. Частотно-энергетические параметры ШИМ-инверторов систем бесперебойного питания // Силовая электроника. 2009. № 4.

[2] Сажнев А.М., Рогулина Л.Г. Источники бесперебойного электропитания переменного тока: Учебное пособие/ Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2015.-312 с.

DESIGN OF A LOW-POWER PWM INVERTER FOR A BACKUP POWER SUPPLY SYSTEM WITH A LOW LEVEL OF NONLINEAR DISTORTION AT THE OUTPUT

stud. Ponomarev A.V.

Arzamas Polytechnic Institute (Branch) of Nizhny Novgorod State
Technical University n. a. R.E. Alekseev

Abstract

The work solves the problem of designing a PWM inverter for a low-power backup power source that provides an uninterrupted supply of mains voltage 220 V 50 Hz with a low level of nonlinear distortion to devices with high requirements for the quality of the supply voltage. Typical schemes for constructing PWM inverters are considered. The parameters of the output filter have been calculated. An electrical circuit of a PWM inverter is presented, prepared for modeling in the Proteus software package. The results of circuit modeling are presented, confirming the operability of the device and ensuring the required characteristics.

Key words

PWM inverter, backup power supply, circuit modeling

РАЗРАБОТКА МНОГОПОЛОСНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

доц. Сухоребров В.Г., студ. Минаев П.А.,
Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева (НГТУ)

Ключевые слова: акустическое оформление (АО), акустическая система (АС), динамическая головка (ДГ), параметры Тиля-Смолла (TSP), моделирование.

Аннотация. Предложена методика проектирования многополосной высококачественной акустической системы, основанная на результатах измерения параметров TSL ДГ с последующим моделированием АС в программной среде Horn Loudspeaker Response Analysis Program. На основании проведенных измерений и моделирования разработана и изготовлена акустическая система, натурные испытания которой подтвердили совпадение с результатами моделирования.

Как известно, во многих существующих многополосных акустических системах используется разделение частот на участке спектра 100-5000 Гц, в котором человеческие ухо наиболее чувствительно к искажениям [1]. Общепринятые границы частот, воспроизводимых ДГ в многополосных АС, показаны на рисунке 1.

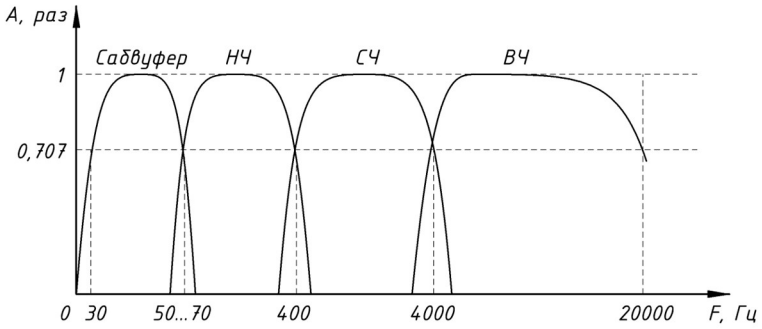


Рисунок 1. Общепринятые границы частот, воспроизводимых ДГ в многополосных АС

Как видно из рисунка 1, граница раздела низких и средних частот (НЧ-СЧ) лежит как раз в нежелательном диапазоне. Для решения данной проблемы необходимо сместить частоту раздела НЧ-СЧ в район 100 Гц, что исключит наличие раздела в диапазоне наибольшей чувствительности человеческого слуха к искажениям.

Предложено следующее частотное разделение, показанное на рисунке 2. Главный плюс такого частотного разделения заключается в неделимости частотного диапазона в наиболее широкой полосе частот для НЧ и СЧ звена. Минусом является высокие требования к ДГ.

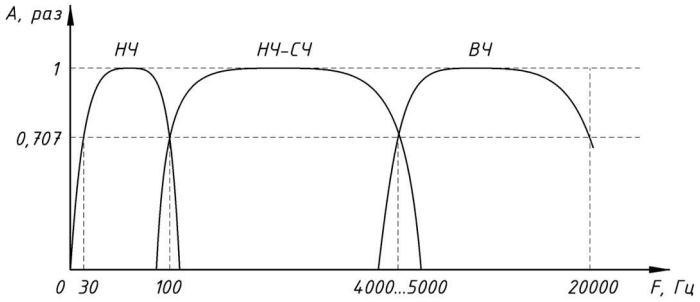


Рисунок 2. Предложенное частотное разделение

Для разработки АС с предложенным частотным разделением необходимо знать основные характеристики применяемых ДГ, к которым по всеобщему признанию относятся параметры TSP, как набор электроакустических характеристик, определяющих поведение ДГ не только в области основного резонанса, но и практически во всем диапазоне рабочих частот динамика. Эти параметры публикуются в спецификациях изготовителями ДГ, как справочные, однако далеко не всегда они являются достоверными. Поэтому для корректного моделирования и создания АС авторами разработана и предлагается универсальная методика измерения параметров TSP в программной среде Audt30 [2] с последующим моделированием АО в программной среде Hornresp (Horn Loudspeaker Response Analysis Program) [3].

Основными параметрами TSP ДГ являются: fs – резонансная частота, Sd - эффективная площадь диффузора ДГ, Zmax – величина импеданса , Rdc – сопротивление ДГ постоянному току , Qms – механическая добротность, Qes – электрическая добротность и Qts – полная добротность.

В ходе разработки АС были произведены измерения характеристик различных ДГ. На основании анализа полученных данных TSP было были выбраны следующие ДГ:

- для НЧ звена АС: LW80A4;
- для СЧ звена АС: WF120CU03-01;
- для ВЧ звена АС: HIFIDIYAL28.

Измерения TSP проводятся в два этапа. На первом этапе измеряются параметры fs, Zmax, Rdc, Qms, Qel и Qts. Для этого ДГ подключается к звуковой карте компьютера в соответствии с измерительной схемой, приведенной на рисунке.3, и использованием аудиотестера с программой Audt30d.exe

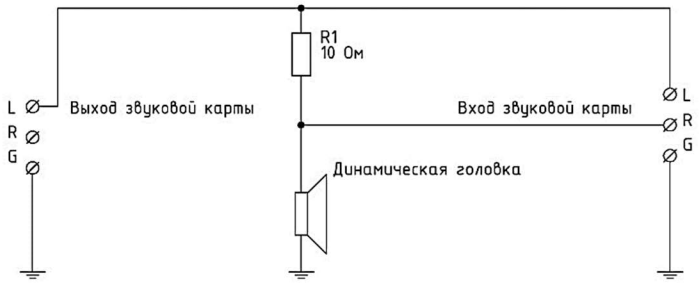


Рисунок 3. Схема для проведения измерений параметров TSP ДГ

На втором этапе измеряются параметры: Vas - эквивалентный объём, Mms - масса подвижной системы, и Xmax - величина импеданса. Для этого необходимо закрепить дополнительную массу на диафрагме динамика и повторить измерение. После измерения всех параметров TSP ДГ необходимо ввести их в программу Hornresp, для дальнейшего моделирования АО. На рисунке 4 показано, как выглядит поле параметров TSP ДГ после заполнения.

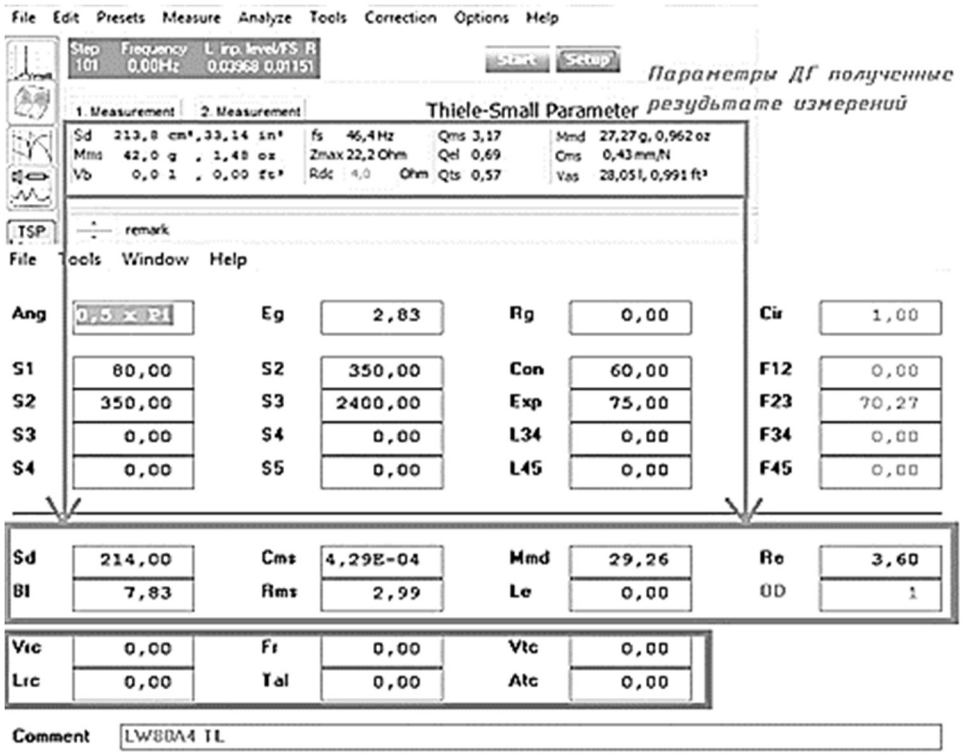


Рисунок 4. Ввод параметров TSP ДГ, полученных в результате измерений, в программу для моделирования АО Hornresp

Ввод параметров TSP ДГ осуществляется слева направо в поочередности соответственно: Sd; Cms (Vas); Mmd (Fs); Re; Bl (Qes); Rms (Qms).

Для запуска моделирования акустической системы переходим в директиву меню: "Tools - Loudspeaker Wizard". После перехода откроется окно моделирования, показанное на рисунке 5.

Данный режим моделирования в программе Hornresp позволяет в режиме реального времени менять основные параметры АО и отслеживать изменения характеристик таких, как: АЧХ, ИХ, временная задержка, импедансная кривая, геометрический вид резонатора и другие, для этого необходимо выбрать нужную характеристику из директивы в левом нижнем углу окна режима моделирования, показано на рисунке 5.

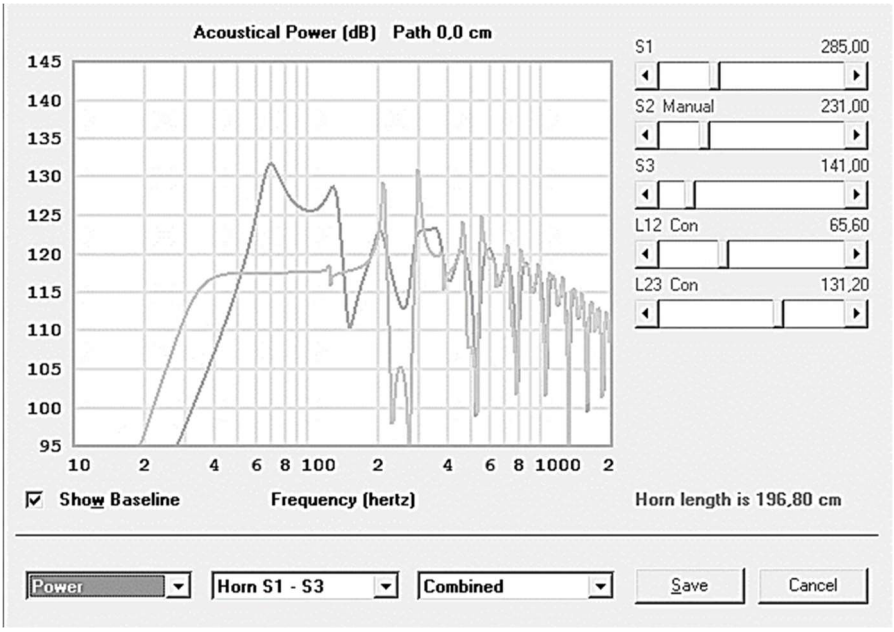


Рисунок 5. АЧХ моделируемого НЧ АО в программе Hornresp

После того, как полученные параметры АО удовлетворяют необходимым требованиям, производится сохранение результатов.

На рисунке 6 приведены результаты сравнения графиков импедансной кривой АО НЧ звена АС, разработанного в ходе моделирования и натурного измерения, из которых можно заметить, что они практически идентичны. Так, резонансы системы совпадают по частоте, первая мода, погашенная в результате смещения ДГ, отсутствует на обоих графиках, вторая мода присутствует, что тоже хорошо видно на обоих графиках. Так же наблюдается небольшое отклонение в параметре Zmax , что объясняется не идеальностью среды распространения, а также конструктивными недостатками ЧВ резонатора (вибрация стенок резонатора, микрощели между элементами резонатора, потери, возникающие на поворотах резонатора), которые не были учтены при моделировании.

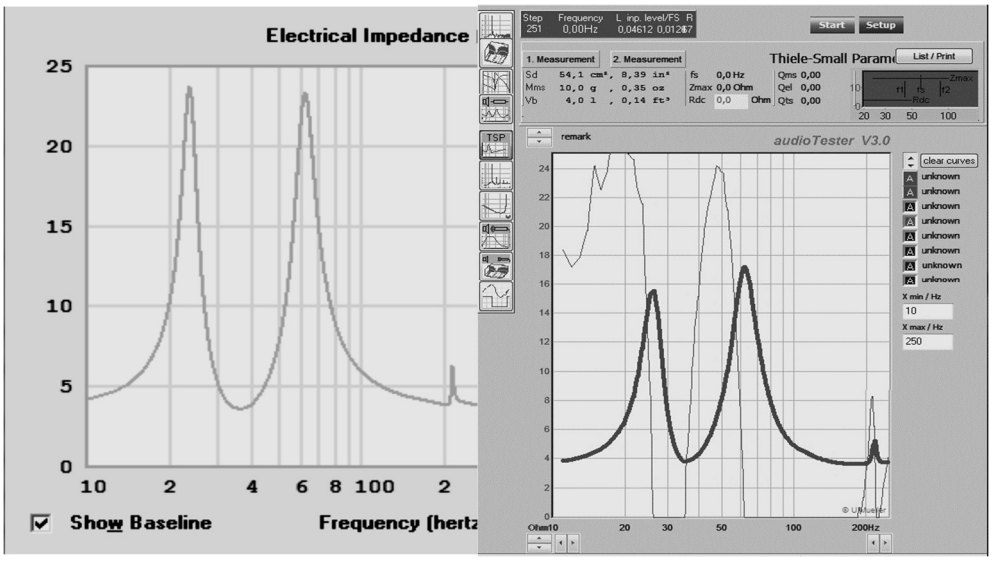


Рисунок 6. Импедансная кривая, полученная в результате моделирования (слева), и импедансная кривая, полученная в результате измерения (справа)

Аналогичные измерения и моделирование проводились для СЧ звена АС. Для ВЧ звена АС моделирование не применяется.

Заключение

Задача проектирования АС многогранна и требует комплексного подхода к ее решению. Авторами был проработан весь спектр задач разработки АС. Была разработана и применена нестандартная схема трехполосной АС (рисунок 2), что в свою очередь дает такие преимущества, как:

- меньшее число частотных разделений по сравнению со стандартной АС (рисунок 1) (как следствие, уменьшаются интермодуляционные искажения на границах раздела частот);
- меньшее число разделительных фильтров (как следствие, уменьшаются фазовые искажения);
- удешевление стоимости АС за счет использования ДГ в максимальной полосе частот.

СЧ звено спроектировано так, что в воспроизводимой полосе отсутствует частотное разделение в самой чувствительной человеческому слуху части спектра (300-3000 Гц) [1], а в ВЧ звене отсутствует разделение ниже 4000 Гц.

Измерение параметров TSP ДГ с последующим моделированием АО является необходимым шагом при проектировании АС. Этот процесс позволяет получить оптимальные параметры АС, которые обеспечивают высокое качество звука, а также необходимы для разработки УНЧ системы.

Список литературы

1. Толстенева А.А. Архитектурная физика - 2014.
2. https://www.audiotester.de/Audt30_eng.pdf
3. http://www.hornresp.net/
4. Дуглас Селф Проектирование усилителей мощности звуковой частоты. Третье издание – М.: ДМК Пресс, 2009.

DEVELOPMENT OF A MULTI-BAND ACOUSTIC SYSTEM

Associate Professor Sukhorebrov V.G., student Minaev P.A.,
Nizhny Novgorod State Technical University named after R.E. Alekseev (NSTU)

A method of designing a multi-band high-quality acoustic system based on the results of measuring the parameters of TSL DG with subsequent modeling of the speaker in the Horn Loudspeaker Response Analysis Program software environment is proposed. Based on the measurements and modeling, an acoustic system was developed and manufactured, the field tests of which confirmed the coincidence with the simulation results.

БЛОК ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ

студ. Тишкин А.В.

Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования НГТУ им. Р.Е. Алексеева (АПИ НГТУ)

В статье обосновывается необходимость и актуальность разработки блока дистанционного управления. Блок предназначен для управления потребителями электроэнергии, расположенными в точках помещения труднодоступных для человека. Для этого предусматривается возможность дистанционного включения и выключения питания. Приведена структурная схема блока дистанционного управления и рассмотрены недостатки устройства-прототипа, которые необходимо нивелировать в новом устройстве. Сформулированы цели разработки и намечены пути их достижения. Проведён анализ функционального назначения устройства и сделан вывод о возможности применения в его схеме микроконтроллера ATtiny85. Дана общая характеристика параметров микроконтроллера и сделан вывод о возможности импортозамещения. С целью реализации необходимых функций выбирается способ подключения к выбранному микроконтроллеру инфракрасного датчика. Приведена схема электрическая принципиальная блока дистанционного управления, построенная с учётом приведённых рассуждений. Рассмотрены вопросы моделирования схемы блока. При этом сделан ряд допущений, которые необходимо сделать при разработке модели схемы. Отмечена редкая доступность в базах САПР моделей микроконтроллеров, пригодных для полнофункционального моделирования.

Электроника с развитием вычислительных технологий все более широко проникает в быт человека, помогая управлять различными устройствами и автоматизировать рутинные действия, которые ранее нужно было выполнять вручную. Существует значительное количество известных устройств, позволяющих управлять питанием нагрузки, как в автоматическом, так и в ручном режиме. Однако бывают ситуации, когда узел отключения питания расположен в труднодоступном месте. В этих случаях необходимо устройство, которым можно управлять дистанционно. А это значит, что разработка блока дистанционного управления является актуальной задачей.

Блок дистанционного управления может быть использован для следующих целей:

- управление коммутацией электрической нагрузки в сети 220 В, 50 Гц;
- дистанционное отключение потребителей электрической энергии.

Структурная схема проектируемого устройства приведена на рисунке 1.

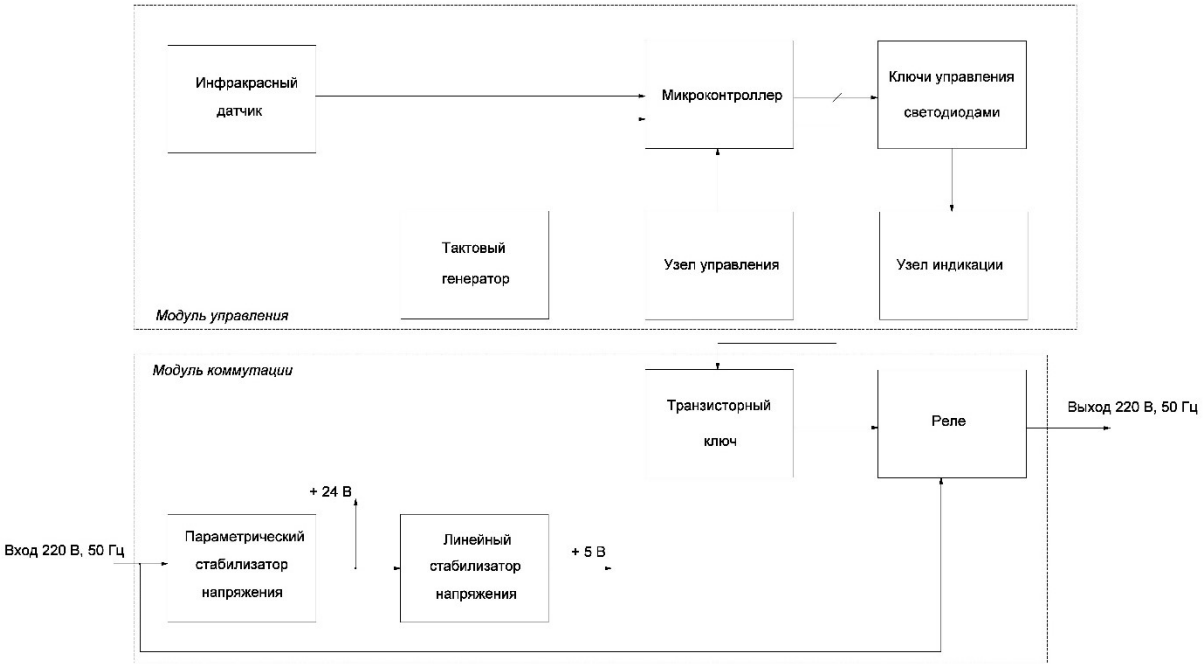


Рисунок 1. – Схема структурная автомата дистанционного управления

Устройство-прототип, на базе которого проектируется блок управления, имеет ряд существенных недостатков. Так, блок-прототип содержит в своем составе узел питания, собранный на дискретных элементах. Однако узел управления можно установить не только в розетке, а также внутри какого-либо другого электронного прибора, тогда требующееся для питания напряжение 5 В при потребляемом токе 15 мА можно найти непосредственно в управляемом устройстве. В этом случае предусматривать отдельный сетевой блок питания не потребуется.

Резервное питание в блоке-прототипе не предусматривается. Таким образом при перебоях питания работа устройства может быть нарушена, а контролируемые потребители после восстановления питания могут остаться обесточенными. Это ограничивает область применения устройства-прототипа.

Целью работы является проектирование конструкции блока дистанционного управления, обеспечивающего возможность дистанционного управления потребителями электроэнергии.

Моделирование электрической схемы устройства при этом поможет принять решение о правильности определения режимов работы радиоэлементов на этапе предварительных расчетов. По полученным в результате моделирования данным принимается решение о разработке конструкции изделия. Окончательный вывод о правильности проведенных расчетов и выбора конструкции устройства можно сделать только после изготовления опытного образца и проведения натурных замеров.

Таким образом, главная задача, которая ставится при проектировании блока дистанционного управления, состоит в реализации следующих функций:

- дистанционное управление электропитанием подключенных устройств;
- возможность экстренного дистанционного отключения питания.

При этом следует предусмотреть возможность организации питания устройства в двух вариантах:

- питание от сети переменного тока с использованием дополнительного узла питания;
- питание от внутренних цепей связанного устройства постоянным напряжением +5 В.

Для управления работой блока может быть использован интегральный микроконтроллер, как это сделано в устройстве-прототипе. В качестве такого микроконтроллера можно применить ATtiny85-20PU, который, помимо исполнения в корпусе типа DIP, имеет так же исполнение в корпусе для поверхностного монтажа [1]. Такое решение позволяет экономить объем в блоке, упрощает организацию внутриблочной коммутации и позволяет снизить энергопотребление за счет отсутствия элементов, которые не требуются для реализации основных функциональных возможностей блока дистанционного управления.

ATtiny85-20PU - это 8-битный AVR микроконтроллер фирмы Atmel, представитель семейства tiny. Микроконтроллеры данного семейства, как следует из его названия, являются младшими в линейке AVR: у них меньшее число линий ввода-вывода, меньший объем памяти и ограниченный набор периферийных устройств по сравнению с микроконтроллерами mega/XMEGA. Но это окупается их меньшей стоимостью и малыми размерами. Кроме того tiny микроконтроллеры имеют ту же производительность, что и старшие микроконтроллеры семейства mega. Это делает их отличным выбором для создания устройств, не требующих широкого набора периферии, где размер и цена микроконтроллера имеют значение: tinyAVR находят применение в портативных навигаторах, плеерах, сотовых телефонах, спортивных гаджетах, бытовой технике, электронных игрушках, пультах дистанционного управления, интеллектуальных датчиках и во многих других устройствах. Но вернемся к ATtiny85 и ознакомимся с характеристиками данного микроконтроллера.

ATtiny85 представляет собой микросхему с 28 выводами. Выполняемая программа хранится в перепрограммируемом ПЗУ, куда она заносится с помощью программатора. Необходимые данные, переменные, результаты несложных расчетов и счетчики циклов хранятся в ОЗУ и теряются при выключении питания.

В условиях текущей ситуации и вводимых против РФ санкций целесообразно рассмотреть отечественные аналоги данного микроконтроллера. Одним из таких аналогов может являться микроконтроллер 1887ВЕ7Т, производимый АО "НИИЭТ". Тем не менее, судя по данным на сайте производителя, эта микросхема скорее является аналогом микроконтроллеров старшей линейки Mega и обладает рядом избыточных функций, которые не будут востребованы в разрабатываемом устройстве [2].

Ядро AVR комбинирует богатый набор инструкций с 32 регистрами общего назначения, которые непосредственно подключены к арифметико-логическому устройству (АЛУ). Это позволяет осуществлять доступ при выполнении инструкции сразу к двум регистрам и выполнить ее за один машинный цикл. Результирующая архитектура обладает более высокой эффективностью, обеспечивая производительность в более чем 10 раз выше по сравнению с традиционными CISC-микроконтроллерами.

ATtiny25/45/85 содержит следующие элементы: 2/4/8 кбайт внутрисистемно-программируемой флэш-памяти, 128/256/512 байт ЭСППЗУ, 128/256/256 байт статического ОЗУ, 6 линий ввода-вывода общего назначения, 32 универсальных рабочих регистров общего назначения, один 8-разр. таймер-счетчик с

режимами сравнения, один 8-разр. высокоскоростной таймер-счетчик, универсальный последовательный интерфейс, внутренние и внешние прерывания, 4-канальный 10-разр. АЦП, программируемый сторожевой таймер с внутренним генератором, а также три программно выбираемых экономичных режима. В режиме холостого хода (Idle) останавливается ЦПУ при этом продолжают работу статическое ОЗУ, таймер-счетчик, АЦП, аналоговый компаратор и система прерываний. В режиме пониженной мощности (Power-down) сберегается содержимое регистров, отключаются все встроенные функции до следующего прерывания или аппаратного сброса. В режиме снижения шумов АЦП (ADC Noise Reduction) останавливается ЦПУ и все модули ввода-вывода, кроме АЦП, за счет чего достигается снижение цифровых шумов во время преобразования АЦП.

Для организации возможности дистанционного управления устройством необходимо применить, например, датчик инфракрасного сигнала. Для этой цели может быть пригоден датчик TSOP18336, подключаемый по типовой схеме с подтягивающими резисторами по питанию (рисунок 2) [3].

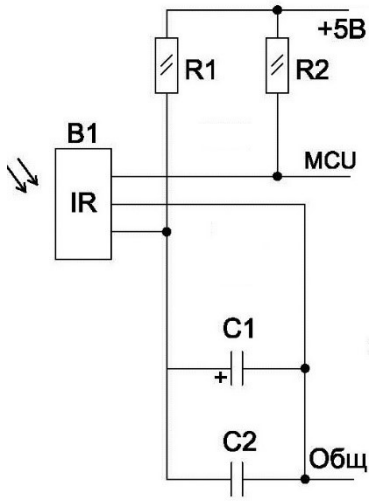


Рисунок 2 – способ подключения инфракрасного датчика

Единственным недостатком такого решения будет необходимость наличия брелков дистанционного управления для каждого потребителя электроэнергии, подключенного к сети с помощью управляющего блока. К тому же одновременная активация нескольких брелков может создать помехи для других устройств и спровоцировать отключение не того устройства, которое необходимо отключить. Поэтому в дальнейшем следует предусмотреть возможность активации устройства с помощью датчиков другого типа. Полученная схема блока дистанционного управления приведена на рисунке 3.

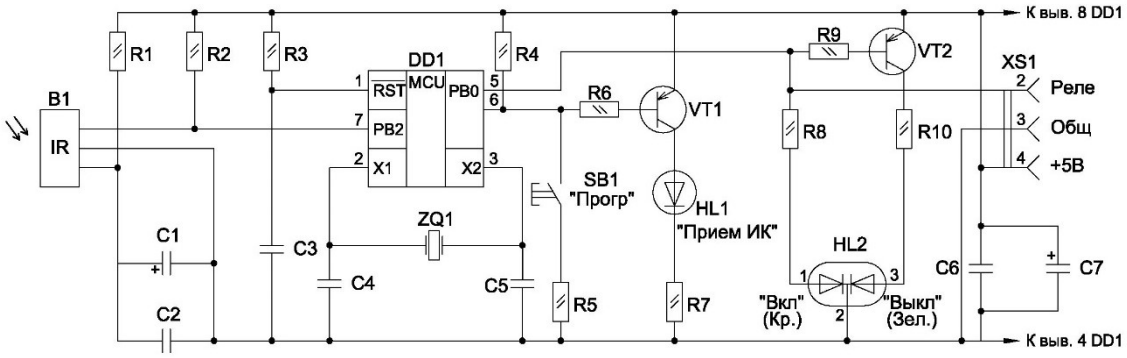


Рисунок 3 – Блок дистанционного управления. Схема принципиальная.

На основании приведенных выше соображений определяется требуемая для реализации блока элементная база, после чего следует провести построение модели схемы и получить значения токов и напряжений в контрольных точках. Это позволит определить режим работы радиоэлементов и погрешность между результатами расчета и моделирования.

Схемотехническое (электрическое, аналоговое) моделирование представляет собой моделирование электрических процессов в электронных устройствах, обычно изображаемых в виде принципиальных электрических схем, т.е. соединений условных обозначений элементов схемы (транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов и т.д.). Схемотехническое моделирование учитывает реальные физические ограничения в электрических процессах – законы сохранения. Этим оно отличается от логического моделирования, при котором рассматриваются только информационные потоки в схеме. Упомянутые ограничения описываются первым и вторым законами Кирхгофа, которые вытекают из законов сохранения заряда и энергии и называются обычно законами электрического равновесия. Необходимость выполнения этих законов в каждой расчетной точке требует решения соответствующих уравнений электрического равновесия [4]. Эта задача решена в программном пакете Altium Designer [4]. Поэтому для моделирования схемы блока управления было решено использовать именно его.

В блоке дистанционного управления применен микроконтроллер ATtiny85-20PU, работающий с тактовой частотой 4 МГц, задаваемой внешним кварцевым генератором. Из встроенных в него периферийных устройств программа использует сторожевой таймер и два восьмиразрядных таймера (T0 и T1).

Следовательно, при схемотехническом моделировании данная микросхема может быть заменена коммутаторами, сопряженными с входными и выходными сопротивлениями микроконтроллера, которые указываются в документации производителя. Примененный в схеме блока управления датчик инфракрасного сигнала, может быть заменен эквивалентным источником тока.

В то же время, микроконтроллер совсем исключать из модели нежелательно, чтобы не снижать достоверность получаемых результатов. Поэтому основной задачей в данный момент является обеспечение доступности модели микроконтроллера ATtiny85 с возможностью его программирования.

Кроме того, прорабатывается вариант модели блока управления, в котором выводы микроконтроллера заменяются на коммутируемые источники постоянного напряжения, равного напряжению питания электрической схемы блока. Такая замена позволит имитировать появление на выводах микроконтроллера высокого уровня напряжения.

Литература

7. Сайт производителя «ATMEL» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.microchip.com/en-us/product/ATmega324P - (Дата обращения 24.05.2023).

8. Компания АО "НИИЭТ" [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://niiet.ru/product/1887%d0%b2%d0%b57%d1%82/ - (Дата обращения 24.05.2023).

9. Сайт производителя «VISHAY» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.vishay.com/en/product/82802/ - (Дата обращения 24.05.2023).

10. Сабунин, А.Е. Altium Designer. Новые решения в проектировании электронных устройств. Солон-Пресс, 2013.

The article substantiates the need and relevance of developing a remote control unit. The unit is designed to control electricity consumers located in areas of the premises that are difficult to reach for humans. For this purpose, it is possible to remotely turn the power on and off. A block diagram of the remote control unit is presented and the shortcomings of the prototype device that need to be leveled out in the new device are considered. Development goals are formulated and ways to achieve them are outlined. An analysis of the functional purpose of the device was carried out and a conclusion was made about the possibility of using the ATtiny85 microcontroller in its circuit. A general description of the microcontroller parameters is given and a conclusion is made about the possibility of import substitution. In order to implement the necessary functions, the method of connecting an infrared sensor to the selected microcontroller is selected. The electrical circuit diagram of the remote control unit, built taking into account the above considerations, is shown. The issues of modeling the circuit of the block are considered. At the same time, a number of assumptions are made that need to be made when developing a circuit model. The rare availability in CAD databases of microcontroller models suitable for full-function modeling was noted.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ДАВЛЕНИЯ В ТРУБОПРОВОДЕ

студ. Шошин Г.М.

Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования НГТУ им. Р.Е. Алексеева (АПИ НГТУ)

Настоящая работа посвящена проектированию измерительного преобразователя, предназначенного для измерения давления в трубопроводе и формирования управляющего сигнала для исполнительного устройства в случае выхода давления за установленные пределы. Основной задачей устройства является преобразование аналогового сигнала первичного датчика давления в цифровой сигнал, который может быть обработан микроконтроллером. Приведена электрическая структурная схема измерительного преобразователя, на основе которой ведется проектирование. Рассмотрена конструкция ближайшего аналога проектируемого преобразователя и указаны ее основные недостатки, что обуславливает актуальность темы. Обосновано применение в электрической схеме преобразователя микроконтроллера ATmega8-16, подключаемого по типовой схеме, и аналого-цифрового преобразователя AD7192BRUZ для подключения к микроконтроллеру первичного датчика давления. Приводится электрическая принципиальная схема измерительного преобразователя, для которой было проведено моделирование, подтвердившее правильность принятых решений. В заключение приводится один из вариантов компоновки блока преобразователя.

Электронная промышленность на сегодняшний день развивается наиболее быстро из всех отраслей промышленности и направлений науки. Это связано с тем, что требования потребителей к электронной продукции непрерывно изменяются в зависимости от изменения существующих и появления новых технологий. Комплекс этих факторов обеспечивает необходимость непрерывной разработки все новых устройств, которые были бы способны удовлетворить возрастающие требования потребителей.

В то же время, производственные процессы на предприятиях электронной промышленности подчас связаны с использованием различных сред и материалов под давлением.

В частности, под давлением подается лак при лакировании функциональных узлов. Кроме того, на производстве используются подача под давлением воздуха и других газов, охлаждающих жидкостей и так далее. В случае превышения необходимого уровня давления, может выйти из строя система подачи и физически разрушиться подающий коллектор. Такие аварийные ситуации могут нанести ущерб производству, а учитывая, что многие среды являются агрессивными, то и работникам предприятия, оказавшимся поблизости от места аварии. Поэтому контроль за уровнем давления является важной задачей.

Для измерения давления в различных (в том числе агрессивных) средах используются датчики давления. Однако, поскольку датчик представляет собой аналоговое устройство, формирующее выходной сигнал, для его распознавания требуются устройства, называемые преобразователями. Поскольку давление является одним из важнейших параметров многих производственных процессов, преобразователи пользуются высоким спросом для монтажа в преобразовательических системах управления производством.

Поэтому задача разработки устройств, которые позволили бы получать информацию с датчика и представлять ее в виде, понятном работнику, является актуальной задачей.

Проектируемый измерительный преобразователь предназначен для измерения давления в трубопроводе и формирования управляющего сигнала для исполнительного устройства в случае выхода давления за установленные пределы. В своем составе преобразователь должен иметь один печатный узел, пригодный для как с удаленным первичным датчиком, подключаемым с помощью кабеля, так и для установки в корпус непосредственно на трубопроводе.

Структурная схема измерительного преобразователя представлена на рисунке 1. Она включает в себя:

- импульсный стабилизатор напряжения, формирующий напряжение питания;
- понижающий преобразователь напряжения, формирующий напряжение питания для обмотки реле +7,5 В;
- линейный стабилизатор напряжения, формирующий напряжение питания +5 В;
- АЦП, преобразующий сигнал датчика;
- микроконтроллер, управляющий работой устройства;
- транзисторный ключ, управляющий реле;
- выходное реле, коммутирующее нагрузку.

Все указанные функциональные узлы должны быть размещены на одной печатной плате.

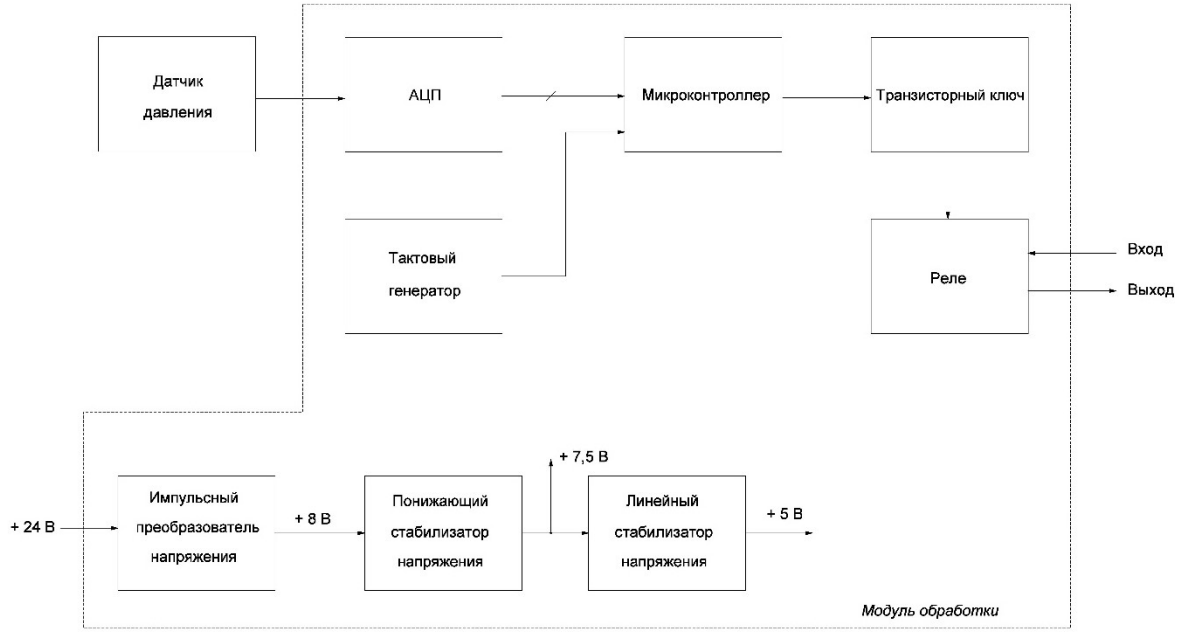


Рисунок 1 - Структурная схема измерительного преобразователя

Таким образом, при проектировании измерительного преобразователя необходимо реализовать следующие функции:

- подключение датчика давления, располагаемого на трубопроводе;
- возможность измерения давления;
- возможность использования устройства для автоматической коммутации нагрузки.

Указанные функциональные возможности могут быть реализованы на основе ближайшего аналога проектируемого устройства. Однако оно имеет ряд существенных недостатков с точки зрения тенденций развития современной электроники.

В устройстве-прототипе применяется традиционная навесная элементная база, в том числе микросхемы в корпусах типа DIP. Это приводит к неоправданному росту площади печатной платы узла обработки, что влияет на габариты и массу блока в целом. Поэтому при разработке конструкции измерительного преобразователя следует рассмотреть возможность замены применяемых микросхем ЭРЭ поверхностно монтируемыми аналогами.

Блок-прототип содержит в своем составе узел формирования питания, содержащий в своем составе трансформатор. Токи, протекающие в трансформаторе, могут вызывать наводки в расположенных поблизости проводниках. Поэтому необходимо рассмотреть возможность организации в схеме соответствующих фильтров для защиты от помех.

Все это вместе приводит к неоправданному росту габаритов и массы блока, снижению удобства использования и его надежности. Поэтому было принято решение о внесении изменений в электрическую схему измерительного преобразователя.

Согласно современным методам проектирования электронных устройств, любые схемотехнические изменения следует проверить путем моделирования в программах САПР и только потом реализовывать в виде опытных образцов, чтобы сократить затраты на НИОКР [1].

Для управления работой блока может быть применен встраиваемый контроллер на базе микроЭВМ или AVR микроконтроллер, как это сделано в устройстве-прототипе. В качестве такого микроконтроллера может быть использован ATmega8-16, который, помимо исполнения в корпусе типа DIP, имеет так же исполнение в корпусе для поверхностного монтажа [2]. Такое решение позволяет экономить объем в блоке, упрощает организацию внутриблочной коммутации и позволяет снизить энергопотребление за счет отсутствия элементов, которые не требуются для реализации основных функциональных возможностей измерительного преобразователя.

ATmega8-16 - 8-разрядный высокопроизводительный AVR микроконтроллер с малым потреблением, выпускаемый компанией Atmel. Микроконтроллер ATmega8 выполнен по технологии CMOS, 8-разрядный, микропотребляющий, основан на AVR-архитектуре RISC. Выполняя одну полноценную инструкцию за один такт, ATmega8 достигает производительности 1 MIPS на МГц, позволяя достигнуть оптимального соотношения производительности к потребляемой энергии.

ATmega8-16 представляет собой микросхему с 28 выводами. Выполняемая программа хранится в перепрограммируемом ПЗУ, куда она заносится с помощью программатора. Необходимые данные, переменные, результаты несложных расчетов и счетчики циклов хранятся в ОЗУ и теряются при выключении питания.

Данный микроконтроллер имеет возможность внутренней генерации тактовой частоты, но для обеспечения большей её стабильности к внешним выводам OSC1 и OSC2 может быть подключен кварцевый резонатор частотой 16 МГц [2].

Для измерения давления в трубопроводе к микроконтроллеру необходимо подключить датчик. Однако такие датчики, как правило, формируют аналоговый сигнал, поэтому подключать их напрямую к микроконтроллеру нецелесообразно. Для этой цели можно использовать, к примеру, АЦП AD7192BRUZ, подключаемый по типовой схеме [3].

Недостатком использования данной микросхемы является то, что она требует опорного напряжения, отличающегося от напряжения питания. Это приводит к необходимости использования дополнительного источника опорного напряжения. В

В качестве такого источника может быть использована микросхема REF192ESZ, как это сделано в устройстве - прототипе. Эта микросхема имеет как исполнение в корпусе типа DIP, так и поверхностно монтируемое. Подключается микросхема по типовой схеме.

Принципиальная электрическая схема измерительного преобразователя приведена на рисунке 2.

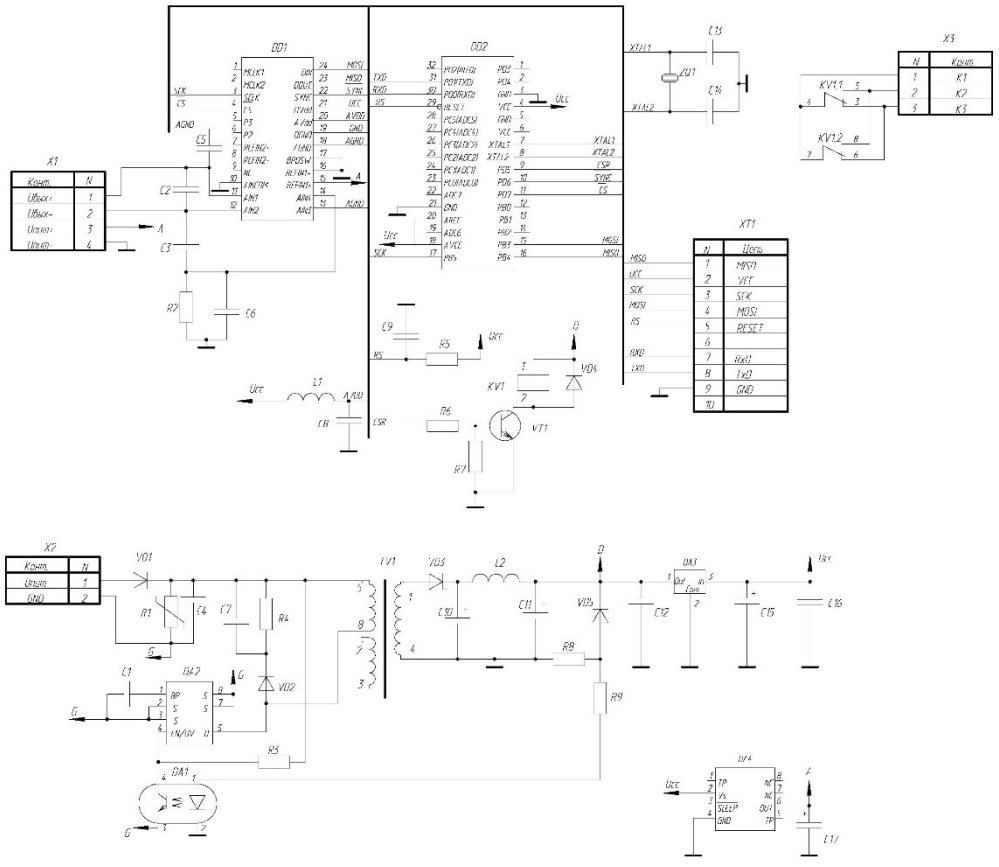


Рисунок 2 - Схема электрическая принципиальная измерительного преобразователя.

Электрический сигнал с чувствительного элемента поступает на контакт X1. Сигнал усиливается и оцифровывается аналогово-цифровым преобразователем DD1.

Микроконтроллер DD2 обрабатывает данные поступающие с АЦП DD1 и в зависимости от алгоритма выставляет определенный уровень сигнала «0» или «1» на порт PD5. При высоком уровне сигнала (+5 В.) на порту PD5 транзистор KV1 открывается, через катушку реле KV1 протекает ток, контакты KV1.1 и KV1.2 переключаются. Узел на микросхемах DA1, DA2, конденсаторов C1, C7, C10, C11 катушки L2, диодов VD2, VD3, трансформатора TV1, резисторов R3, R4, R8, R9 выполняет функции импульсного преобразователя DC/DC напряжения.

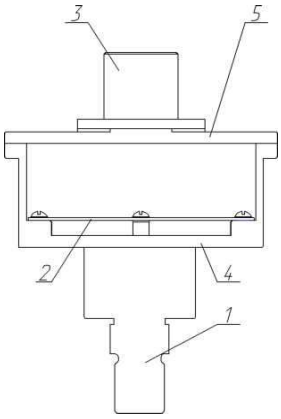
Диод VD1 применяется для защиты от смены полярности. Стабилитрон VD5 стабилизирует напряжение, необходимое для питания катушки реле KV1, на уровне 7,5 В.

Микросхема DA4 выполняет функции опорного напряжения для АЦП DD1.

Линейный стабилизатор напряжения на +5 В. собран на микросхеме DA3. Конденсаторы C1-C9, C12-C14, C16 и C10, C11, C15, C17 играют роль фильтров напряжения по высоким и низким частотам соответственно. Диод VD4 защищает чувствительные элементы схемы от помех, вызванных токами самоиндукции, возникающие при коммутации катушки реле KV1.

На основании данной схемы была построена модель и проведена проверка ее работоспособности в программе Altium Designer. Результаты моделирования показали, что принятые решения не вносят критических изменений в распределение токов и напряжений в пределах схемы.

Исходя из полученных результатов были проведены окончательные конструкторские расчеты, в том числе расчет печатной платы, в том числе расчет габаритов и массы. Результаты расчета показали, что все элементы схемы измерительного преобразователя могут быть размещены на одной печатной плате диаметром 73 мм. Круглая форма платы была принята в связи с необходимостью реализации возможности установки в корпус округлой формы, устанавливаемый непосредственно на трубопроводе, о чем было сказано выше (рисунок 3).



1 - чувствительный элемент; 2 - модуль обработки; 3 - разъем жгута; 4 - корпус; 5 - крышка.
Рисунок 3 - Вариант компоновки измерительного преобразователя.

В настоящее время проводятся конструкторские расчеты для реализации блока преобразователя, предназначенного для работы с выносным датчиком давления, подключаемым с помощью кабеля.

Литература

1. Проектирование РЭС: Учебное пособие по курсовому и дипломному проектированию / В.Ф.Борисов, А.А.Мухин, М.Ф. Митюшин, А.Н. Шишков, Ю.В.Чайка. - М.: Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2018.- 96 с.: ил.

2. Сайт производителя «ATMEL» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.microchip.com/en-us/product/ATmega8 - (Дата обращения 20.08.2023).

3. Сайт производителя «Hope Microelectronics» [Электронный ресурс] - Режим доступа: https://www.hoperf.com/sensor/pressure_sensor/index.html - (Дата обращения 20.08.2023).

This work is devoted to the design of a measuring transducer designed to measure pressure in a pipeline and generate a control signal for the actuator if the pressure goes beyond the established limits. The main task of the device is to convert the analog signal of the primary pressure sensor into a digital signal that can be processed by a microcontroller. An electrical block diagram of the measuring transducer is presented, on the basis of which the design is carried out. The design of the closest analogue of the designed converter is considered and its main disadvantages are indicated, which determines the relevance of the topic. The use in the electrical circuit of the ATmega8-16 microcontroller converter, connected according to a standard circuit, and the AD7192BRUZ analog-to-digital converter for connecting the primary pressure sensor to the microcontroller is justified. An electrical circuit diagram of the measuring transducer is presented, for which modeling was carried out, which confirmed the correctness of the decisions made. In conclusion, one of the configuration options for the converter block is given.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БЫТОВОГО ДОЗИМЕТРА С ЛОГИРОВАНИЕМ ДАННЫХ

студ. Щекин Р.Ю.
Арзамасссский политехнический институт (филиал) Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е Алексеева

Аннотация В данной статье представлен проект бытового дозиметра с возможностью накопления данных о полученной радиации пользователем за время пользования им

Ключевые слова: дозиметр, логирование данных, отладочная плата Arduino

На человека постоянно воздействует излучение радиационного фона Земли и космоса, при котором человек постоянно подвергается влиянию излучения природных радиоактивных материалов, находящихся в почве, в строительных материалах зданий, сооружений жилых и нежилых помещениях. Источник радиационных веществ может скрываться повсюду: воздух, вода, пища, органические и неорганические материалы.

Источником радиации часто оказываются предметы, которыми человечество без опаски использует в повседневной жизни, или рядом с которыми человек отдыхает или работает. Среди этих бытовых приборов особое место, занимают посуда, бокалы, фужеры, салатницы из хрусталя.

В старинных украшениях также может оказаться радиоактивная окись урана, из-за чего фон рядом с такой вещью достигает 7 мкЗв/ч, то есть в 35 раз выше допустимого.[3]

В последнее время все чаще люди подвергаются дополнительному воздействию радиоактивных излучений, например, при определенных медицинских процедурах или при курении электронных сигарет.

Исследование радиационного фона, его мониторинг становится актуальной задачей для экологических служб, так как любые отклонения от предельно-допустимых норм (ПДН) могут повлиять на здоровье людей и изменить экологию среды обитания, как человека, так и животного и растительного мира, что в итоге может привести к генетическим заболеваниям.

В последнее время, большим спросом у населения во всем мире стали пользоваться специальные бытовые приборы - дозиметры позволяющие определять опасные участки для проживания и исследовать товары на поражение радиоактивными веществами.

Процесс измерения радиоактивного фона окружающей среды называется дозиметрией, а специальные приборы, обеспечивающие этот процесс – дозиметрами.

Современные дозиметры в своем составе имеют световую и (или) звуковую сигнализацию и дисплей для визуализации измерений.

Дозиметры по принципу работы и назначению делятся на:

- газоразрядные ионизирующих излучений;
- сцинтилляционные;
- полупроводниковые;
- приборы на базе алмаза;
- фотодиодные;

На предмет радиации замеряется почва огородниками, садоводами и сельскохозяйственными организациями. В этом случае лучше использовать универсальные дозиметры – замеряют не одно излучение. [4]

Для здоровья (сфера медицины), используются «лёгочные счётчики», которые располагаются на нижних этажах помещений. Они защищены от фонового гамма - и нейтронного излучений. Такие системы измеряют и подсчитывают радиоактивное излучение газов и аэрозолей (не растворяются в тканях людей), которые человек вдыхает. Такие вещества покинуть лёгкие могут за несколько дней, месяцев или лет.

В строительстве такие приборы используют как в помещении, так и на улице, чтобы постройка находилась в экологическом месте и выполнена была из чистых материалов.

Проверка дозиметром жилых помещений, в которых проведен так называемый «Евроремонт» показывает превышение радиоактивного фона, как правило, в несколько раз выше ПДН.[4]

Одними из самых загрязненных радиацией мест в жилых и не жилых помещениях часто оказываются ванные и санузлы. Концентрация радона в этих комнатах наиболее высока из-за отсутствия окон и доступа свежего воздуха. Помимо этого, в санузлах радиоактивный фон иногда излучают облицованные керамической плиткой стены и пол. [4]

Проведенный анализ существующих систем контроля радиационного фона показывает, что все существующие устройств имеют ряд недостатков, среди которых следует выделить:

-высокая стоимость;

- низкая точность измерения;

-отсутствие автоматической системы учета накопления полученной человеком дозы облучения;

- отсутствие вывода информации пользователю в удобном и привычном для него виде.

Проектируемое устройство, представленное в статье предназначено для измерения радиационного излучения и определения эффективной дозы или мощности ионизирующего излучения за определенный промежуток времени.

Применение разрабатываемого устройства в быту для измерения радиационного излучения позволит обеспечить:

- контроль радиационной чистоты жилых помещений, зданий сооружений, предметов быта, одежды, транспортных средств, фабрик, ферм, поверхности почвы на приусадебных участках;
- оценку радиационного загрязнения различных растений, например, лесных ягод и грибов.

Тем самым позволит обеспечить сохранение здоровье граждан РФ и выполнение требований:

- Федерального закона «О санитарно-эпидемиологическом благополучии населения» от 30 марта 1999 г. № 52-ФЗ

Федерального закона «О радиационной безопасности населения» от 09 января 1996 г. № 3-ФЗ

- СанПиН 2.6.1.2523— 09 «Нормы радиационной безопасности (НРБ-99/2009): Санитарно-эпидемиологические правила и нормативы»

В соответствии с вышеуказанными документами была разработана электрическая структурная бытового дозиметра с возможностью логирования данных которая представлена на рисунке 1

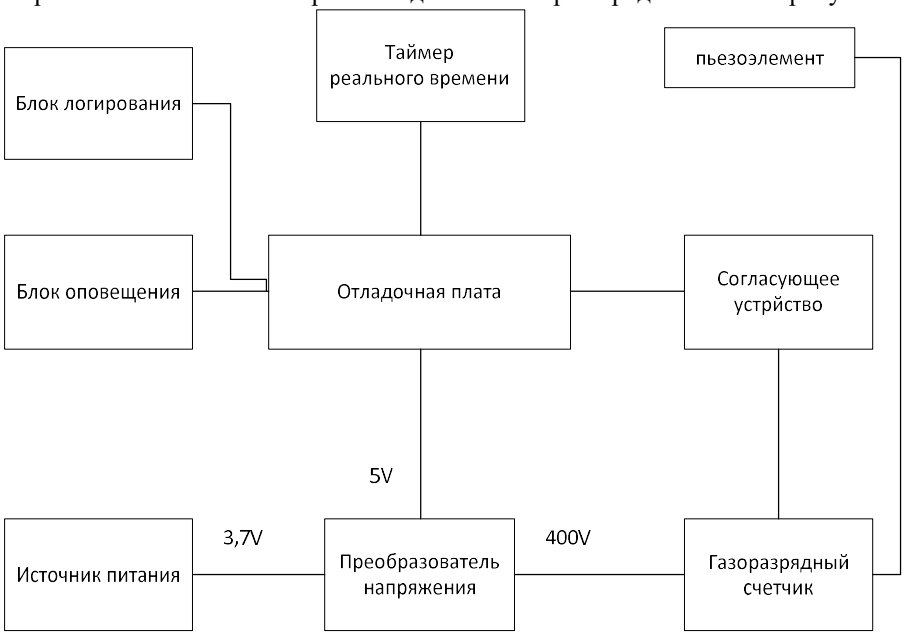


Рисунок 1 - Схема структурная бытового дозиметра

Компоненты бытового дозиметра с возможностью логирования данных представленные на рисунке 1 имеют следующее назначение:

- источник питания представляет собой аккумуляторную батарею с зарядным устройством, формирующим напряжение 3,7V;
- повышающий преобразователь обеспечивает повышение напряжения до 5V необходимое для питания отладочной платы и до 400V, необходимый для работы газоразрядного счетчика;
- согласующее устройство фиксирует в виде электрических сигналов информацию о пробоях, которые считываются отладочной платой;
- отладочная плата представляет собой электронный модуль, который считывает аналоговые сигналы о текущем радиационном фоне и преобразует их в цифровые данные;
- блок оповещения отображает полученные значения на дисплее в виде символов, а также выдает звуковое оповещение о текущем уровне радиационного фона обследуемого объекта;
- блок логирования получает текущем данные о радиационном фоне, дате и времени и сохранять их во внешней (встроенной) памяти дозиметра. В последующем эти данные можно обработать на персональном компьютере в приложении MS Excel.
- таймер реального времени предназначен для получения информации о текущей дате и времени.

На основании разработанной схемы структурной электрической была разработана схема электрическая функциональная с помощью, которой была описана совокупность элементарных звеньев объекта и связей между ними, отображая принцип действия проектируемого дозиметра с возможностью логирования данных представленная на рисунке 2.

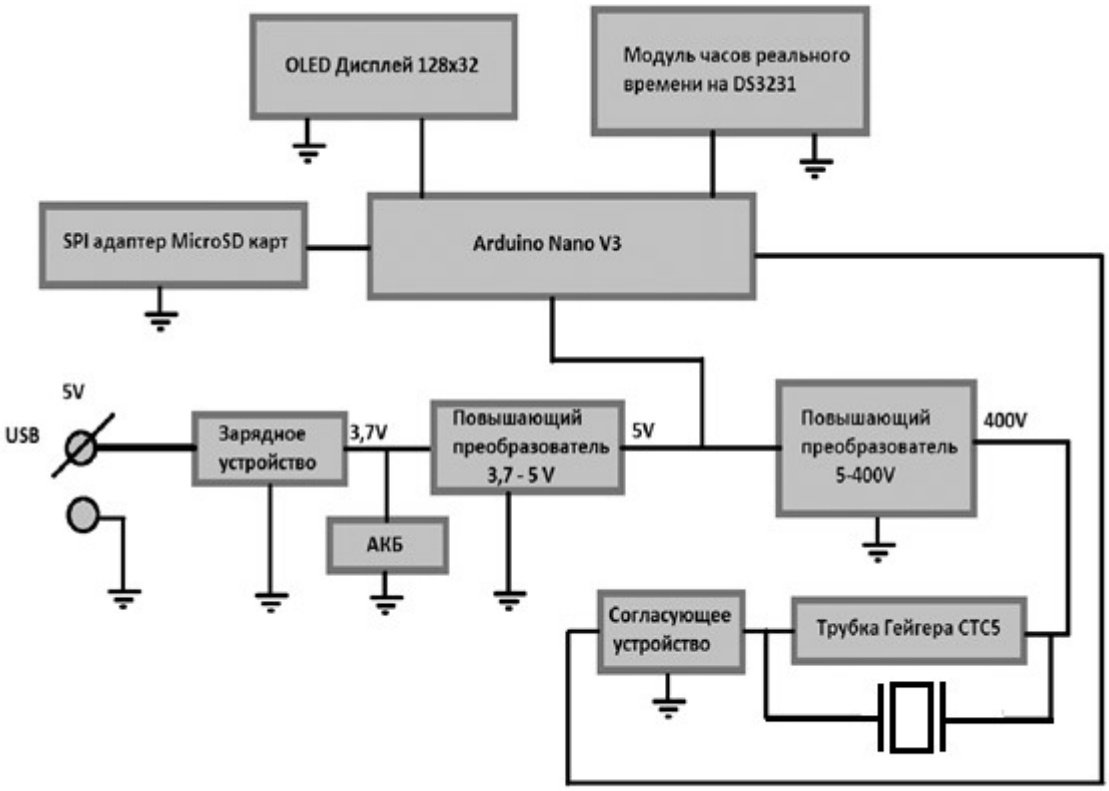


Рисунок 2 – Функциональная электрическая схема дозиметра с возможностью логирования данных

Согласно функциональной электрической схемы дозиметра с возможностью логирования данных представленной на рисунке 2 с аккумулятора, который заряжается зарядным устройством подается напряжение 3,7V на повышающий преобразователь до 5V. Он, в свою очередь питает Arduino и повышающий преобразователь до 400V, необходимый для работы трубки Гейгера СТС-5.

К трубке Гейгера напрямую подключен пьезоэлемент для характерных щелчков при пробоях и согласующее устройство, которое подает сигналы о пробоях.

Платой Arduino считываются сигналы которые в графическом виде отображают полученные значения на OLED дисплее.

В данном проекте Arduino будет считывать данные радиационного фона, дату и текущее время, сохраняя их на SD-карте.

Сохраненные данные затем можно будет легко открыть в листе Excel для дальнейшего анализа. Для получения информации о дате и времени будет использован модуль часов реального времени DS3231 RTC.

Модуль имеет свой собственный источник питания (батарейку), поэтому сохраняет значения даты и времени даже когда питание всего устройства (в котором он стоит) выключается или когда устройство подвергается аппаратному сбросу. Поэтому стоит один раз выставить в нем правильную дату и время, и он будет хранить/поддерживать их все время (до тех пор, пока не разрядится его батарейка)

Некоторые производители изготавливают модули с двумя контактами питания — 5V и 3,3V. К контакту «3,3V» в этом случае следует подключить стабилизированное напряжение 3,3V. Если нет такого контакта, то к выводу «5V» или «VCC» следует подключить 5V от платы, которое будет преобразовываться в 3,3V. К контакту «3,3V» нельзя подключать большее напряжение, так как это выведет из строя microSD.

Для работы с модулем рекомендуется использовать файловую систему на sd карте — FAT16 или FAT32.[2]

Для работы трубки Гейгера Мюллера необходимо высокое напряжение, порядка 360-430V, которые при помощи находящихся в продаже повышающих преобразователей невозможно получить без высокого тока покоя. [3]Было решено собрать преобразователь с низким потреблением тока.

Литература

1. Баранов В.Н, Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы / В.Н. Баранов -М.Додэка XXI, 2004-288с.
2. Белов А.В, Конструирование устройств на микроконтроллерах / А.В. Белов, -СПб. Наука и техника", 2005-256с
3. Люцко А. М., Ролевич И. В., Тернов В. И. Чернобыль: шанс выжить. — Минск: Полымя, 1996. — 181 с.
4. Публикация 103 Международной комиссии по радиационной защите (МКРЗ): Рекомендации Международной комиссии по радиационной защите от 2007 года

АЛГОРИТМ МИНИМИЗАЦИИ ФАЗОВЫХ ШУМОВ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

доц. Якименко К.А., проф. Ромашов В.В., доц. Докторов А.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Аннотация: При проектировании гибридных синтезаторов частот перед разработчиками встает проблема, связанная с тем, что сигнал с определенной частотой можно получить при различных вариантах частотных соотношениях в структуре синтезатора. Количество таких вариантов может достигать нескольких десятков. В данной работе предлагается алгоритм, позволяющий выбрать наиболее оптимальные с точки зрения фазовых шумов частотные соотношения в структурах гибридных синтезаторов на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и быстродействующего цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). При работе алгоритма по заданным значениям частоты опорного сигнала, частоты сравнения, начальной частоты выходного сигнала, шага перестройки и количества частотных точек рассчитываются все возможные комбинации параметров синтезатора (коэффициенты передачи умножителей, делителей и других блоков, входящих в структуру синтезатора). Для каждой комбинации по предложенной авторами математической модели спектральной плотности (СПМ) мощности фазовых шумов рассчитываются значения СПМ фазовых шумов при определенных частотах отстройки от несущей. Затем происходит сравнение полученных значений. Результатом работы алгоритма является набор параметров синтезатора для формирования заданных частотных точек, при которых обеспечивается наименьший уровень фазовых шумов.

Быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) широко используются в составе формирователей сигналов современных радиосистем [1]. Важнейшей особенностью быстродействующих ЦАП является возможность формирования модулированного сигнала непосредственно на радиочастоте за счет применения специальных режимов работы [2, 3], которые обеспечивают увеличение амплитуды спектральных составляющих, находящихся во второй и третьей зонах Найквиста. Применение быстродействующих ЦАП в гибридных синтезаторах частот позволяет улучшить их шумовые характеристики [4, 5].

Гибридный синтезатор на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и быстродействующего ЦАП способен формировать заданную выходную частоту при различных вариантах частотных соотношений в структуре синтезатора (при различных коэффициентах передачи составных блоков). Иногда общее количество таких вариантов может достигать нескольких десятков, поэтому перед разработчиком ставится задача — выбрать оптимальный вариант. Одна из основных характеристик синтезаторов частот — уровень фазовых шумов, который оценивается спектральной плотностью (СПМ) фазовых шумов в зависимости от частоты отстройки от несущей. Целью данной работы является разработка алгоритма выбора частотных соотношений в структуре гибридных синтезаторов на основе быстродействующих ЦАП, при которых обеспечивается наименьший уровень фазовых шумов.

Авторами был предложен гибридный синтезатор на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и быстродействующего ЦАП [5]. Генератор опорной частоты (ГОЧ) формирует сигнал с частотой $f_{\text{ГОЧ}}$, который является опорным для системы ФАПЧ, которая состоит из частотно-фазового детектора (ЧФД), петлевого фильтра нижних частот (ФНЧ) и генератора, управляемого напряжением (ГУН). В цепь обратной связи ФАПЧ включен частотный смеситель (СМ), который выделяет сигнал с разностной частотой между частотой выходного сигнала ГУН и частотой выходного сигнала прямого цифрового формирователя БЦВС, состоящего из цифрового вычислительного синтезатора и быстродействующего ЦАП. На БЦВС подаются два кодовых слова: k_{mode} — код, определяющий режим работы быстродействующего ЦАП, и k_f — код, определяющий коэффициент передачи основной частоты БЦВС. Тактовым сигналом для БЦВС является выходной сигнал ГОЧ, частота которого умножается в умножителе частоты в n_1-раз. При рассогласованности фаз ЧФД вырабатывает сигнал ошибки, который подстраивает по частоте выходной сигнал ГУН. При необходимости могут использоваться делители частоты ДЧ1 и ДЧ2. Структурная схема синтезатора представлена на рисунке 1.

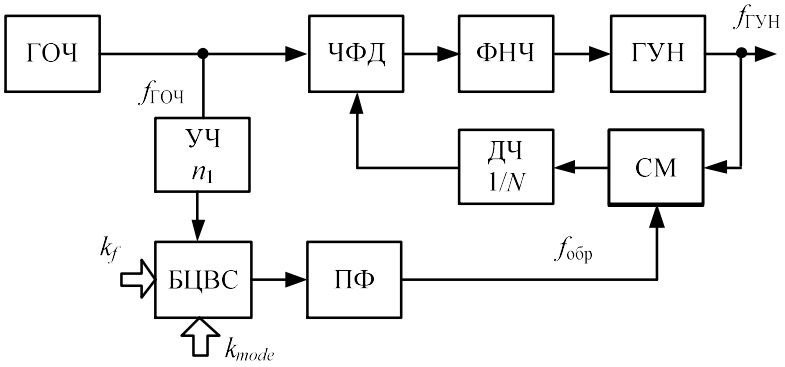


Рисунок 1. Гибридный синтезатор частот на основе ФАПЧ и быстродействующего ЦАП

Выходная частота предложенного гибридного синтезатора определяется по формуле

$$f_{вых} = f_{ГОЧ}\left(N + n_1\left|K_{ЦАП} + n\right|\right), \quad (1)$$

где $f_{ГОЧ}$ — частота сигнала, формируемого ГОЧ; N — коэффициент деления ДЧ; n_1 — коэффициент умножения УЧ; $K_{ЦАП}$ — коэффициент передачи ЦАП по основной частоте; n — номер образа основной частоты.

Выражение, позволяющее провести моделирование спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов гибридного синтезатора, имеет вид

$$S(F) = \left(\frac{S_{ГОЧ}(F)}{N_1} + S_{ДЧ}(F) + S_{ЧФД}(F) + S_{ФНЧ}(F) + S_{БЦВС}(F) + S_{СМ}(F)\right)\cdot\left|H_1(p,F)\right|^2 +$$

$$S_{ГУН}(F)\cdot\left|H_1(p,F)\right|^2, \quad (2)$$

где $H_1(p,F) = N_2\left(\frac{H(p,F)}{1+H(p,F)}\right)$ — передаточная функция ФАПЧ по внешним шумам;

$H_2(p,F) = \frac{1}{1+H(p,F)}$ — передаточная функция ФАПЧ по внутренним шумам;

$H(p,F) = \frac{1}{N_2}\left(\frac{F_{ФНЧ}(p,F)s_{ЧФД}s_{ГУН}}{p}\right)$ — передаточная функция разомкнутой ФАПЧ;

$F_{ФНЧ}(p, F)$ — передаточная функция ФНЧ; $s_{ЧФД}$ — крутизна дискриминационной характеристики ЧФД; $s_{ГУН}$ — крутизна регулировочной характеристики ГУН; p — оператор Лапласа; $S(F)$ — математические модели СПМ фазовых шумов соответствующих блоков синтезатора.

Предлагаемый алгоритм подбора частотных соотношений в структуре синтезаторов на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей, при которых обеспечивается наименьший уровень фазовых шумов, состоит из следующих этапов.

Первый этап. Ввод пользователем исходных данных: частота ГОЧ $f_{ГОЧ}$; частота сравнения $f_{ЧФД}$; начальная частота выходного сигнала $f_{вых\ min}$; шаг перестройки выходной частоты Δf; количество частотных точек $n_{ЧТ}$.

Второй этап. На данном этапе алгоритма по выражению (1) определяются все возможные комбинации параметров синтезатора для формирования каждой частотной точки. В качестве параметров синтезатора выступают:

- коэффициент деления ДЧ N;
- коэффициент умножения УЧ n_1;
- коэффициент передачи БЦВС $K_{БЦВС}$;
- номер используемого образа основной частоты n (n = 0, если используется компонент в первой зоне Найквиста; n = –1, если используется компонент во второй зоне Найквиста; n = 1, если используется компонент в третьей зоне Найквиста);
- код режима работы m (режим NRZ m = 1; режим RZ m = 2; режим RF m = 3).

Третий этап. На данном этапе по математической модели СПМ фазовых шумов для каждой комбинации параметров при заданном пользователем одном или нескольких значениях частоты отстройки рассчитывается уровень СПМ фазовых шумов, которыми заполняется массив данных S.

Четвёртый этап. На данном этапе в массиве S происходит сравнение уровней фазовых шумов и для формирования каждой частотной точки выбираются оптимальные параметры синтезатора, при которых синтезатор обеспечивает наименьший уровень СПМ фазовых шумов.

Пятый этап. Вывод оптимальных параметров синтезатора для формирования каждой частотной точки.

Конец алгоритма.

Предложенный алгоритм был реализован в программе, написанной на языке matlab. В качестве примера был проведен расчет оптимальных параметров синтезатора для следующих исходных данных: $f_{ГОЧ} = f_{ЧФД} = 100$ МГц, $f_{вых\ min} = 2700$ МГц, $\Delta f = 9$ МГц, $n_{ЧТ} = 36$. Время работы программы составило около 2-х минут. В результате работы алгоритма для формирования каждой частотной точки было определено около 20–30 различных комбинаций параметров синтезатора, из которых в дальнейшем программа выбрала те комбинации, при установке которых обеспечивается наименьший уровень СПМ фазовых шумов. Например, для формирования частотной точки с номером $n_{ЧТ} = 5$ ($f_{вых\ 5} = 2736$ МГц), было определено 26 возможных вариантов частотных соотношений в синтезаторе, из которых выбрана одна комбинация параметров, обеспечивающая наименьший уровень фазовых шумов.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых — кандидатов наук МК-358.2022.4.

Литература

1. Kuckreja A., Geir O. High-Speed DACs ease transmitter designs // Microwave & RF. 2010. Vol. 49 (8). Pp. 66–71.

2. Luschas S., Schreier R., Lee H.S. Radio frequency digital-to-analog converter // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2004. Vol. 39 (9). Pp. 1462–1467.

3. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // Радиотехника. 2022. Т. 86. №5. С. 135–144.

4. Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Гибридный синтезатор частот на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. №4. С. 51–59.

5. Пат. РФ № RU 214526. Гибридный синтезатор частот на основе быстродействующего цифро-аналогового преобразователя в специальных режимах работы / Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Заявл. 25.05.2022; опубл. 02.11.2022.

ALGORITHM FOR MINIMIZING PHASE NOISE OF FREQUENCY SYNTHESIZERS BASED ON HIGH-SPEED DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTERS

assoc. Yakimenko K.A., prof. Romashov V.V., assoc. Doktorov A.N.

Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs (VLSU)

Аннотация: Developers of hybrid frequency synthesizers are faced with the problem of choosing the optimal frequency ratios in the structure of synthesizers. The total number of such ratios can reach several dozen. This paper presents algorithm for select optimal frequencies ratio in the hybrid synthesizers based on a phase-locked frequency (PLL) system and high-speed digital-to-analog converter (DAC). The optimal frequencies ratio in the hybrid synthesizers provides the lowest phase noise level. When the algorithm works, all possible combinations of synthesizer parameters (multipliers, dividers and other blocks included in the synthesizer structure) are calculated based on the set values of the reference signal frequency, comparison frequency, initial frequency of the output signal, tuning step and number of frequency points. For each combination, according to the mathematical model of phase noise power spectral density (PSD) proposed by the authors, the values of the phase noise PSD at certain frequencies offset from the carrier are calculated. Then the obtained values are compared. The result of the algorithm is a set of synthesizer parameters for the specified frequencies generation, at which the lowest level of phase noise is provided..

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ В СЕНСОРНЫХ СТРУКТУРАХ НА ОСНОВЕ ЦЕОЛИТОВ

асп. Попов Е.А., доц. к.ф.-м.н. Богатиков Е.В., проф. д.ф.-м.н. Бормонтов Е.Н.
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Воронежский государственный университет» (ВГУ)

Аннотация. Цеолиты имеют систему регулярных нанопор в своей кристаллической структуре, что делает их отличным материалом для использования в газочувствительных сенсорах. Метод импедансной спектроскопии позволяет изучать электрофизические процессы, происходящие в таких материалах. В данной работе исследовано влияние относительной влажности воздуха на импеданс газочувствительного слоя клиноптилолита в диапазоне частот от 5 кГц до 100 кГц. Для измерения импеданса был использован измеритель иммитанса GW Instek LCR-76100, программное обеспечение которого ограниченно и имеет ряд недостатков, среди которых – сброс накопленных данных, отсутствие логарифмического шага изменения частоты, формат выходных данных. В связи с этим было разработанно программное обеспечение, компенсирующее эти недостатки и расширяющее функционал измерителя. Реализованное программное обеспечивание позволяет настраивать все параметры измерителя, устанавливать диапазон частот эксперимента, использовать линейный или логарифмический шаг изменения частоты, анализировать и сохранять результаты, посылать дополнительные команды на измеритель и проводить измерения в автоматическом режиме. По результатам полученным в ходе эксперимента установленно, что при изменении относительной влажности воздуха возникает значительное изменение импеданса сенсора.

Кристаллическая структура нанопористых материалов, таких как цеолиты, позволяет применять такие материалы в качестве газочувствительных сенсоров. В данной работе рассматривается сенсор, изготовленный с применением клиноптилолита - наиболее распространенного природного цеолита.

Метод импедансной спектроскопии позволяет изучать электрофизические процессы, происходящие в нанопористых материалах. Результатом метода является построение годографов - импедансного спектра. По общему виду полученных годографов можно установить механизмы проводимости в таких сложных материалах, а также подобрать эквивалентную электрическую схему.

Для проведения экспериментов методом импедансной спектроскопии в данной работе используется измиритель иммитанса GW Instek LCR-76100. Однако программное обеспечение данного измерительного прибора крайне ограниченно и имеет ряд недостататков, таких как: сброс данных при возникновении недопустимых значений измерения, отсутствие логарифмического шага изменения частоты, формат выходных данных и отсутствие средств анализа полученных результатов. Для решения описанных выше проблем было разработанно собственное программное обеспечение, покрывающее большинство задач при проведении экспериментов методом импедансной спектроскопии.

Данное программное обеспечение отлично подходит для работы с газочувствительными сенсорами на основе цеолитов и обеспечивает выполнение следующих действий:

1) Подключение прибора по UART с последующим обменом информации посредством языка команд SCPI.
2) Установка параметров эксперимента, таких как: начальная и конечная частота, количество шагов измения частоты, уровень сигнала, режим изменения частоты, скорость измерения и параметры развертки.
3) Реализованно несколько режимов сбора данных: режимы прямого чтения с постоянной задержкой и задержкой изменяемой в зависимости от частоты, режим сбора данных с накоплением и последующим сохранением среднего значения, режим сбора данных с накоплением и последующим сохранением медианного значения.
4) Расчет дисперсии результатов для дальнейшего анализа.
5) Управление ходом эксперимента. Запуск с расчитанными заранее частотами, пауза и полная остановка.
6) Построение графиков с результатами эксперимента, годографа импеданса и частотной зависимости импеданса, а также построение модели эквивалентной электрической схемы.
7) Сохранение результатов в форматах: CSV, JSON и XSLX.
8) Передача произвольной команды из документации измерителя с последующим запросом ответа.

В данной работе было проведено измерение импеданса на сенсоре относительной влажности в диапазоне частот от 5 кГц до 100 кГц. В качестве сенсора использовалась встречно-штырьевая структура со слоем клиноптилолита, осажденного из водной взвеси.

Измерения проводились при относительной влажности 69% и 77%. Для установки влажности применялся метод насыщенных солей. По годографам импеданса, приведенным на рис. 1, видно, что при изменении относительной влажности воздуха возникает значительное изменение импеданса сенсора.

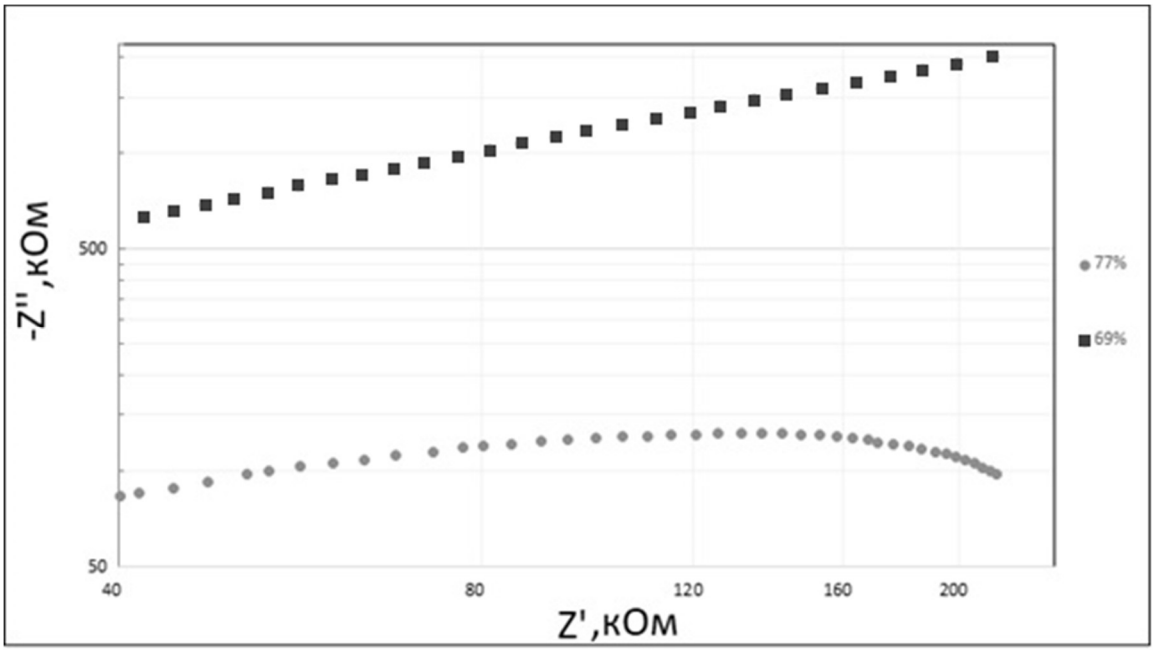


Рис. 1. Влияние относительной влажности воздуха на годограф импеданса газочувствительного слоя клиноптилолита

Таким образом, разработка программного обеспечения для работы с измерителем иммитанса GW Instek LCR-76100 позволила проводить эксперименты в задачах импедансной спектроскопии более эффективно. При использовании данного программного обеспечения для измерения импеданса газочувствительных слоев на основе клиноптилолита удалось установить чувствительность импедансного спектра к уровню относительной влажности воздуха. Дальнейшее применение разработанного программного обеспечения позволит проводить более точные измерения методом импедансной спектроскопии.

Литература

1. Брек Д. Цеолитовые молекулярные сита. – М.: Издательство «Мир», 1976. – 781 с.
2. Импедансная спектроскопия: теория и применение: учеб. пособие / Ю.В. Емельянова, М.В. Морозова, З.А. Михайловская, Е.С. Буянова. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2017. – 156 с.
3. Marr I., Reib S., Hagen G., Moos R. Planar Zeolite Film-Based Potentiometric Gas Sensors Manufactured by a Combined Thick-Film and Electroplating Technique // Sensors. 2011. Vol. 11. P. 7736-7748.

APPLICATION OF IMPEDANCE SPECTROSCOPY METHOD IN ZEOLITE-BASED SENSOR STRUCTURES

E.A. Popov, E.V. Bogatikov, E.N. Bormontov

Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "Voronezh State University" (VSU)

Abstract: Zeolites have a system of regular nanopores in their crystal structure, making them an excellent material for use in gas-sensing sensors. The impedance spectroscopy method allows one to study the electrophysical processes occurring in such materials. In this work, the effect of relative air humidity on the impedance of the gas-sensitive layer of clinoptilolite in the frequency range from 5 kHz to 100 kHz was investigated. To measure the impedance, we used a GW Instek LCR-76100 immittance meter, the software of which is limited and has a number of shortcomings, including reset of accumulated data, lack of a logarithmic frequency change step, and output data format. In this regard, software was developed to compensate for these shortcomings and expand the functionality of the meter. The implemented software allows you to configure all the parameters of the meter, set the frequency range of the experiment, use a linear or logarithmic frequency step, analyze and save the results, send additional commands to the meter and carry out measurements in automatic mode. Based on the results obtained during the experiment, it was established that when the relative humidity of the air changes, a significant change in the impedance of the sensor occurs.

Исследования замедляющей структуры для релятивистского микроволнового генератора

студ. Гульовский Д.Р.[1], студ. Курбаков А.В.[2], студ. Балабин М.П.
[1]Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
[2]Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт (филиал)

Аннотация. В данной статье, представлено моделирование периодических структур являющихся переходом от брэгговских отражателей с неглубокой гофрировкой к резонансным структурам с глубокой гофрировкой в CST STUDIO SUITE. Данное решение в частности может быть использовано для создания полосовых фильтров в сверхразмерном волноводе. В результате расчетов были получены дисперсионные характеристики с различной кривизной, т.е. найдены собственные моды как с существенной зависимостью частоты от волнового числа, так и с практически неизменной частотой во всем диапазоне изменения волновых чисел. Разнообразие полученных дисперсионных зависимостей исследованных замедляющих структур делает данные замедляющие структуры привлекательными для использования их в СВЧ генераторах типа лампы обратной волны (ЛОВ).

Ключевые слова: резонатор, брэгговский отражатель, полосовой фильтр, дисперсионной характеристики.

В сильноточной релятивистской электронике в качестве замедляющих структур используются полые волноводы с гофрированными стенками. В настоящей работе исследуются электродинамические свойства одной из таких структур, а именного полого цилиндрического волновода с формой гофрировки в виде меандра, причем акцент сделан на область параметров, в которых потенциально может существовать выделенная собственная мода волновода на частотах, соответствующих брэгговской полосе запирания. Проводимые в данном параграфе расчеты ставят свой целью исследование возможности существования такой волны, т.к. заранее это не известно. В случае, если такая волна существует и структура её полей благоприятна для взаимодействия с электронным пучком, то её использование в качестве рабочей в релятивистских микроволновых генераторах позволит найти новый механизм селекции, что является важной задачей вакуумной электроники.

Исследуем переход от брэгговского отражателя с неглубокой гофрировкой к резонатору с глубокой гофрировкой. В цилиндрическом волноводе с круглым сечением осесимметричные волны Е и Н типов не связаны, если гофрировка стенок также осесимметрична. По этой причине в качестве объекта исследования выбран цилиндрический волновод с осесимметричной гофрировкой стенок.

За начальную точку возьмём волновод с неглубокой гофрировкой 1 мм, и постепенно будет увеличивать глубину. Исследуемые волноводы будем обозначать исходя из их геометрических размеров: радиус внутреннего цилиндра – длина одного сегмента – радиус внешнего цилиндра (как пример: 10-15-1; 10-15-5; 10-15-8, представленных на рисунке 2). Радиус внутреннего цилиндра, это радиус волновода, в котором распространяется волна, от неё зависит критическая длина волны низшей моды. Длина сегмента выбрана произвольной, длина внешнего цилиндра равна половине периода. Радиус внешнего цилиндра отвечает за глубину резонатора. Также введём граничные условия для уменьшения количества несимметричных волн. Дисперсионные характеристики с шагом глубины 1 мм, сделанные в программе CST STUDIO SUITE с помощью Eigenmode Solver [1], представлены на рисунке 1.

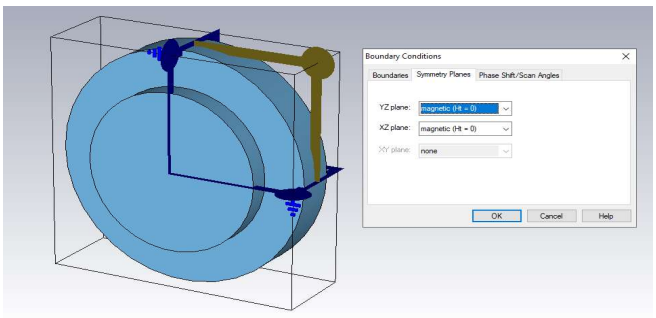


Рисунок 1. Модель и граничные условия исследуемого волновода

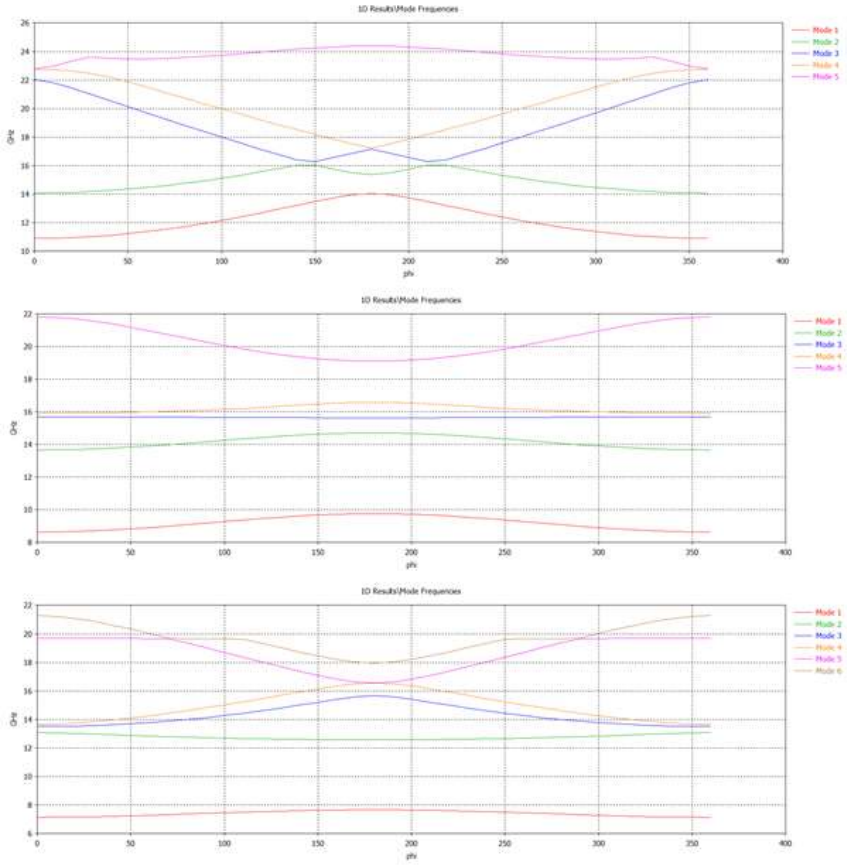


Рисунок 2. Расчеты дисперсионной характеристики для 10-15-1; 10-15-5; 10-15-8

На данных графиках низшей Mode 1 (красной) является волна E01. При анализе остальных мод необходимо учитывать, что CST STUDIO SUITE считает моды по точкам и после группирует их по возрастанию частоты. Поэтому одна и та же волна при изменении волнового числа может переходить, как пример, с Mode 2 на Mode 3.

При волновом числе (phi) равном нулю для 10-15-8: Mode 1 (красная) является волной E01; Mode 2 (зелёная) является вариацией H волны, поэтому учитываться её и остальных H волн не будем; Mode 3 (синяя) является E волной; Mode 4 (оранжевая) является вариацией H волны; Mode 5 (фиолетовая) является вариацией H волны; Mode 6 (коричневая) является E волной.

В случаях, где последней представлена Mode 5 она является вариацией E01. На рисунке 2 можно увидеть, как меняются моды 5 и 6, при phi после 70 и до 290. E волной становится уже Mode 5, а Mode 6 H волной.

Видно, что на рисунке 2 при волноводе 10-15-5 Mode 3 практически линейна, при изменении волнового числа, значит это является резонансом между резонаторами.

Однако критическая частота волновода с радиусом 10 (11,5 ГГц) выше, чем нижняя мода (рисунок 3).

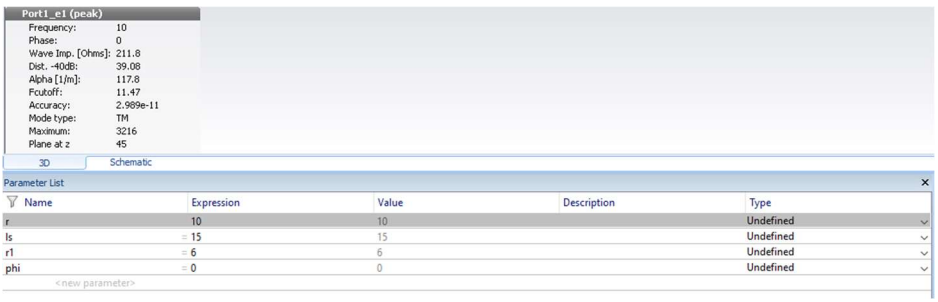


Рисунок 3. Расчет критической частоты

Это значит, что Mode 1 является закритической для такого волновода и не распространяется [2].

Увеличим радиус внутреннего цилиндра, чтобы Mode 1 распространялась, и был запас хотя бы 0,5 ГГц от критической частоты.

Исследуем волновод 15-15-1 с увеличением шага 1 мм. Для такого волновода критическая частота будет равна примерно 7,6 ГГц. Дисперсионные характеристики приведены на рисунке 4.

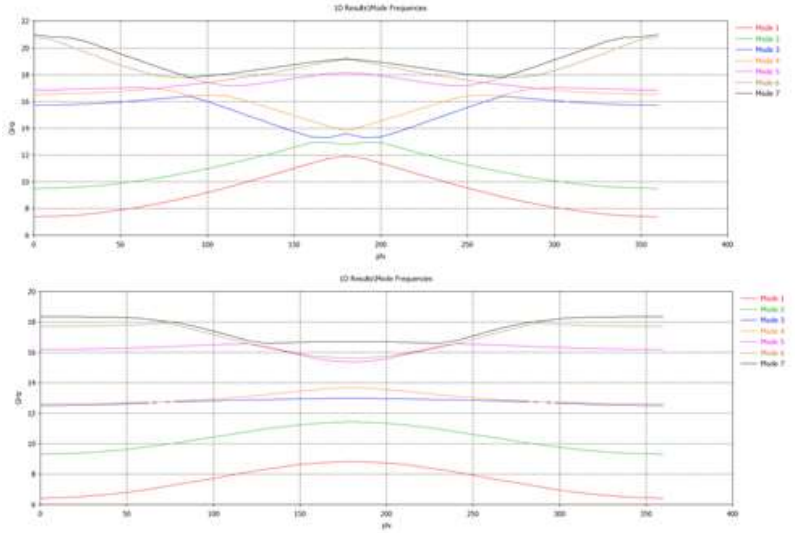


Рисунок 4. Расчеты дисперсионной характеристики для 15-15-1 и 15-15-5

Как видим, наиболее линейная характеристика у волновода 15-15-5. При волновом числе (phi) равном нулю для 15-15-5: Mode 1 (красная) является волной E01; Mode 2 (зелёная) является вариацией H волны; Mode 3 (синяя) является вариацией H волны; Mode 4 (оранжевая) является E волной; Mode 5 (фиолетовая) является вариацией H волны; Mode 6 (коричневая) вариацией H волны ; Mode 7 (чёрная) является E волной.

Необходимо уточнить переходы волн от моды к моде. При phi от 50 до 310 Mode 3 является E волной, а Mode 4 вариация H волны. E волна, соответствующая Mode 7 так же несколько раз, переходит на моды ниже вплоть до Mode 6 при phi = 180 градусам.

Получается, что при осесимметричном возбуждении в волноводе будет существовать запрещенная зона от 8,8 ГГц до 15,4 ГГц при которой может существовать лишь одна E волна с частотой в районе 13 ГГц.

Получим проходную характеристику на основе S параметров. Для этого проведём анализ во временной области и исследуем отрезок волновода с 6 сегментами. В ходе тестирования была получен график проходной характеристики S2,1, представленный на рисунке 5.

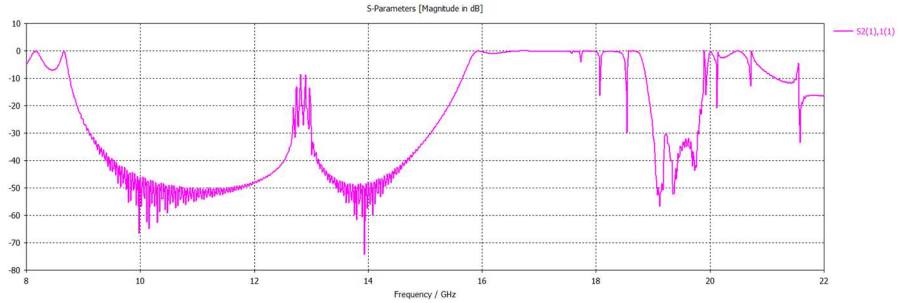


Рисунок 5. График проходной характеристики

Это подтверждают выводы, сделанные из анализа дисперсионной характеристики. При возбуждении волновода осесимметричной волной E01 (указанной как (1)), существует зона заграждения, где распространяются лишь волны с частотой около 13 ГГц. Из-за N-ного количество сегментов имеются максимумы, поскольку между сегментами есть набег фаз.

Библиографический список

1. https://www.3ds.com/
2. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. -2е издание, перераб. И доп. – М.:Радио и связь, 1988. – 440с.

STUDIES OF THE SLOW-WAVE STRUCTURE FOR A RELATIVISTIC MICROWAVE GENERATOR

student Gulovskii D.R.[1], student Kurbakov A.V.[2], student Balabin M.P.[2]
[1] Nizhny Novgorod General Technical University named after R.I. Alekseev
[2] Nizhny Novgorod General Technical University named after R. I. Alekseyeva, Arzamas Polytechnic Institute (branch)

Annotation: This article presents modeling of periodic structures that are a transition from Bragg reflectors with shallow corrugation to resonant structures with deep corrugation. Numerical simulations are made in CST STUDIO SUITE. This solution, in particular, can be used to create bandpass filters in a oversized waveguide. As a result of the calculations, dispersion characteristics with different curvatures were obtained, i.e. eigenmodes were found both with a significant dependence of frequency on the wave number, and with an almost constant frequency over the entire range of wave numbers. The obtained dispersion characteristics of the slow-wave structures makes the studied structures attractive for use in microwave generators such as a backward wave oscillators (BWO).

Keywords: resonator, bregg reflector, bandpass filter, dispersion characteristics.

Моделирование емкостных делителей для регистрации коротких наносекундных импульсов высокого напряжения

студ. Гульовский Д.Р.[1], студ Курбаков А.В.[2]
[1]Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
[2]Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Арзамасский политехнический институт (филиал)

Аннотация. Представлено моделирование емкостных делителей для регистрации коротких наносекундных импульсов высокого напряжения, нахождение их основных параметров, влияющих на искажение формы сигнала. В ходе моделирования было доказано, что ответвляемый сигнал зависит лишь от соотношения расстояний между проводников коаксиальной линии и зазора у площадки делителя и определяется законами электростатики для потенциалов, а не соотношением ёмкостей.

Ключевые слова: емкостной делитель, моделирование, электростатика.

В сильноточных ускорителях прямого действия для передачи импульсов высокого напряжения (порядка 1 МВ) на инжектор электронного пучка обычно применяются коаксиальные линии передачи [1]. Наиболее распространенным датчиком напряжения в таких линиях является емкостной делитель с коэффициентом деления порядка 10^3. В современной литературе мало информации и практических расчётов оптимальных характеристик наносекундных емкостных делителей, отсутствуют данные для подбора размеров пластины для сигналов различной длительности. В докладе представлены математические и эмпирические зависимости при подборе пластины делителя.

3D модель емкостного делителя представлена на рисунке 1. По коаксиальной линии большого диаметра распространяется импульс трапецеидальной формы, на торцах данной линии расположены порты, основным свойством которых является отсутствие отражений исследуемого импульса. Соединители позволяют задавать падающий импульс, а также измерять пришедшие на них импульсы, т.е. прошедший через область емкостного делителя и отраженный импульсы. Выход емкостного делителя в виде коаксиальной линии меньшего диаметра и моделирующего присоединенный к делителю коаксиальный кабель, также заканчивается портом, сигнал в котором является полезным регистрируемым сигналом.

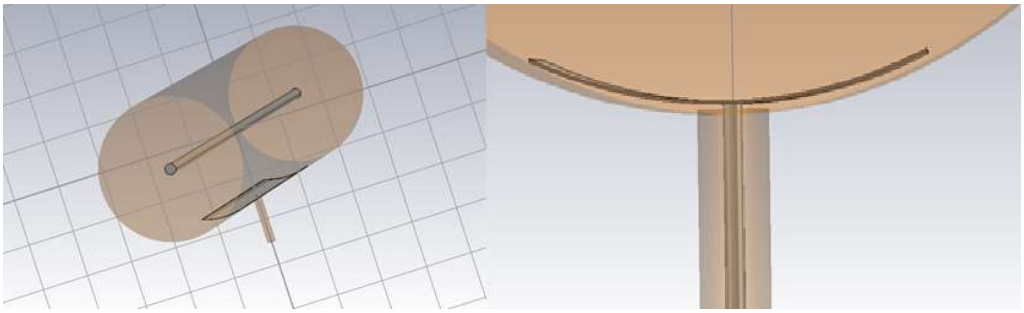


Рисунок 1. Измеряемая длинная линия (слева) и емкостной делитель (справа).

Размеры длинной линии подбирались для соответствия импедансу 100 Ом. Внешний радиус линии был взят 300 мм, а необходимый радиус внутреннего проводника 27 мм.

Коаксиал, в который ответвляется измеряемый сигнал, имеет радиус центрального проводника 5 мм и радиус внешнего проводника 18.3 мм. Данный коаксиал также заполнен маслом с той же $\varepsilon = 2.33$, так что его импеданс равен 50 Ом.

Емкостной делитель представляет из себя плоский конденсатор, нагруженный на выходной коаксиал (см. рис. 1).

Плоский конденсатор образуется из металлической площадки, на которую наводится сигнал, внешнего металлического проводника и прослойки масла между двумя проводниками. Металлическая площадка соединена с центральным проводником коаксиала, с выхода которого (порта) снимается выходной сигнал.

Итоговая ёмкость делителя в достаточно хорошем приближении может быть вычислена по формуле для плоского конденсатора:

$$C_к = \frac{\varepsilon * S}{4 * \pi * d} \quad (2)$$

где, ε- диэлектрическая проницаемость масла;

S - площадь площадки, см^2;

d - расстояние между площадкой и внешним проводником, см;

Исследование проводилось в программе CST Microwave Studio, которая позволяет рассчитывать распределенные системы, в которых элементы уже не являются сосредоточенными элементами и требуется прямое решение уравнений Максвелла для электромагнитных волн [1].

Входным сигналом (представлен на рисунке 2) выступает трапецеидальный импульс с фронтами по 1 нс и длительностью 20 нс.

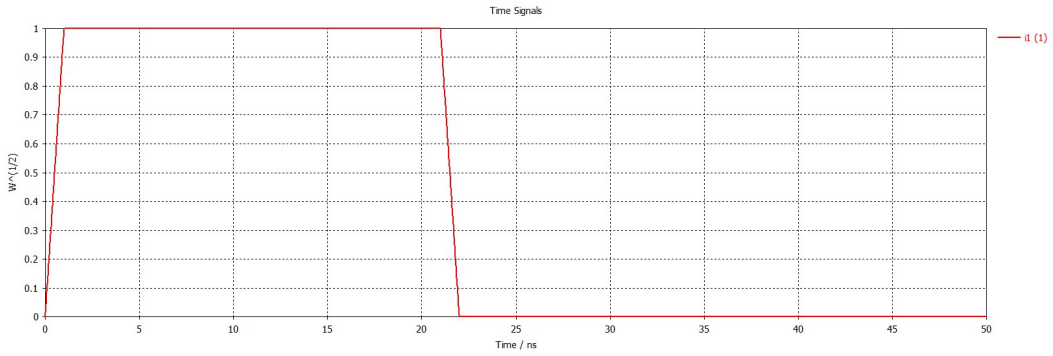


Рисунок 2. Входной сигнал.

Установим расстояние между площадкой и внешним проводником в 10 мм. Рассмотрим графики выходных сигналов (рис. 3) при разных длинах площадки, если ширина фиксирована и равна 200 мм.

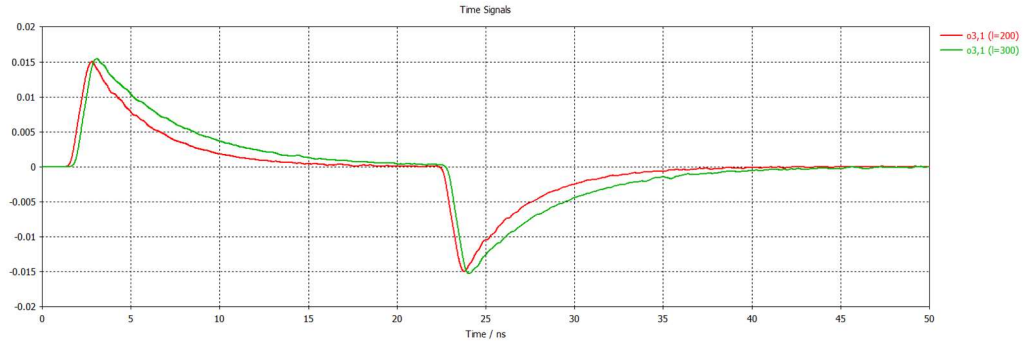


Рисунок 3. Выходной импульс при длине 100 и 150 мм и постоянной времени 10 нс

Из-за увеличения площади площадки увеличивается ёмкость и растёт постоянная времени у емкостного делителя. Но переходные процессы не успевают пройти из-за слишком маленькой постоянной времени менее 10 нс. Для её увеличения изменим в большую сторону площадь пластины и уменьшим расстояние между ней и проводником до 5 мм (рис. 4).

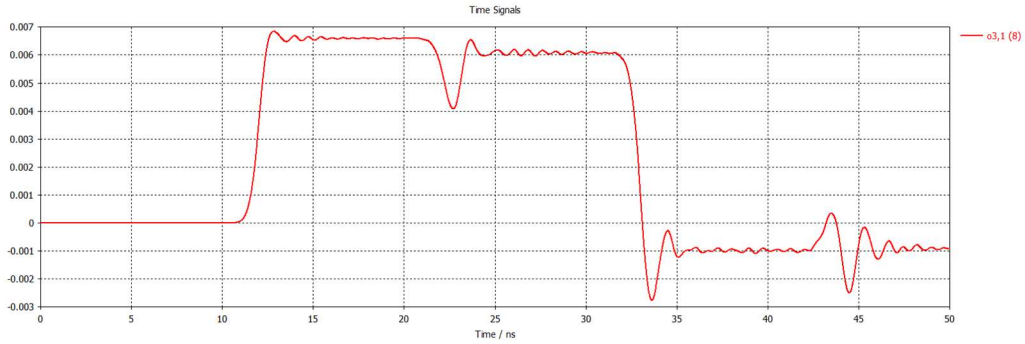


Рисунок 4. Выходной импульс при длине 2000 мм и постоянной времени 84 нс

Поскольку увеличение длины пластины привело к увеличению размеров коаксиальной линии то появилась задержка распространения импульса. Как видим из графиков при увеличении ёмкости и,

следовательно, постоянной времени выходной сигнал ближе к исходному и имеет малый отрицательный «хвост» после заднего фронта импульса. Ослабление относительно входного сигнала составляет порядка 40 dB.

Отметим, что наблюдается плавное искажения формы импульса, проявляющегося как снижение коэффициента деления по мере приближения к заднему фронту импульса. Данный эффект достаточно хорошо может быть объяснен и в терминах сосредоточенных элементов как разряд емкости на коаксиальный выход делителя. Искажения на фронтах импульса, имеющие вид затухающих колебаний связаны с конечной полосой выбранной численной модели. При увеличении полосы частот, учитываемых в расчете, амплитуда данных колебаний уменьшается. Импульсное короткое искажение, представленное на рисунке 4 в центральной части импульса, может объяснятся только волновыми процессами, т.е. распространением фронтов импульса вдоль емкостного делителя, который при этом выступает в роли двухпроводной линии.

Из рисунков 3-4 видно, что максимальный уровень выходного сигнала не зависит он ёмкости. Значит деление сигнала происходит не по соотношению ёмкостей коаксиальной линии и плоского конденсатора, создаваемого площадкой. При расчёте ёмкостей для коаксиальной линии [2]:

$$C_л = \frac{\varepsilon_0 L}{2 * \ln(\frac{b}{a})} \quad (3)$$

Вычислим коэффициент деления, соответствующий рисунку 4, получим соотношение:

$$\frac{C_л}{C_л + C_к} = \frac{194{,}13}{194{,}13 + 1483{,}32} = 0{,}1157;\ \frac{1}{0{,}1157} \approx 8{,}64 \quad (4)$$

А разность уровней из соотношения получается:

$$\frac{1}{0{,}0065} \approx 154$$

Если же вычислять соотношение линии и делителя по потенциалам, с параметрами, представленными на рисунке 5, то получим:

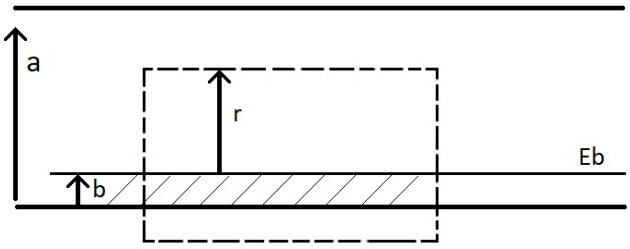


Рисунок 5. Схематичное изображение емкостного делителя указанием основных параметров.

$$\oint \vec{E}d\vec{s} = 4\pi Q$$

$$E_r \cdot 2\pi r \cdot L = 4\pi\sigma \cdot 2\pi b \cdot L$$

$$\sigma = \frac{E_b}{4\pi}$$

$$E_r = \frac{E_b \cdot b}{r} = \frac{E_0}{r}$$

$$\Delta\varphi = -\int E_r dr = +E_0 \ln r + c$$

$$\varphi_a = E_0 \ln a + c$$

$$\varphi_b = E_0 \ln b + c$$

$$\varphi_a - \varphi_b = E_0 \ln \frac{a}{b}$$

$$E_0 = \frac{\varphi_a - \varphi_b}{\ln \frac{a}{b}}$$

$$c = \varphi_a - \frac{\varphi_a - \varphi_b}{\ln \frac{a}{b}} \cdot \ln a$$

$$\varphi = \frac{\varphi_a - \varphi_b}{\ln\frac{a}{b}} \cdot \ln r + \varphi_a - \frac{\varphi_a - \varphi_b}{\ln\frac{a}{b}} \cdot \ln a$$

Пусть потенциал внешнего проводника $\varphi_b = 0$, а внутреннего $\varphi_a = U$. Тогда:

$$\Delta\varphi = \varphi(a) - \varphi(r) = \frac{U}{\ln\frac{a}{b}}\left(\ln\frac{a}{a} - \ln\frac{r}{a}\right) = U \cdot \frac{\ln\frac{r}{a}}{\ln\frac{a}{b}}$$

Подставляя U = 1 и размеры коаксиальной линии, где r – расстояние от пластины до центрального проводника, получаем:

$$\Delta\varphi = 1 \cdot \frac{\ln\frac{295}{300}}{\ln\frac{300}{23}} = \frac{0{,}0168}{2{,}5682} = 0{,}0065$$

отсюда

$$\frac{1}{0{,}0065} = 154$$

Таким образом, ответвляемый сигнал на площадку зависит лишь от соотношения расстояний между проводниками коаксиала и зазора у площадки, и определяется законами электростатики для потенциалов, а не соотношением ёмкостей. Проведенное моделирование позволяет выбрать размеры емкостного делителя, необходимые для правильного измерения высоковольтных наносекундных импульсов напряжения.

Библиографический список

1. https://www.3ds.com/
2. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. -2е издание, перераб. И доп. – М.:Радио и связь, 1988. – 440с.

SIMULATION OF MEASUREMENT OF HIGH VOLTAGE PULSES USING A CAPACITIVE DIVIDER

student. Gulovskii D.R.[1], student Kurbakov A.V.[2]

[1] Nizhny Novgorod General Technical University named after R.I. Alekseev

[2] Nizhny Novgorod General Technical University named after R. Or. Alekseyeva, Atamas Polytechnic Institute (branch)

Annotation: This article presents a simulation of capacitive dividers for measurements of short nanosecond high voltage pulses, finding their main parameters that affect the distortion of the waveform. During the simulations it was proved that the coupled signal to the pad depends only on the ratio of the distances between the coaxial conductors and the gap at the pad, and is determined by the laws of electrostatics for potentials, and not by the ratio of capacitances.

Keywords: capacitive divider, modeling, electrostatics.

Авторский указатель

Алеханов С.В., 79
Андросов В.А., 83
Антипов А.А., 87
Балабин М.П., 145
Батюта М.Р., 12
Белков И.Г., 35
Бирюков В.В., 95
Богатиков Е.В., 143
Бормонтов Е.Н., 143
Вакс В.Л., 95
Грехнева К.К., 109
Гульовский Д.Р., 145, 149
Докторов А.Н., 140
Жидкова Н.В., 72
Зельманов С.С., 104
Зольников К.В., 16
Зыкин А.А., 20
Ковальчук Н.С., 62
Кораблев А.М., 24
Кордюков Р.А., 12
Курбаков А.В., 145, 149
Кусайко И.С., 91
Лачугин Д.Ф., 28
Линюшин А.А., 31
Лупанова Е.А., 35, 58
Малахов В.А., 95
Малышев И.Н., 35
Минаев П.А., 124
Моисеев С.П., 109
Павлова В.А., 109
Пальгуев Д.А., 114
Панин А.Н., 95
Петров В.В., 35, 58
Пономарев А.В., 119
Попов Е.А., 143
Приползин С.И., 95
Раевская Ю.В., 95
Раевский А.С., 95
Ремизов М.В., 39
Ромашов В.В., 140
Саберов А.Г., 114
Самохвалов И.И., 43
Свердлов Р.В., 46
Семенихин П.В., 39
Соловьёв Я.А., 62
Стрельчук А.М., 50
Стулов С.И., 54
Сухоребров В.Г., 124
Сычев К.С., 72
Татьяненко А.В., 62
Терентьев А.А., 58
Тимукин Н.С., 109
Тишкин А.В., 128
Туляков Ю.М., 67
Тупиков П.А., 12
Фитасов Е.С., 114
Чугреев К.И., 46
Шаров В.А., 72
Шеховцов Д. В., 16
Шидловский А.Г., 62
Шиндин А.В., 109
Шошин Г.М., 132
Щекин Р.Ю., 136
Щербаков В.В., 95
Юник А.Д., 62
Ягодкин А.С., 16
Якименко К.А., 140
Ямпурин Н.П., 72