

*Федеральное агентство по образованию
Российская академия наук
Санкт-Петербургский государственный университет
Санкт-Петербургский государственный
политехнический университет
Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе РАН*

**XVI Всероссийская научная конференция
студентов-радиофизиков**

Тезисы докладов

11-12 декабря 2012 года

*Санкт-Петербург
Издательство «Соло»
2012*

XVI Всероссийская научная конференция студентов-радиофизиков:
Тез. докл. – СПб.: Изд-во «Соло», 2012. – 106 с.

Организационный комитет конференции

Председатель:	Макаров Г.И.,	Почетный профессор СПбГУ
Сопредседатели:	Зернов Н.Н., Черепанов А.С.,	профессор СПбГУ профессор СПбГПУ
Зам.председателя:	Битюков А.А.,	доцент СПбГУ
Члены:	Бисярин М.А. Сочава А.А., Тюхтин А.В., Чижик В.И.,	профессор СПбГУ доцент СПбГПУ профессор СПбГУ профессор СПбГУ
Техн. секретарь:	Юсупов И.Е.,	СПбГУ
Секретарь:	Букина И.В.,	СПбГУ

*Кафедра радиофизики физического факультета СПбГУ
198504, Санкт-Петербург, Петродворец, ул. Ульяновская 1*

*Тел.: (812) 428-72-89
E-mail: radio@niirf.spbu.ru*

Conference is partially sponsored by the IEEE ED/MTT/AP St. Petersburg Chapter
(The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Region 8)

© Санкт-Петербургский государственный университет, 2012

© Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2012

© Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе РАН, 2012

ISBN

СОДЕРЖАНИЕ

Блинов З.Н. Цифровой термометр на микроконтроллере	5
Богачук Д.В., Кирпичёва О.А. Исследование спектров затухания композитных и многослойных пленок на ситалловой подложке	8
Васькин А.Д., Рыбаков Ю.В. Исследование малошумящего антенного датчика в виде пирамидальной рупорно-линзовой антенны с гофрированными вставками .	10
Горинбахер А.В. Исследование возбуждения ультразвука магнитострикционными преобразователями	15
Демина А.А. Исследование неоднородной структуры ионосферы посредством радиосигналов с частотной модуляцией	17
Дмитриева О.В. Влияние асимметрии конфигурации сети на качество процедуры восстановления истинных параметров потребителя	21
Егоров А.А. Освоение микроконтроллеров	24
Жигачев А.О. Влияние топологии поверхности на геометрию дифракционного пика при рентгенофазовых исследованиях	27
Заритовский М.С. Расширение диапазона квадратичного детектирования транзисторного детектора СВЧ-мощности за счет смещения его рабочей точки	30
Казанова Ю.П. Расчет коэффициента отражения от неоднородного магнитодиэлектрического слоя	34
Квочкин Д.О. Система сбора данных для автоматизации физического эксперимента	37
Кирушев М.С., Щелкунов Н.М. Переходы между режимами прецессии намагниченности второго порядка в ферритовой пластине	40
Косолапова А.Н., Попова А.В. Диэлектрические ВЧ спектры композитных и многослойных плёнок	43
Круглова З.В. Проектирование микрополосковых квадратурных мостов сложения мощностей с лицевой связью	46
Лепехин В.В. Эффект Фарадея при распространении квазимонохроматического импульса в гиротропной плазме	49
Липина Е.С. Расчет восприимчивости ансамбля взаимодействующих частиц	52

Альшрайдех А.М. Разработка лабораторного комплекса разработчика телекоммуникационного оборудования	55
Альшрайдех А.М., Гомес Ж.Л., Чернов С.В. Экспериментальное исследование помехоустойчивых кодов	58
Михальчевский В.О. Синтез объемных спиральных антенн с заданной диаграммой направленности	61
Наприенко А.И., Туголукова К.С. Исследование магнитных ВЧ спектров композитных и многослойных пленок композит-полупроводник	65
Новиков А.В. Прямоугольный ЛЧМ-импульс в резонансно-поглощающей атмосфере	67
Носиков И.А., Клименко М.В., Клименко В.В., Котова Д.С., Захаров В.Е. Поведение F3 слоя над станцией Jісаmагса в период геомагнитной бури в сентябре 2011 г. и его влияние на распространение радиоволн КВ-диапазона	70
Павловский А.С. Поле скоростей и давлений в вязкой жидкости от малого акустического диполя вблизи абсолютно жёсткой стенки в широком диапазоне чисел Рейнольдса	74
Першин А.В. Построение адаптивной модели полного содержания электронов в ионосфере Земли	77
Плешев Д.А., Варзер Е.В. Моделирование нелинейных режимов релаксации магнитоупругих колебаний в ферритовом слое	79
Прилепа К.А. Влияние геометрических особенностей контактных пятен на параметры сильноточных электрических контактов	81
Размыслов И.Н., Будина А.А. Спектры поглощения ансамблей ферромагнитных частиц в диэлектрической матрице	83
Тарасов А.Ю. Микропроцессорный блок управления и стабилизации тока электромагнита спектрометра	86
Чабан А.В. Субдискретизация полосового радиосигнала. Учет внеполосного шума. Численное моделирование	89
Шелест П.С. Модель "поворачивающегося" диполя для описания атмосфериков .	93
АННОТАЦИИ	96

ЦИФРОВОЙ ТЕРМОМЕТР НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРЕ

Студент: З.Н. Блинов (4 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ)

Понятие «температура» играет важную роль при рассмотрении физических или химических процессов в науке и в производстве. В ходе некоторых экспериментальных работ необходим учет температуры. На данный момент существует множество приборов: спиртовые, ртутные термометры, металлические термометры сопротивления, шумовые термометры, термопары, цифровые термометры и другие.

Целью данной работы является создание автономного устройства, которое могло бы измерить температуру и вывести результат. В качестве этого прибора был выбран цифровой термометр на микроконтроллере. Устройство определяет температуру окружающей среды и выводит эти значения в градусах Цельсия на дисплей. Роль центрального процессора прибора выполняет микроконтроллер, так как главной задачей являлось создание автономного прибора, не зависящего от компьютера.

Работа термометра основана на датчиках измерения температуры DS18B20. Это датчик с программируемым разрешением, от 9 до 12-bit, которое может сохраняться в EEPROM памяти прибора. DS18B20 обменивается данными по 1-Wire шине. Все процессы на шине управляются центральным микропроцессором. Диапазон измерений от -55°C до $+125^{\circ}\text{C}$ с точностью $\pm 1^{\circ}\text{C}$.

Каждый датчик имеет уникальный 64-битный последовательный код, который позволяет, общаться с множеством датчиков DS18B20 установленных на одной шине. Такой принцип позволяет использовать один микропроцессор, чтобы контролировать множество датчиков DS18B20, распределенных по большому участку. Приложения, которые могут извлечь выгоду из этой особенности, включают системы контроля температуры в экспериментах. Функциональным ядром DS18B20 является температурный датчик прямого преобразования в цифровой код. Эта схема использует два генератора частоты с разными температурными коэффициентами, настроенными на одну температурную точку

(обычно -55°C). Разность между количеством выработанных одним и другим генераторами импульсов за единицу времени является исходным значением для определения соответствия цифрового кода и измеряемой температуры. Накопительный сумматор, входящий в функциональное ядро, позволяет скорректировать все нелинейности во всем диапазоне температур. Поэтому дополнительной подстройки или использования АЦП не требуется [1].

Все измерительные устройства должны выводить полученные в ходе эксперимента данные, например, стрелочная или цифровая индикация, или вывод на монитор компьютера. Для большей точности в данной работе в качестве индикатора использовалась цифровая индикация, а именно, жидкокристаллический дисплей компании WINSTAR.

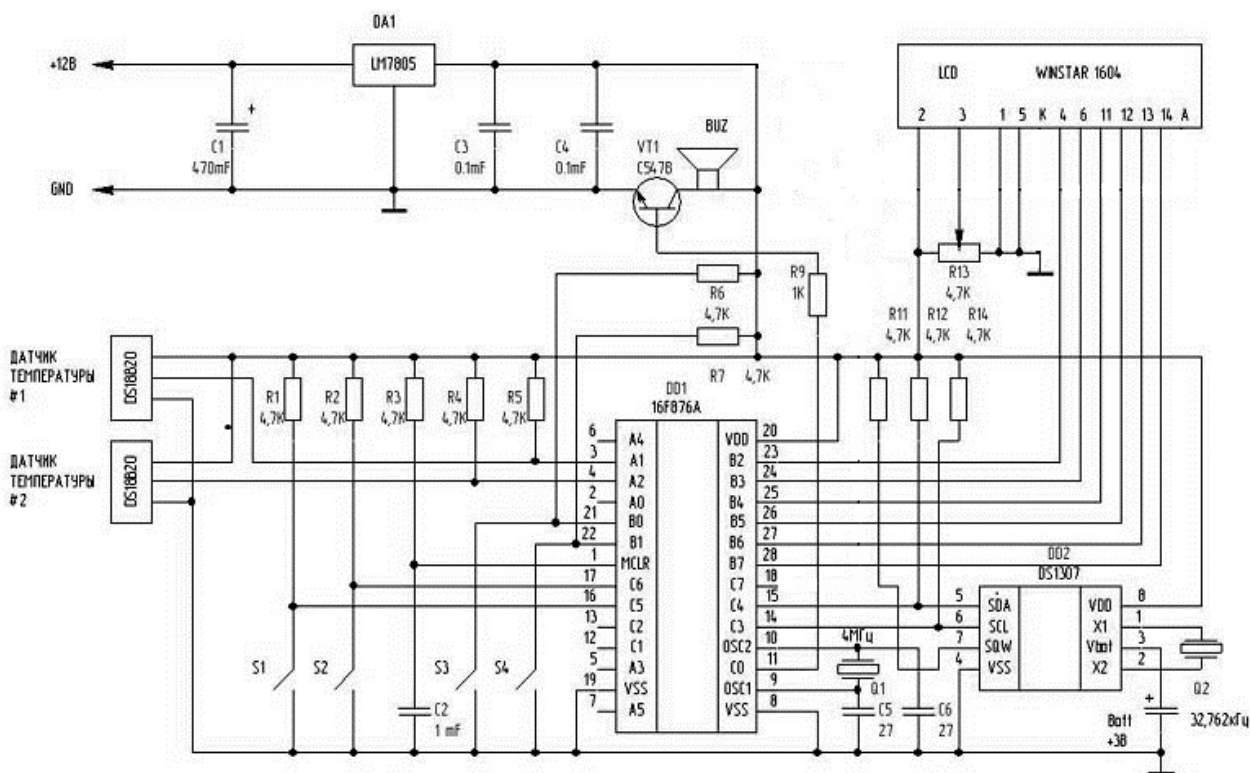


Рис.1. Принципиальная схема цифрового термометра.

Принципиальная схема прибора представлена на рис. 1. Метеостанция работает в диапазоне напряжений от 7 до 14 В. При подаче питания ток течет через стабилизатор, после чего на выходе напряжение падает до 5 В. Далее происходит инициализация температурного датчика. Этот процесс проходит в следующей последовательности: микроконтроллер (ведущий) подает на шину импульс сброса,

сигнал низкого уровня длительностью не менее 480 мкс. После этого ведущий освобождает линию и входит в режим приема. Однопроводная шина подтягивается к высокому уровню через нагрузочный регистр. Далее датчик ждет 15...60мкс и затем передает импульс присутствия. Информация, которая считывается микроконтроллером с температурного датчика, действительна, если данные на ведущем и ведомом устройствах совпадают. Затем датчик выполняет команду «Конвертирование температуры», то есть начинается температурное преобразование измеренных данных. После окончания преобразования данные сохраняются в оперативной памяти, а DS18B20 возвращается в неактивное состояние с низким энергопотреблением. Центральный микропроцессор может считать состояние шины после команды «Конвертирования температуры». Результаты, которые были считаны микроконтроллером с датчика измерения температур, преобразуются и с помощью двухпроводной шины данных выводятся на жидкокристаллический дисплей прибора. Кроме того, на индикаторе высвечивается информация о текущем времени и дате. Роль часов реального времени выполняет микросхема DS1307, которой управляет центральный микропроцессор [2].

Руководитель: доцент кафедры радиофизики и электроники СыктГУ,
к.т.н. Е.Н. Карпушов.

Литература

1. Чернов Г. DS18B20 русское описание работы с датчиком температуры: Днепропетровск, 2009. – 32 с.
2. Шитиков А. Цифровые датчики температуры. Часть 2. – Компоненты и технологии, 2001, №3

ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРОВ ЗАТУХАНИЯ КОМПОЗИТНЫХ И МНОГОСЛОЙНЫХ ПЛЕНОК НА СИТАЛЛОВЫХ ПОДЛОЖКАХ

Студент: Д.В. Богачук (4 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ),

Магистрант: О.А. Кирпичёва (2 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ)

В настоящее время большой интерес вызывает исследование электрических характеристик тонких плёнок с различной структурой, особенно в ВЧ и СВЧ диапазонах частот. Изучение поведения спектров затухания тока в композитных и многослойных пленках в ВЧ и СВЧ диапазонах с разными концентрациями металлической и диэлектрической фаз имеет крайне важное значение, так как помогает объяснить СВЧ отражение и поглощение для этих пленок в исследуемых интервалах частот.

Для определения спектров электрических потерь в плёнках проводились измерения затухания электрического сигнала в интервале частот от 9 кГц до 3 ГГц в коаксиальном кабеле и в плёнке. Спектры электрических потерь по мощности снимались с помощью анализатора спектра GSP-7830.

Для исследования электрических потерь были использованы композитные пленки составов $(\text{Co}_{45}\text{Ta}_{45}\text{Nb}_{10})_x(\text{SiO}_2)_y$ и многослойные плёнки составов $\{(\text{Co}_{45}\text{Ta}_{45}\text{Nb}_{10})_x(\text{SiO}_2)_y\}_{100}\{\text{Si}\}_{100}$ на ситалловых подложках. Концентрации металлической x и диэлектрической y фаз в плёнке менялась в пределах $0,3 < x < 0,6$, $3 < y < 12$, $y = 21 - 30x$. Композитные пленки имели толщину $d \approx 2,2 \dots 6$ мкм, а многослойные пленки: $d \approx 0,6 \dots 1$ мкм. Плёнки получены в ВГТУ методом ионно-лучевого распыления [1]. В работе [1] показано, что структура полученных композитов представляет собой фрагментированные металлические области сплава CoTaNb и области диэлектрика SiO_2 . Размер металлических гранул определяет длину свободного пробега электронов, а соответственно, и сопротивление и электрические потери в плёнках. Поперечные размеры гранул h и продольные размеры l изменялись в пределах $h \approx 1 \dots 3$ нм и $l \approx 10 \dots 30$ нм.

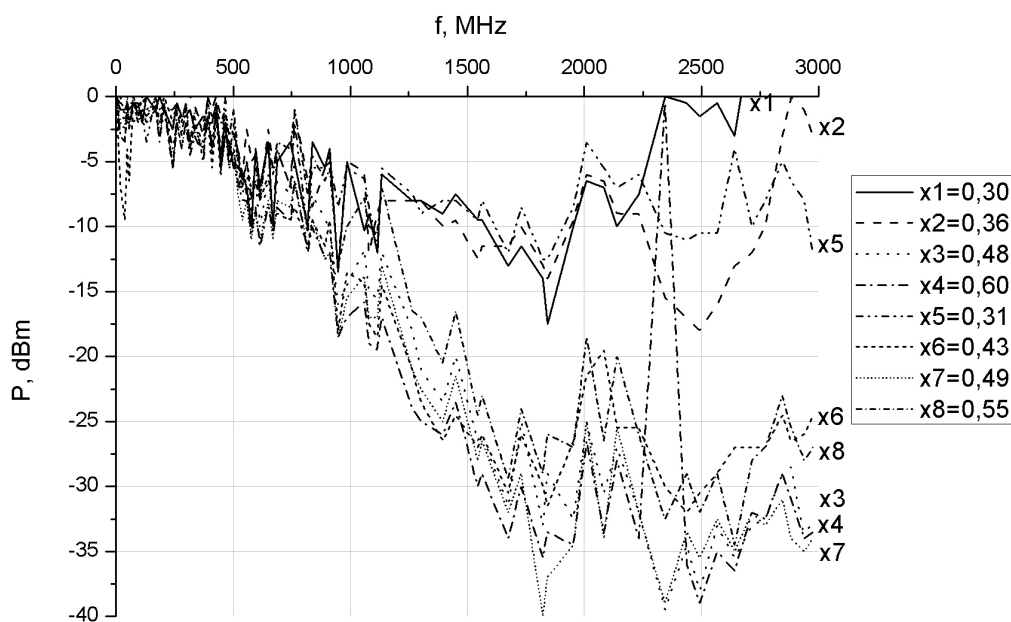


Рис. 1. Спектры электрических потерь в плёнках.

Из рис. 1. видно, что для большой концентрации металла x в композитных плёнках (кривые $x1 - x4$) спектр потерь (затухания тока) в плёнке приближается к спектру медной пластины, т.е. затухание носит индуктивный характер ($x = 0,48; 0,6$). Для малых $x = 0,3$ спектр имеет ёмкостной характер. Для $x = 0,36$ спектр имеет индуктивно-ёмкостной характер. То же самое наблюдается и для многослойных плёнок (кривые $x5 - x8$): при больших x спектр затухания в плёнке также приближается к спектру медной пластины, и затухание носит индуктивный характер ($x = 0,49; 0,55$). При $x = 0,31$ спектр имеет ёмкостной характер, а при $x = 0,43$ спектр имеет индуктивно-ёмкостной характер.

Работа поддержана РФФИ (грант №10-02-01327а).

Руководитель: заведующий кафедрой радиофизики и электроники СыктГУ,
профессор, д.ф.-м.н. Л.Н. Котов.

Литература

1. Калинин Ю.Е, Котов Л.Н, Петрунёв С.Н., Ситников А.В. // Известия РАН. Серия физическая. 2005. Т. 69, №8. С. 1195-1199.

ИССЛЕДОВАНИЕ МАЛОШУМЯЩЕГО АНТЕННОГО ДАТЧИКА В ВИДЕ ПИРАМИДАЛЬНОЙ РУПОРНО-ЛИНЗОВОЙ АНТЕННЫ С ГОФРИРОВАННЫМИ ВСТАВКАМИ

Студент: А.Д. Васькин (5 курс, радиофизический факультет, СПбГПУ)

Доцент: Ю.В. Рыбаков (СПбГПУ)

В ходе предыдущих работ была отработана и исследована экспериментальная конструкция малошумящего антенного датчика в виде конической гофрированной рупорно-линзовой антенны. В этой системе наряду с достоинствами обнаружались некоторые недостатки:

- *трудность изготовления, связанная с необходимостью вытачивания образца на токарном станке;*
- *трудность изменения размеров гофр при экспериментальной доводке;*
- *невозможность работать с одной антенной в существенно различных диапазонах частот.*

В данной работе приведены теоретические и экспериментальные исследования конструкции малошумящего антенного датчика в виде пирамидальной рупорно-линзовой антенны с гофрированными вставками. С помощью данного прототипа удалось устранить вышесказанные недостатки.

Гофрированные рупора широко используются как облучатели зеркальных антенн и значительно меньше как собственно малошумящие антенные датчики. Однако, как показывает опыт, именно такие системы, особенно в сочетании с линзой наиболее подходят для использования в системах дистанционного зондирования влажностных характеристик атмосферы.

1. Цель настоящей работы является теоретическое и экспериментальное исследование малошумящей антенны в виде пирамидально гофрированного рупора. Собственно рупор будет выполнен из четырех симметричных конструктивных элементов, на которых попарно нарезаются гофры для разных диапазонов и в раскрытие будет установлена линза.

Проверку возможности реализации пирамидальной гофрированной рупорно-линзовой антенны было решено выполнить на модели, однодиапазонного пирамидального рупора с гофрированными вставками на диапазон 8 мм и имеющейся линзой с просветлением. Необходимо было исследовать свойства диаграммы направленности подобной антенны как для гладкого рупора, так и для

рупора с гофрированными вставками. Возможность оценки характеристик диаграммы направленности с помощью программного пакета SABOR. И аналогичные характеристики при установке линзы в раскрытие рупора.

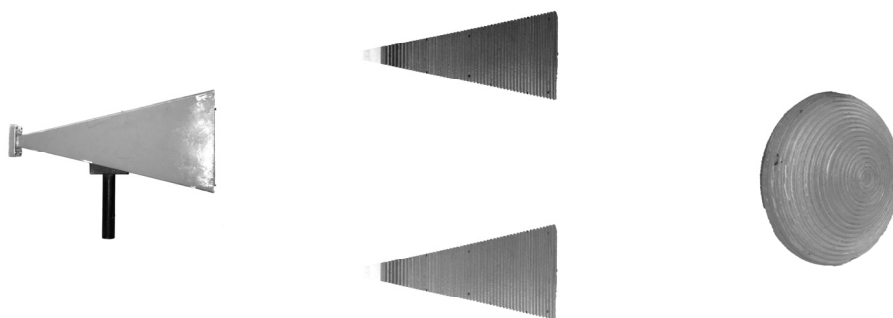


Рис. 1 Исследуемые рупор, гофрированные накладки, линза.

2. Простейшая антенна подобного типа является гладкий пирамидальный рупор. Он имеет равномерное распределение поля в Е плоскости и спадающее в Н плоскости.

На рис. 2 изображены пирамидальный гладкий рупор и его теоретически и экспериментально построенные диаграммы направленности в Е и Н плоскости.

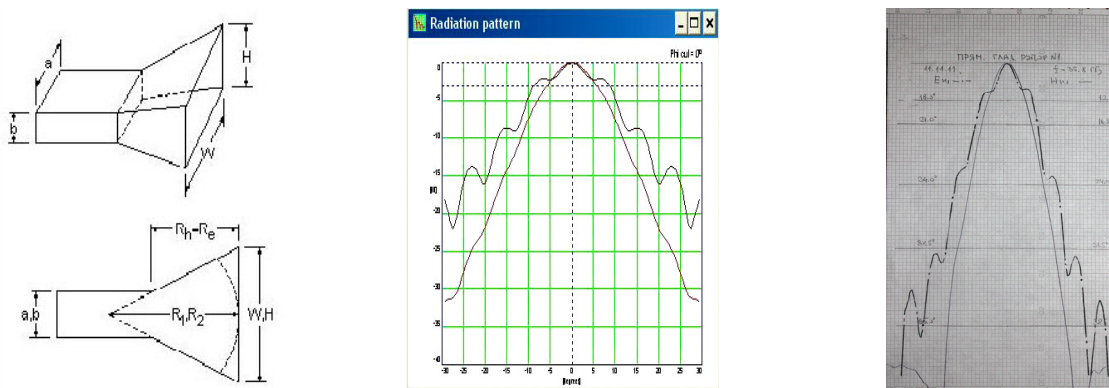


Рис. 2.

3. Использование вместо гладких стенок поверхностей с реактивным импедансом в виде гофр позволяет получить спадающее амплитудное распределение в обеих плоскостях и соответственно более низкий коэффициент рассеяния.

На рис. 3 изображены пирамидальный гофрированный рупор и его теоретически и экспериментально построенные диаграмма направленности в Е и Н плоскости, они совпадают.

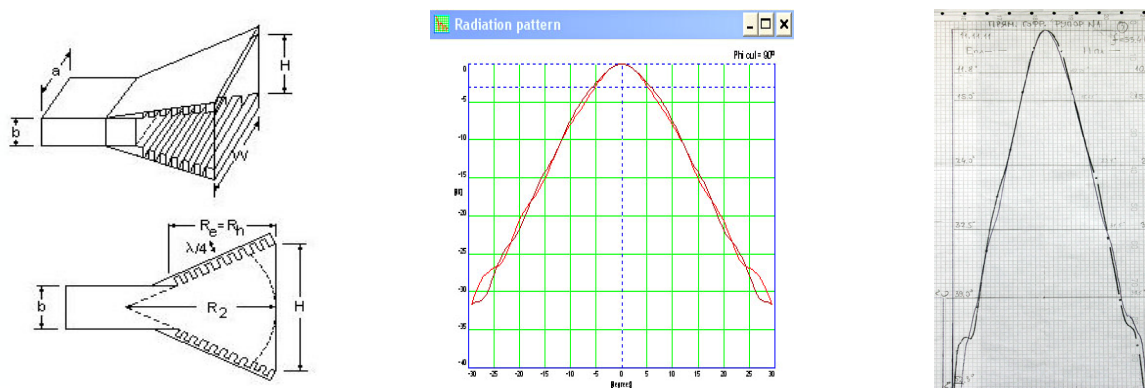


Рис. 3

Из рассчитанных диаграмм направленности видно, что пирамидальный гладкий рупор в Е плоскости имеет слабо спадающие лепестки больше, чем у пирамидального гофрированного рупора, поэтому пирамидальный гладкий рупор будет определять высокий коэффициент рассеяния, выше, чем у пирамидального гофрированного рупора.

В таблице 1 приведены коэффициенты рассеяния β_s гладкого и гофрированного рупоров по разным уровням дБ.

Таблица 1.

Гладкий рупор					
Уровень дБ	β_s в Е, дБ	β_s в Н, дБ	β_s в Е, %	β_s в Н, %	Среднее β_s
-3	-5,449	-4,27	71.48	62.58	67
-5	-3,812	-2,803	58.42	47.55	52,58
-10	-0,692	-1,264	14.72	25.25	19,98
-15	-0,121	-0,547	2.75	7.83	7,29

Гофрированный рупор					
Уровень дБ	β_s в E, дБ	β_s в H, дБ	β_s в E, %	β_s в H, %	Среднее β_s
-3	-3,394	-3,908	54,22	59,33	56,77
-5	-2,088	-2,236	38,16	40,24	39,2
-10	-0,732	-0,688	15,51	14,65	15,08
-15	-0,167	-0,224	3,72	5,02	4,37

4. Были использованы три варианта гофрированных стенок накладок в диапазоне 8 мм волн, вычислены коэффициенты рассеяния по фиксированному уровню.

К внутренней поверхности стенок гладкого пирамидального рупора прикреплялись гофрированные накладки, что позволяет последовательно измерить, как диаграммы направленности гладкого рупора, так и модель с накладками, имеющими разную глубину гофр.

При данном исполнении канавок необходимо удостовериться, можно ли добиться полного равенства диаграмм направленностей в E и H плоскостях. Согласование ребристой структуры с питающим волноводом осуществлялась выбором переменной глубины первых трех канавок.

Из экспериментально полученных диаграмм направленности получили, что образец № 1 с глубиной канавки $h = 2,5$ мм работает в диапазоне частот 31,25...34 ГГц, образец № 2 с глубиной канавки $h = 2,1$ мм работает в диапазоне 33,0...36,5 ГГц, образец № 3 с глубиной канавки $h = 1,9$ мм работает в диапазоне 35,0...36,5 ГГц.

В результате можно сказать, что при изменении глубины канавки гофра, изменяется частотный диапазон работы рупора. Чем меньше канавка гофры, тем больше точка перехода через 0 съезжает в высокочастотную область.

5. При установке в раскрыве рупора диэлектрической линзы распределение становится синфазным, это подтверждается расчетами и диаграммой направленности на рис. 4. Толщина линзы рассчитывается по стандартным формулам. На рис. 4 изображены теоретически и экспериментально полученные диаграммы направленности гофрированной рупорно-линзовой антенны.

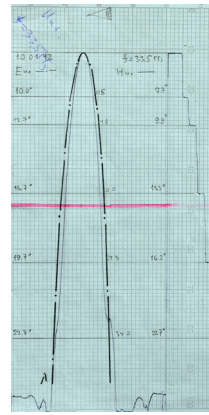
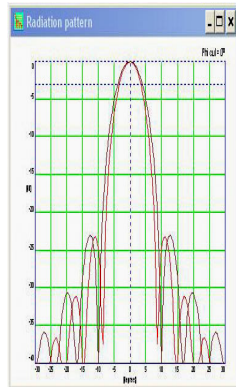


Рис. 4.

Видно, что при установке линзы ширина диаграммы направленности уменьшается. К антенне также прикрепляли гофрированные накладки с разной глубиной гофр.

Из диаграмм направленностей и зависимостей получили, что образец № 1 с глубиной канавки $h = 2,5$ мм работает на частоте 32,9...35 ГГц. Образец № 2 с глубиной канавки $h = 2,1$ мм работает с 35...36,5 ГГц. Из полученных данных можно сказать, что с уменьшением канавки гофра частотный диапазон работы антенны увеличивается.

6. В результате проведенных исследований выяснилось, что можно изготовить пирамидальную гофрированную линзовую антенну, которая будет удовлетворять условиям с теми же параметрами, что и коническая гофрированная линзовая антенна.

В частности, пирамидальная гофрированная антенна имеет спадающее распределение в обеих плоскостях, и соответствующая гофрированная линзовая антенна будет сохранять эти же свойства.

Рабочий диапазон составляет 1,5...2,1 ГГц в зависимости от выбора глубины канавки или 4,2...6 % от центральной частоты.

Уровень боковых лепестков порядка 20 дБ при том обстоятельстве, что линза не вполне соответствует геометрическим размерам рупора.

Пирамидальная гофрированная антенна имеет ряд технологических преимуществ:

- 1) Антенну легче изготовить, следовательно, удешевится процесс фрезеровки.
- 2) С данной антенной легче проводить экспериментальные измерения.
- 3) Данная антенна может работать в нескольких частотных диапазонах, если реализовать рупор в котором противоположные стороны имеют гофрированные накладки разной глубины.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗБУЖДЕНИЯ УЛЬТРАЗВУКА МАГНИТОСТРИКЦИОННЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Студент: А.В. Горинбахер (4 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ)

В последнее время в связи с интенсивным исследованием нелинейных свойств магнитных систем и возможностью получения высококачественных тонких плёнок и других наноразмерных магнитных объектов открываются возможности создания новых материалов для компактных магнитоупругих ВЧ и СВЧ устройств, работающих в нелинейных режимах. Поэтому в настоящее время исследование нелинейной магнитоупругой динамики является перспективным направлением. В частности большой интерес представляет собой исследование возбуждения мощного ультра- и гиперзвука в нелинейном режиме через колебания намагниченности [1].

В работе были собраны несколько схем магнестрикционных преобразователей, работающих на различных частотах. Сначала рассмотрим конструкцию магнестрикционного излучателя (МСИ), работающего на сравнительно низких частотах (около 30 КГц) [2]. МСИ состоит из ферритового стержня, каркаса обмотки возбуждения, кольцевых керамических магнитов, обмотки возбуждения. Чтобы МСИ заработал, нужно чтобы в обмотке возбуждения присутствовал синусоидальный сигнал. Источником синусоидального сигнала был генератор, схема которого показана на рис. 1, собранный на микросхеме ОУ К140УД9. Для усиления сигнала был собран усилитель низкой частоты на микросхеме TDA7294.

Для возбуждения ультразвука на частотах около 450 МГц был собран генератор на лампе 6НЗП [5]. Также была собрана схема генератора на эти же частоты на транзисторе BFR96TS.

Работа магнестрикционного преобразователя на частотах около 30 КГц была проверена, в частности в опыте с кавитацией. При этом на конец ферритового стержня помещалась капля жидкости, и при подстройке генератора под

резонансную частоту стержня, наблюдалось интенсивное появление пузырьков жидкости.

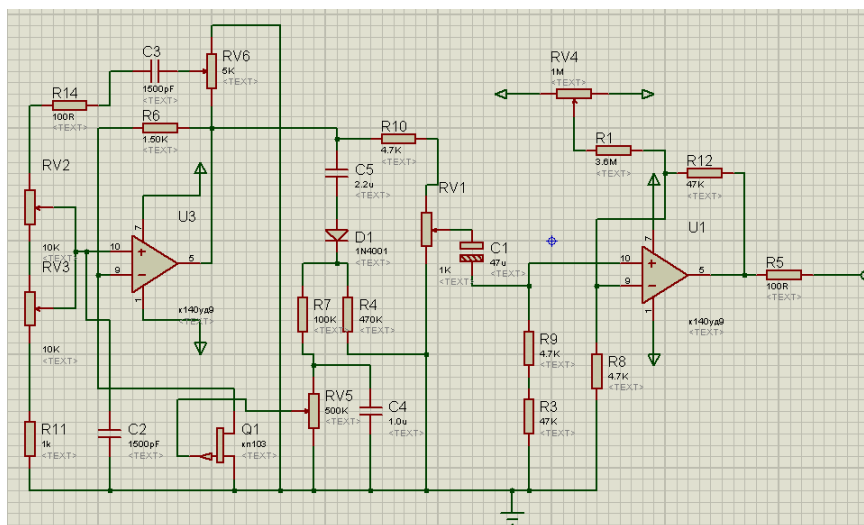


Рис. 1. Схема генератора на ОУ К140УД9.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант №12-02-01035а).

Научный руководитель:

доцент кафедры радиофизики и электроники СыктГУ, к.ф.-м.н. В.С. Власов

Литература

1. Власов В.С. Исследование релаксационных и нелинейной динамики магнитных и магнитоупругих колебаний пленок и частиц. Дис. Канд. Физ.-мат. Наук. М.: МГУ. 2007. 149 с.
2. Майер В.В. Простые опыты с ультразвуком. М.: Наука, 1978. 162 с.
3. Н.М. Шахмаев и др. Физический эксперимент в средней школе. М.: Просвещение, 1991. 223 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕОДНОРОДНОЙ СТРУКТУРЫ ИОНОСФЕРЫ ПОСРЕДСТВОМ РАДИОСИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Аспирант: А.А. Демина (1 год, кафедра радиофизики и информационной безопасности, БФУ им. И. Канта)

В настоящее время методы радиозондирования довольно развиты и широко применяются, однако все же требуют совершенствования по увеличению их точности и чувствительности путем использования современных технологий в измерениях и развития методов обработки данных. В представленной работе разработана методика использования импульсных радиосигналов для диагностики динамической структуры ионосферы и каналов ионосферного распространения КВ-радиоволн, в особенности, ЛЧМ - сигналов. Демонстрируется применение методики сжатия ЛЧМ-сигналов, проводится сопоставление данных полученных по модели и радиосигнала на конкретной радиотрассе.

Линейно-частотно модулированный сигнал (рис. 1) может быть описан следующим образом:

$$S_{LFM}(t) = A \cos(\varphi_0 + \omega_0 [t + at^2/2]), \quad (1)$$

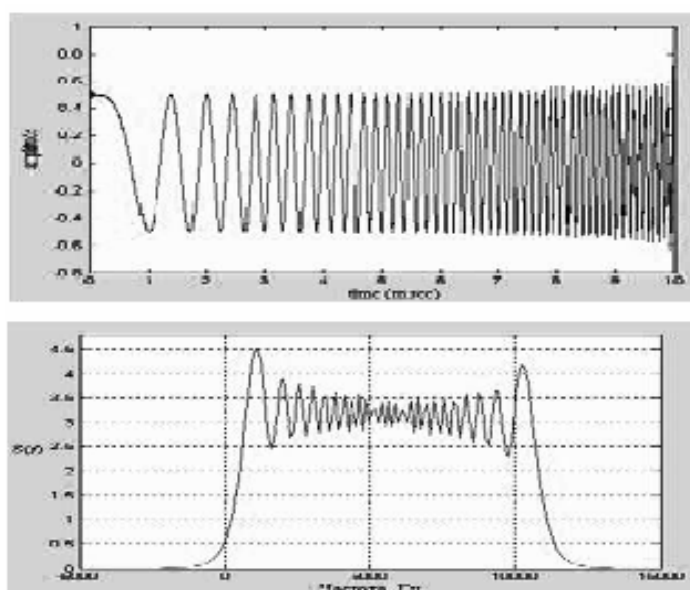


Рис.1 Временное представление модельного ЛЧМ-радиоимпульса
и амплитудный спектр ЛЧМ-сигнала.

где: t – время; A – амплитуда; φ_0 – начальная фаза; ω_0 – начальная частота; a – скорость изменения частоты [1].

В частотной области спектр ЛЧМ описывается:

$$\left\{ \begin{array}{l} S(\omega) = \begin{cases} \frac{A_0}{2} \sqrt{\frac{T_c}{\Delta F_m}}, & |\omega - \omega_0| \leq \frac{\Omega_M}{2} \\ 0, & |\omega - \omega_0| > \frac{\Omega_M}{2} \end{cases} \\ \varphi(\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{4} - \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\Delta\Omega_M} T_c, & |\omega - \omega_0| \leq \frac{\Omega_M}{2} \\ 0, & |\omega - \omega_0| > \frac{\Omega_M}{2} \end{cases} \end{array} \right. \quad (2)$$

В качестве среды для написания модельной программы выбран стандартный пакет программ цифровой обработки данных MATLAB 7.

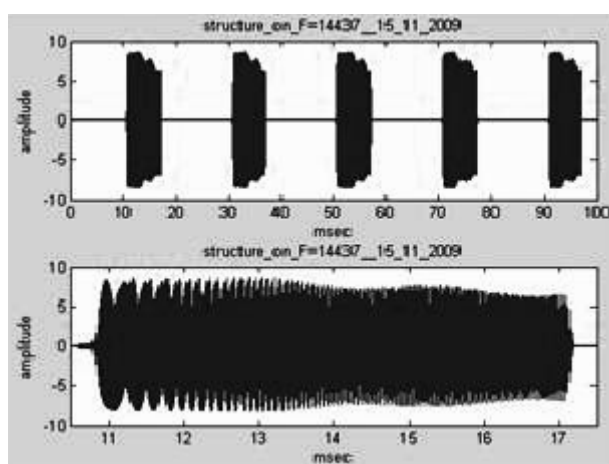


Рис.2. Структура импульсных посылок сигнала на частоте несущей 14437 кГц.

Данные получены на частоте оцифровки сигнала 400 кГц. Это позволило после НЧ-фильтрации выделить все компоненты сигналов с частотами не выше 200 кГц. Осциллирование импульсов по одиночке позволяет рассмотреть их внутреннюю структуру. На рис. 2 показаны импульсные посылки с длительностью около 7 мс.

В алгоритме спектрального анализа применяется операция быстрого преобразования Фурье. Спадание спектра по краям полосы – результат амплитудной модуляции сигнала. Заметен перекося спектра и неравномерность амплитуды. Искажение вершины графика относительно теоретического колебания – результат влияния среды распространения – ионосферы.

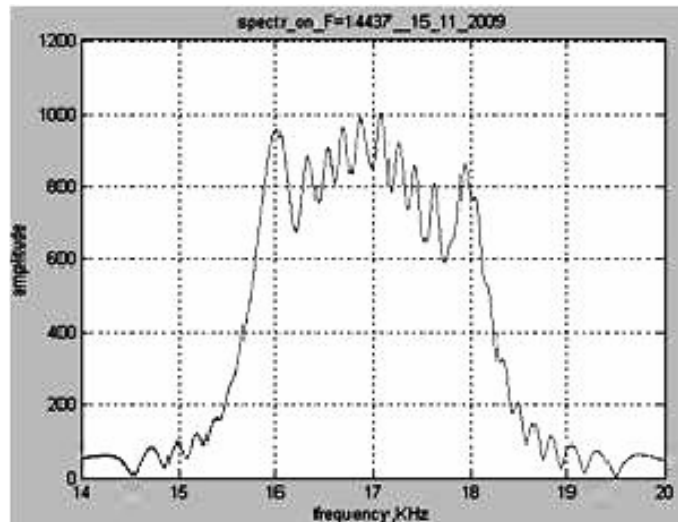


Рис.3 Спектр комплексного радиосигнала станции на частоте несущей.

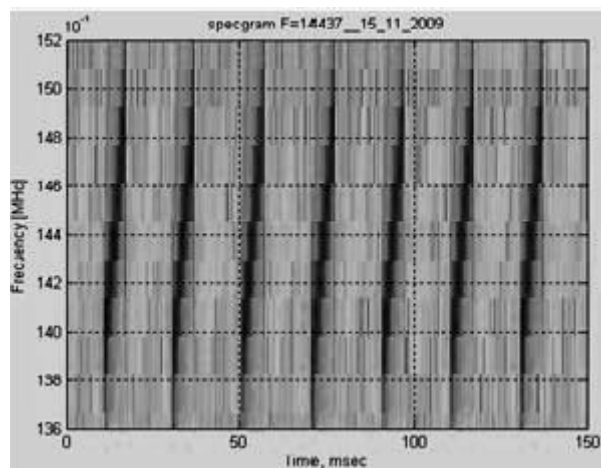


Рис.4 Спектрограмма импульсного сигнала радиостанции.

В порядке демонстрации применяемых в обработке алгоритмов показаны результаты расчета спектрограмм – представление частотного спектра в его изменениях во времени. Точное значение частотной девиации определить трудно – распространения в ионосфере приводят к размытию характеристик.

Оптимальный прием сигнала заключается в получении корреляционной функции (рис. 5) входного сигнала:

$$S_{вых}(t) = \frac{B}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) S^*(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (3)$$

Формы спектров принимаемых ЛЧМ сигналов отличаются от теоретического описания, как по виду, волнообразности вершины спектров, так и по форме их фронтов. Эти искажения обусловлены дисперсионными свойствами ионосферы и многомодовостью сигнала.

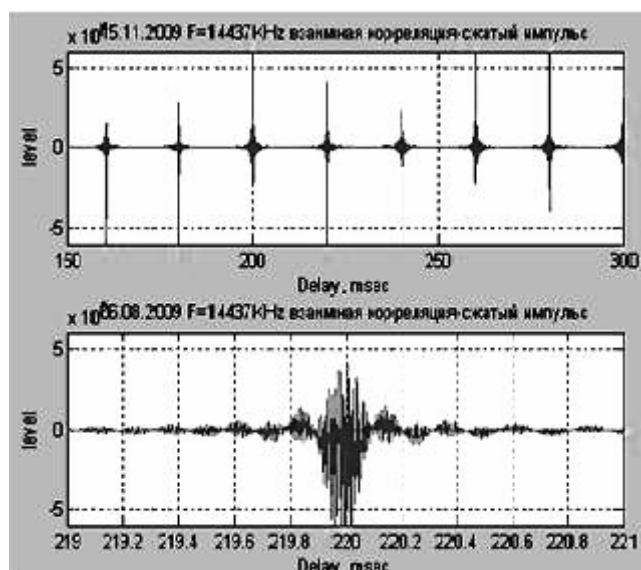


Рис.5 Сжатие импульсного сигнала радиостанции на частоте несущей 14437 кГц.

Разработан алгоритм и компьютерные программы для моделирования ЛЧМ сигнала и его оптимальной обработки с учетом прохождения ионосферной трассы. С использованием разработанных алгоритмов и программ выполнена обработка радиосигналов на станции обсерватории ЗО ИЗМИРАН г. Калининграда и получены их характеристики. Произведен сравнительный анализ результатов моделирования и обработки реальных импульсных ЛЧМ радиосигналов.

Научный руководитель:

заведующий магнитно-ионосферной обсерваторией, к.ф.-м.н. В.П. Иванов;
зав. кафедрой радиофизики, профессор, д.ф.-м.н. В.Е. Захаров.

Литература

1. Бернфельд М., Кук Ч. «Радиолокационные сигналы».- Перевод под ред. Кельзона В.С.- Москва: Изд.во. Советское Радио, 1971
2. Иванов В.П. Применение методов радиоголографии в зондировании неоднородной ионосферы. // Канд.диссерт., 1981, ИЗМИРАН.
3. Поршнева С.В. "Основы работы и программирования MATLAB 7».- Москва: «Бином», 2006.

ВЛИЯНИЕ АСИММЕТРИИ В КОНФИГУРАЦИИ СЕТИ НА КАЧЕСТВО ПРОЦЕДУРЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИСТИННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОТРЕБИТЕЛЯ

Студент: О.В. Дмитриева (6 курс, кафедра радиофизики, СПбГУ)

Основной проблемой передачи энергии на расстояния являются неконтролируемые обрывы проводов на участках энергосети и замыкания их между собой. Реализация алгоритма, способного определять местоположение аварии в энергосетях, а также тип возникшей аварии (различают такие замыкания как провод-земля, провод-провод), на данный момент является актуальной и востребованной задачей.

Простейшая трехфазная сеть представляет собой источник, нагрузки (потребитель), соединительные провода и прибор, измеряющий и записывающий данные по токам и напряжениям (реклоузер), объединенные посредством некоторой конфигурации, называемой далее топологией сети. При разработке алгоритмов используется модельное представление элементов сети, параметры которых описывается матрицами проводимостей (в соответствии со схемой замещения), а связи между этими параметрами задаются законами Кирхгофа и телеграфными уравнениями (для длинных линий) [1].

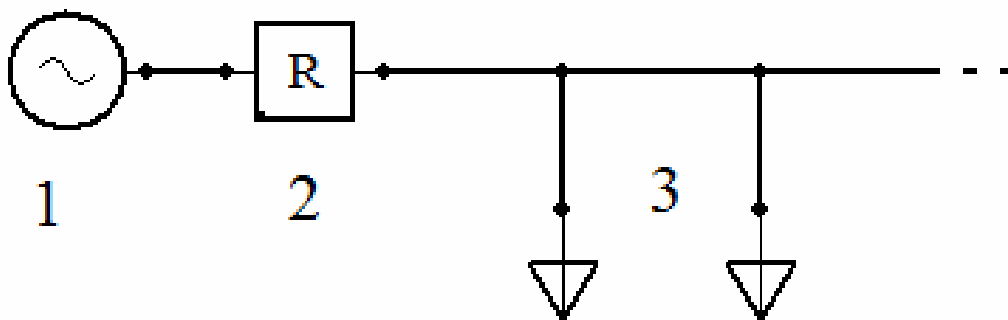


Рис. 1. Участок сети (1 – источник, 2 – реклоузер, 3 - нагрузки).

На практике оказывается, что топология реальной сети может быть недостоверно известна, в частности это касается мощности, потребляемой

нагрузками – как правило, реальная потребляемая мощность меньше ее паспортного значения. Исследования показывают, что по измерениям фазных значений токов и напряжений можно восстановить реальную топологию, однако, это восстановление неоднозначно. [2] Один из вариантов восстановления реальных мощностей нагрузок предложен в работе Афанасьева В.П.[2].

Целью данной работы является тестирование подхода, предложенного Афанасьевым В.П., на сети с простой топологией: источник и две нагрузки (рисунок 2). Анализ алгоритма восстановления истинного значения мощности потребителя показал, что степень асимметрии сети влияет на качество процедуры восстановления матрицы нагрузки.

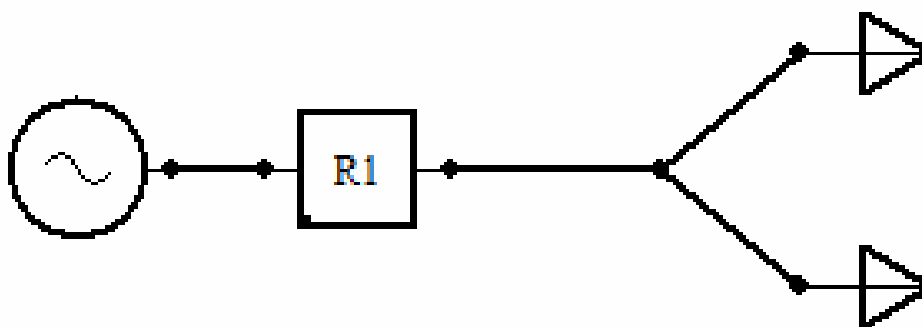


Рис. 2. Тестовая сеть содержит источник, две нагрузки и измерительный прибор.

Под асимметрией имеется в виду отношение величин мощностей нагрузок и длин линий после точки разветвления. Как было выяснено в ходе работы, отношение длин линий слабо влияет на качество процедуры восстановления параметров нагрузок по сравнению с отношением мощностей. Процедура восстановления реальных значений матриц нагрузок тестировалась следующим образом: задавалось отклонение каждой нагрузки от заданного значения мощности («возмущение»), затем проводилось восстановление матриц методом, предложенным в [1], рассматривалось среднее отклонение норм матриц нагрузок в зависимости от процента «возмущения». Данная процедура проводилась для двадцати пяти значений отношения заданных мощностей нагрузок. В результате получили набор равномерных сеток данных, типичный вид которых приведен на рисунке 3 для случая, когда отношение мощностей равно 36.

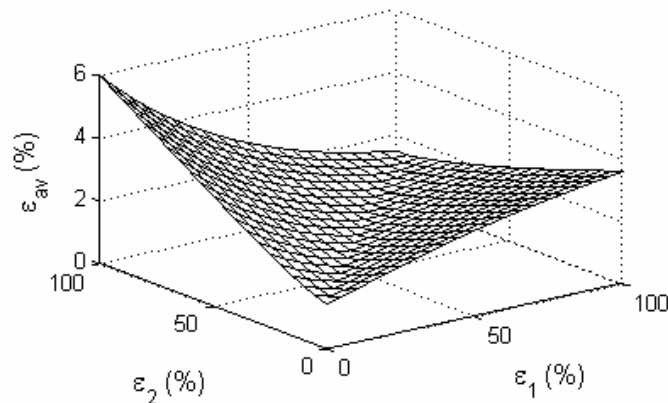


Рис. 3. Зависимость средней погрешности восстановления матриц нагрузок (ϵ_{av}) от процента возмущения первой нагрузки (ϵ_1) и второй нагрузки (ϵ_2).

Результатом работы стало получение зависимости максимальной погрешности восстановления матриц нагрузок от отношения мощностей нагрузок, то есть от асимметрии сети. Как и предполагалось, методика восстановления реальных значений матриц нагрузок по фазным значениям токов и напряжений устойчива и дает хороший результат (в пределах 10% отклонения), если степень асимметрии рассматриваемого участка сети больше 20.

Научный руководитель: Афанасьев В.П., Меркушев А.Г.

Литература

1. Преображенский Д.Ю., Афанасьев В.П. Исследование способов восстановления матриц нагрузок и аварийных замыканий по значениям токов и напряжений в энергосетях. СПб: Сборник докладов X Международной научной конференции «Современные проблемы электрофизики и электродинамики жидкостей», 2012.
2. Афанасьев В.П. Алгоритмы анализа номинальных режимов работы сетей. Концепция построения и вопросы реализации. СПб: 2010.

ОСВОЕНИЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

Студент: А.А. Егоров (4 курс, РТ и РС, ВлГУ)

На сегодняшний день большинство выпускаемой радиоэлектронной продукции в своей схеме имеет как минимум одну программируемую интегральную микросхему, которая значительно уменьшает объем радиоэлектронного изделия, упрощает, удешевляет разводку и стоимость производства.

Имея в наличии такие «функциональные блоки» и установив их на печатной плате, мы сталкиваемся с проблемой плана «Что нужно сделать, что бы микроконтроллер работал именно так как нам нужно? С чего начать? Какие программы для этого понадобятся? Какие языки программирования нам требуется знать для решения, каких либо задач?»

Для освоения микроконтроллеров был выбран простой 8 битный микроконтроллер фирмы Micro Chip PIC16F84A с минимальным количеством функций и с не большим быстродействием. В результате этого был изучен простейший языка программирования Assembler и спроектирован велосипедный спидометр определения скорости с простым семи сегментным индикатором.

В дальнейшем, в качестве ознакомления была освоена ПЛИС фирмы Xilinx, Virtex 5 и пакет прикладных программ Xilinx ISE в которую входит графический язык программирования. Целью его освоения было научиться пользоваться и решать задачи с помощью графического языка высокого уровня и запрограммировать память ПЛИС на отладочной плате. В процессе освоения и изучения материала были сделаны следующие выводы:

- ПЛИС более функциональна нежели микроконтроллер, то есть на её основе можно сделать различные устройства и даже тот же самый микроконтроллер;
- ПЛИС имеет большую производительность, в относительных пределах;
- Стоимость оборудования, программного обеспечения и разработки намного больше чем для микроконтроллера.

На сегодняшний момент начато освоение нового микроконтроллера на базе архитектуры ARM Cortex – M4 фирмы Free Scale, который установлен на отладочной плате TWR-K40X256: Kinetis K40 Tower System Module. Новые наборы для платформы Tower System дают разработчикам все необходимое для быстрого старта с возможностью анализа проекта, макетирования и непосредственно разработки. Каждый набор включает в себя главный микроконтроллерный модуль и, как минимум, еще один модуль периферии (например, модуль памяти или модуль последовательных интерфейсов) и вертикальные кросс-платы, объединяющие модули системы и распределяющие питание между ними.

Отличительные особенности:

- Ядро ARM Cortex-M4 с производительностью до 1,25 DMIPS/МГц с поддержкой DSP-инструкций.
- До 32 каналов контроллера прямого доступа к памяти (DMA).
- Широкий выбор микроконтроллеров по уровню.
- Сверхнизкое энергопотребление.
- Масштабируемость объема памяти: от 32 КБайт FLASH/8 КБайт RAM до 1 МБайт FLASH / 128 КБайт RAM.
- Опционально 16 КБайт кэш-памяти для оптимизации пропускной способности шины и исполнения кода из FLASH.
- Модуль FlexMemory, оснащенный до 512 КБайт энергонезависимой памяти FlexNVM и до 16 КБайт FlexRAM. FlexNVM может выполнять функции дополнительной FLASH памяти программ .
- Встроенная EEPROM память выдерживает более 10 млн. циклов перезаписи.
- Скорость записи/стирания на порядок выше, чем у традиционной EEPROM.
- Высокоскоростной, прецизионный 16-битный АЦП, 12-битный ЦАП, программируемые усилители, высокоскоростные компараторы и внутренние источники опорного напряжения.
- Интерфейс емкостных сенсоров касания.
- Коммуникационные интерфейсы: UARTs (ISO7816), IrDA, I2S, CAN, I2C и DSPI.

- Аппаратный модуль циклической проверки избыточным кодом, обеспечивающий проверку достоверности содержания памяти/передаваемых данных и увеличивающий надежность системы.
- Модуль наблюдения за корректностью выполнения программы с независимой синхронизацией.
- Внешний сторожевой монитор.
- Функциональные таймеры FlexTimer с поддержкой режимов общего назначения, ШИМ и управления электродвигателем.
- Передатчик с функцией модуляции несущей для формирования сигналов IrDA.
- Программируемый таймер прерываний для формирования временных интервалов планировщика задач операционной системы реального времени или сигнала пуска АЦП.
- Многофункциональный интерфейс внешней шины, обеспечивающий связь с внешними устройствами памяти, ПЛИС или ЖКИ.
- Линии ввода/вывода общего назначения, толерантные к 5-вольтовому уровню сигнала и функцией прерывания.
- Широкий диапазон напряжения питания от 1.71 В до 3.6 В.
- Диапазон рабочих температур: -40...+105°C.

В настоящее время осуществляется перевод литературы по языку программирования и документации на МК на русский язык.

Исследованный микроконтроллер имеет большой спектр отличительных особенностей и функциональности, что позволит применять его в различных отраслях техники. Так же его освоение позволит изучить язык высокого уровня, такой как C++, который входит в пакет прикладных программ для данного микроконтроллера.

Научный руководитель: доцент ФРЭМТ ВлГУ, к.т.н. Г.Д. Давыдов.

ВЛИЯНИЕ ТОПОЛОГИИ ПОВЕРХНОСТИ НА ГЕОМЕТРИЮ ДИФРАКЦИОННОГО ПИКА ПРИ РЕНТГЕНОФАЗОВЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ

Студент: А.О. Жигачев (5 курс, кафедра ТЭФ, ТГУ имени Г.Р. Державина)

Рентгеноструктурный и рентгенофазовый анализ на настоящий момент являются одними из наиболее применяемых для изучения структуры и фазового состава методов.

В наиболее часто применяемой сегодня геометрии Брегга-Брентано на отражение поверхность образца должна представлять собой, в идеальном случае, часть цилиндра соосного с цилиндром, образуемым фокусирующей окружностью, что практически невозможно осуществить, т.к. ее радиус является величиной, зависящей от угла сканирования. Ряд исследований позволил определить коррекции необходимые для учета того, что реальная поверхность образца представляет собой плоскость. Учет дефектов поверхности играет большую роль для проведения анализа рентгенограмм.

В данной работе было произведено сравнение геометрии пиков получаемых при дифракции рентгеновского излучения реальных поверхностях, содержащих макроскопические дефекты с идеальной геометрией, рассчитываемой по методу фундаментальных параметров. Измерения проводились на рентгеновском дифрактометре Bruker AXS D2 Phaser, в геометрии Брегга-Брентано на отражение.

В качестве рабочего материала был выбран порошок LiF, характеризующийся кристаллической решеткой с высокой степенью симметрии, что позволило исключить влияние соседних пиков на геометрию исследуемого рефлекса. На рис. 1 приведена информация о топологии поверхности исследуемого материала в центре рабочей зоны.

Снятие дифрактограмм производилось с помощью рентгеновского дифрактометра Bruker AXS D2 Phaser, работающего в геометрии Брегга-Брентано на отражение.

Съемка дифрагированного излучения производилась в угловом диапазоне 2θ , °: 43,5 – 46,0. В этом диапазоне расположен дифракционный пик второго порядка, соответствующий семейству атомных плоскостей {001}.

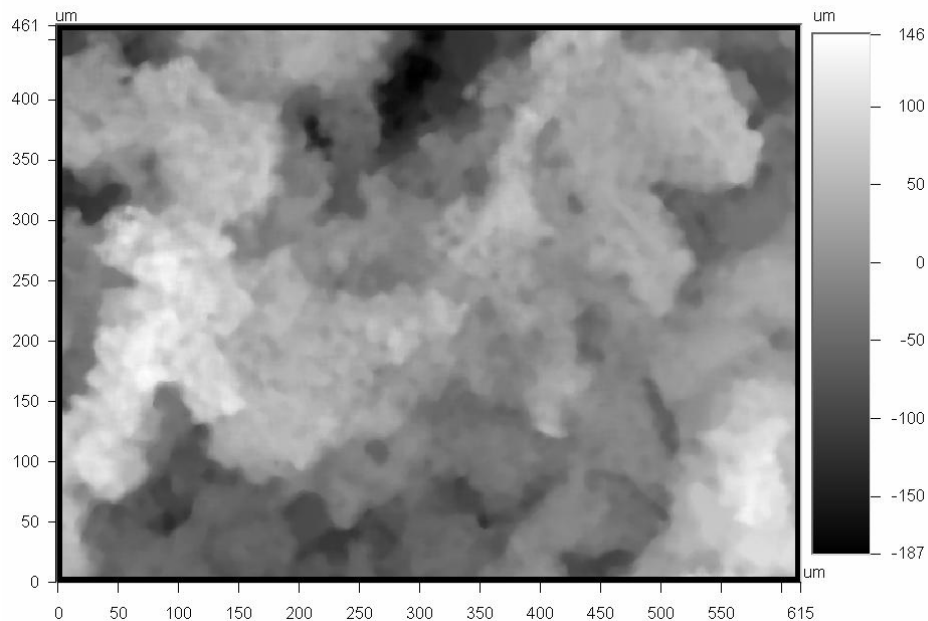


Рис.1. Топология поверхности реального образца в центре рабочей зоны

Ниже, на рис. 2 приведена полученная дифрактограмма (полые кружки) и профиль пика рассчитанный методом фундаментальных параметров.

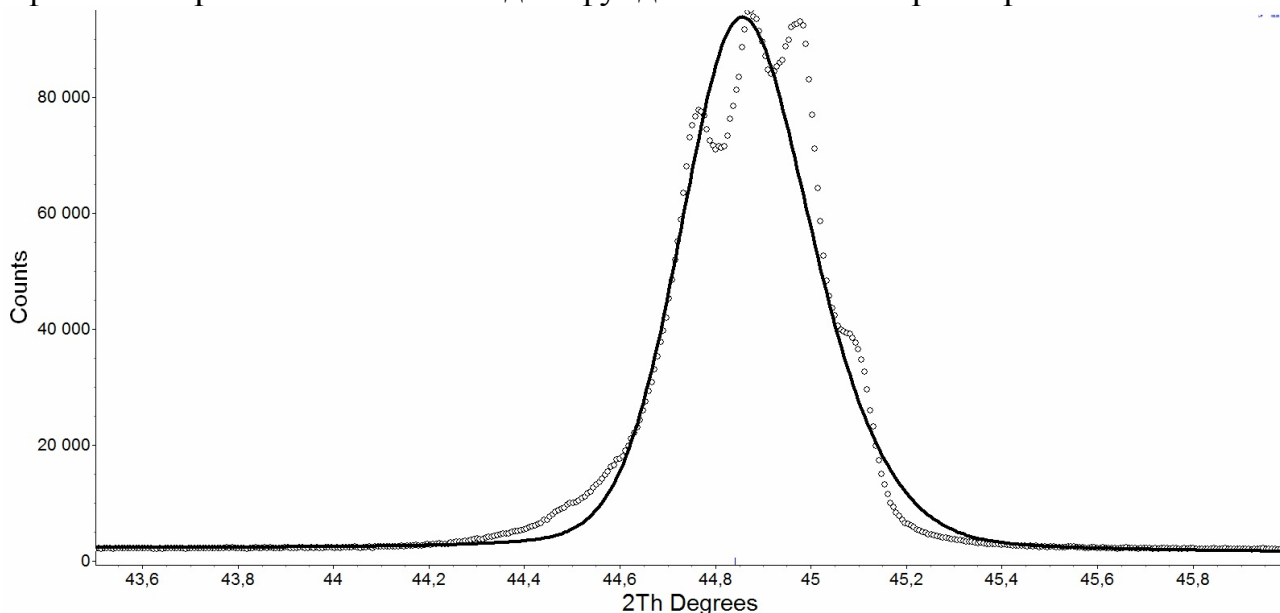


Рис.2. Сравнение полученных данных с идеальным профилем пика.

Значительно расхождение экспериментального и теоретических профилей можно объяснить тем, что расположение действительно диффрагирующей поверхности образца относительно фокусирующей окружности различно для разных точек поверхности образца, что вызвано наличием большого числа макроскопических дефектов (см. рис. 1). Значительно лучше удается описать профиль пика при использовании нескольких независимых дифракционных пиков, описываемых при помощи метода фундаментальных параметров, что показано на рис. 3. На рис. 3 вертикальные линии соответствуют расположению максимумов пиков, серым цветом показан форма отдельного пика.

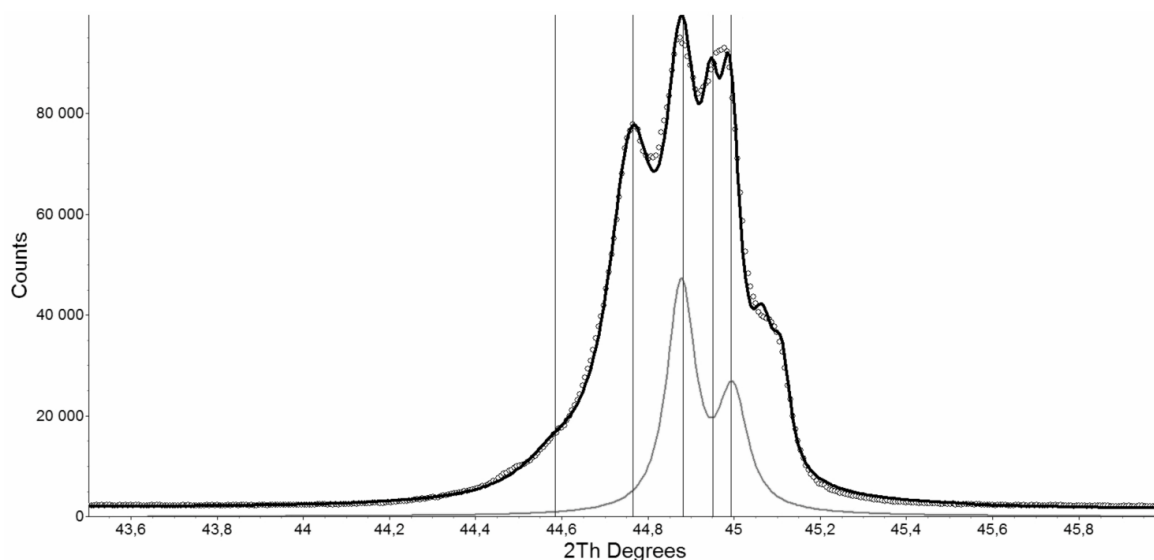


Рис. 3. Описание профиля при помощи нескольких пиков.

Можно предположить, что расположение пиков, описывающих реальный профиль, определяется наиболее распространенным положением диффрагирующей площадки относительно “нулевого уровня”. Таким образом, возможно существование корреляции между профилем реального пика и распределением материала по высоте. Дальнейшее исследование этого вопроса может служить основанием для создания методов определения некоторых характеристик поверхности по форме дифракционных пиков.

Руководитель: доцент, к.ф.-м.н. А.В. Умрихин.

РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА КВАДРАТИЧНОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО ДЕТЕКТОРА СВЧ-МОЩНОСТИ ЗА СЧЕТ СМЕЩЕНИЯ ЕГО РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Студент: М.С. Заритовский (5 курс, кафедра РФ, СПбГПУ)

Детекторы СВЧ колебаний являются необходимыми элементами разных радиоэлектронных систем. Они выполняются на нелинейном элементе с ФНЧ на выходе. Известны диодные и транзисторные детекторы. Перспективная схема транзисторного детектора приведена на рис. 1 [1]. В ней высокочастотный транзистор Т1 – это нелинейный элемент с НЧ фильтром R3C3 в цепи коллектора. Через эмиттерный повторитель на транзисторе Т2 сигнал подаётся на выход, и через него организована обратная связь (ОС) для управления положением рабочей точки Т1. В [1] представлены итоговые рабочие характеристики схемы – детекторная, динамический диапазон, частотная, а также их САД оптимизация при изменении параметров схемы.

В данной работе отдельно выделено исследование действия ОС на детекторную (передаточную) характеристику $U_{нч} = U_{нч}(P_{вх})$. Т1 рассматривается как нелинейный элемент с экспоненциальной зависимостью $i_k = I_{обр} \cdot \exp(U_{бэ} / \varphi_t)$ без учета обратной реакции с его выхода на вход.

Расчет и измерение передаточной характеристики детекторов можно выполнить при подаче бигармонического или АМ СВЧ сигнала на вход [2]. Наши расчеты выполнены для СВЧ сигнала со 100% АМ: $U_{вх} = U_m(1 + \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$. В качестве выходного сигнала рассматриваются НЧ компоненты i_k в виде: $U_{вых} = \sum U_k \cdot \cos(k\Omega t)$. За передаточную характеристику принимается зависимость $U_1(U_m^2)$.

При $U_{бэ1} = U_{бэ0} + U_{вч}$ первоначально анализируется действие ВЧ гармонического сигнала $\Delta x = x \cdot \cos(\omega_0 t)$, $x = U_m / \varphi_t$. Получено представление экспоненты в виде $\exp(\Delta x) = \sum_k A_k \cdot \cos(k\omega_0 t)$, а для амплитуд A_0, A_1, A_2, A_3

получены их представления в виде рядов по x . Интерес представляет

$$A_0 = 1 + \frac{x^2}{2!} \cdot \frac{1}{2} + \frac{x^4}{4!} \cdot \frac{3}{8} + \frac{x^6}{6!} \cdot \frac{10}{32} + \dots$$

компонента A_0 отклика представляется уже рядом Фурье:

$A_0(x_m(1 + \cos \Omega t)) = \sum_n K_n \cos(n\Omega t)$. Амплитуды K_n найдены аналитически, в частности

$$K_0(x_m) = 1 + \frac{3}{8}x_m^2 + \frac{35}{512}x_m^4 + \frac{77}{12288}x_m^6 + \frac{225225}{660 \cdot 10^6}x_m^8;$$

$$K_1(x_m) = \frac{1}{2}x_m^2 + \frac{7}{64}x_m^4 + \frac{11}{1024}x_m^6 + \frac{24745}{41 \cdot 10^6}x_m^8;$$

$$K_2(x_m) = \frac{1}{8}x_m^2 + \frac{7}{128}x_m^4 + \frac{55}{8192}x_m^6 + \frac{35035}{82 \cdot 10^6}x_m^8.$$

Видно, что амплитуда $K_1(x_m)$ основной гармоники Ω при малых x_m квадратична, однако с ростом x_m она растёт быстрее. Для её приближения к идеальной квадратичной зависимости необходима коррекция множителем $a_{корр}(x_m)$, таким, чтобы $K_1(x_m) \cdot a_{корр}(x_m) = 0,5 \cdot x_m^2$. Рассчитанные значения $a_{корр}(x_m)$ приведены на рис. 2.

Реализация требуемых значений $a_{корр}(x_m)$ выполняется применением отрицательной ОС по постоянному току. Управляющий сигнал – это приращение $\Delta K_0(x_m) = K_0(x_m) - 1$.

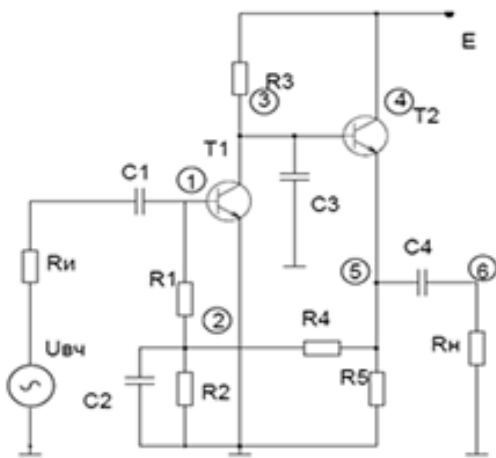


Рис.1. Схема транзисторного детектора

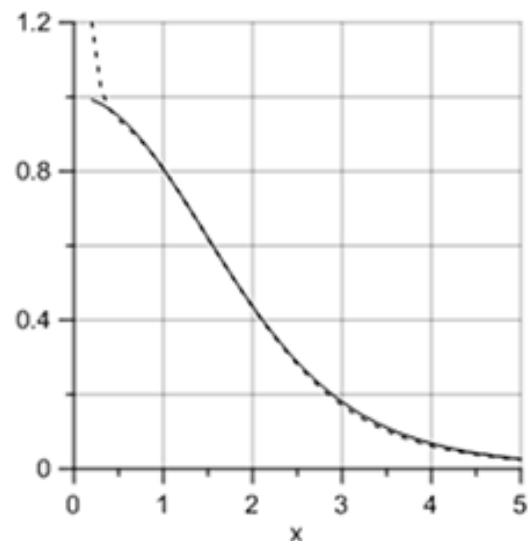


Рис.2. Зависимость $a_{корр}(x_m)$

Рис. 3 показывает возможность управления – общий множитель $\exp(-\Delta U / \varphi_t)$ к отклику нелинейного элемента – при изменении ΔE напряжения источника смещения для Т1, $p = \Delta E / \varphi_t$, параметр q отражает учет разных выходных сопротивлений R_o источника, ΔU – изменения положения рабочей точки Т1 из-за ΔE . При изменении напряжения $E - \Delta E$ ($\Delta E > 0$) рабочая точка изменяется $U_{бэ0} - \Delta U$ ($\Delta U > 0$). Совместное решение уравнений для ВАХ НЭ и «нагрузочной» линейной зависимости дает уравнение

$$\frac{(E - \Delta E) - (U - \Delta U)}{R_s} = i_{\kappa} (U_0 - \Delta U) = I_{нас} \cdot e^{\frac{U_0}{\varphi_t}} \cdot e^{\frac{-\Delta U}{\varphi_t}} = i_0 \cdot e^{\frac{-\Delta U}{\varphi_t}}.$$

Отсюда получаем:

$$\Delta E - \Delta U = i_0 R_s (1 - e^{\frac{-\Delta U}{\varphi_t}}), \quad i_0 R_s = q.$$

Это уравнение решено численно с помощью приложения MathCAD, см. рис. 3.

При замкнутой ОС $\Delta E(x) = M_q \cdot \Delta K_0(x)$, M_q определяется установленной глубиной ОС. Результирующее изменение $\exp(-\Delta U / \varphi_t)$ находится как совместное решение с линейной зависимостью $C \cdot p$ (см. рис. 3), где $C = \frac{a_{корр}(y) \cdot \Delta K_0(y)}{\Delta K_0(x_m) \cdot p(y)}$, а $y = x_{m0}$ – выбранная точка ”привязки” (зависит от M_q), при которой найденный из решения общий множитель $\exp(-\Delta U / \varphi_t) = B(y)$ равен требуемому (расчетному) значению $a_{корр}(x_m)$.

На рис. 4 приведены отклонения детекторной характеристики при ОС от идеальной квадратичной зависимости при точке привязки $y = 2,7$ для двух значений q . Как видно, отклонение не превышает 0,5 дБ при U_m до $3,2\varphi_t$. Здесь же пунктиром (вверх) показано отклонение исходной детекторной характеристики без ОС. На рис. 5 приведены отклонения детекторной характеристики при точке привязки $y = 4,2$, отклонения не превышают 1 дБ при U_m до $4,2\varphi_t$. На рис. 6 представлена сама детекторная характеристика при этой привязке. Рабочий диапазон детектора простирается до 50 мВт.

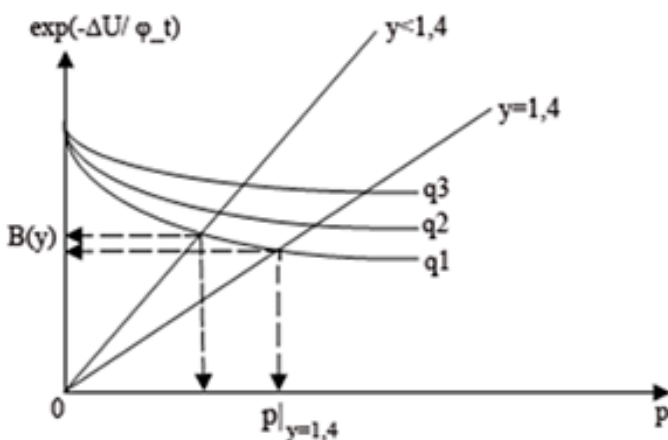


Рис.3. Нахождение рабочей точки и определение её изменения

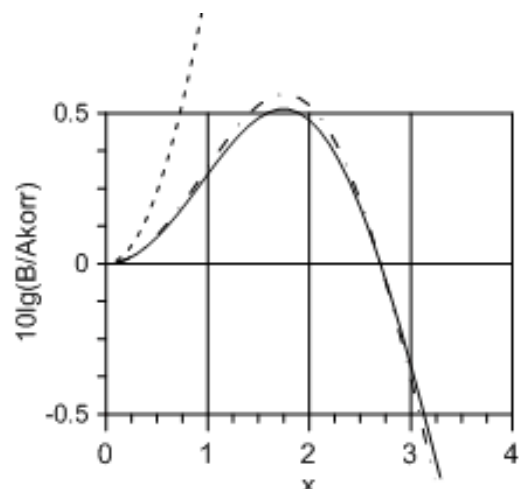


Рис.4. Отклонения детекторной характеристики от идеальной квадратичной зависимости

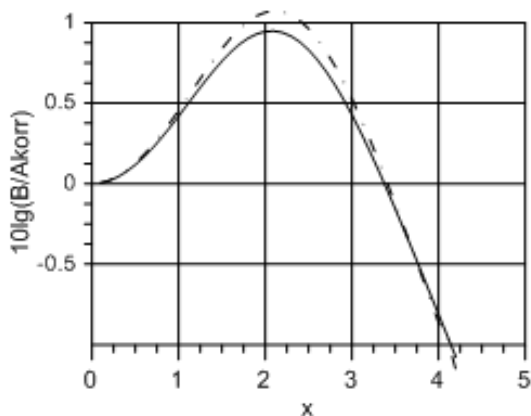


Рис.5. Отклонения детекторной характеристики для точки привязки $y=3,8$

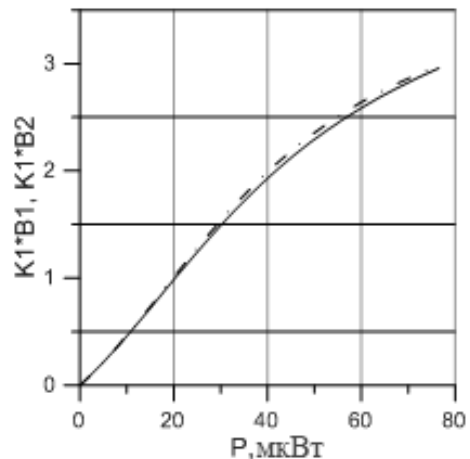


Рис.6. Детекторная характеристика

Таким образом, исследования показывают возможность существенного увеличения диапазона квадратичного детектирования в транзисторном детекторе СВЧ мощности за счет смещения рабочей точки транзистора при использовании отрицательной обратной связи.

Авторы выражают благодарность Ю.А. Матвееву за предоставление схемы детектора, его реальных рабочих характеристик и обсуждение результатов.

Научные руководители: проф. каф. радиофизики СПбГПУ, д.ф.-м.н. А.П. Лавров,
доц. каф. радиофизики СПбГПУ, к.ф.-м.н. С.И. Иванов

Литература

1. Иванов С.И., Лавров А.П., Матвеев Ю.А. Разработка и исследование транзисторных детекторов СВЧ-мощности для радиометров // Радиотелескопы, аппаратура и методы радиоастрономии.- СПб: ИПА РАН.- 2011.- С.138.
2. Reinhardt V.S. et al. Methods for measuring the power linearity of microwave detectors // IEEE Trans. MTT.- 1995.- V.43, №4.- P.715.

РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ОТ НЕОДНОРОДНОГО МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СЛОЯ

Студент: Ю.П. Казанова (1 курс магистратуры,
кафедра радиопизики и электроники СыктГУ)

В практическом применении теории электромагнитных волн, часто встречаются задачи взаимодействия волн с неоднородными структурами. На данный момент не предложено универсального способа для решения подобных задач. Для решения таких задач можно использовать приближенные аналитические методы. Одним из этих методов является метод Вентцеля-Крамерса-Бриллюэна (ВКБ). Он является довольно точным при учете критерия применимости, а также учитывает зависимость коэффициента отражения (прохождения) от магнитной и диэлектрической проницаемости исследуемой среды с высокой точностью. В работе исследуется отражение и распространение электромагнитной волны через слой неоднородного магнитодиэлектрика методом ВКБ. Рассмотрим геометрию задачи, которая показана на рис. 1.

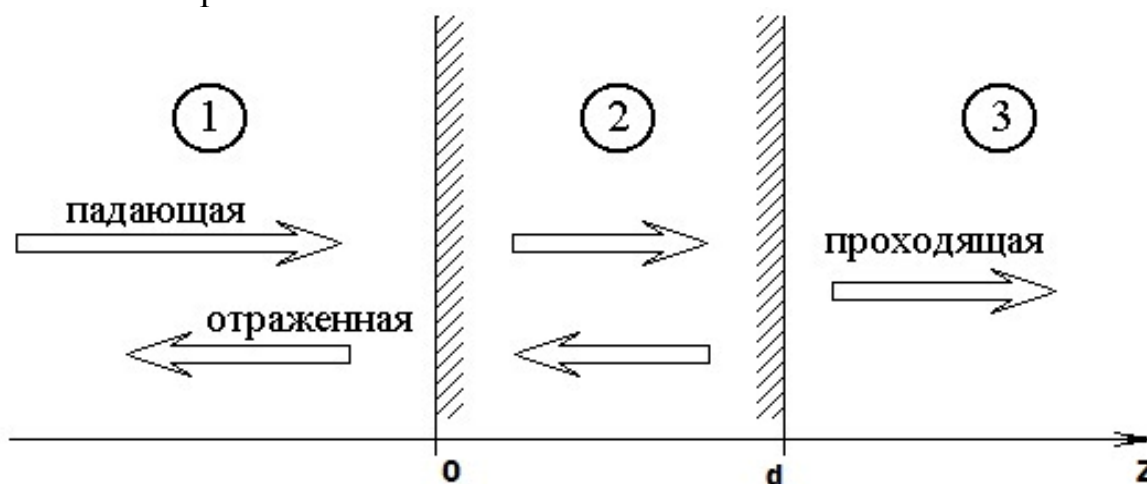


Рис.1. Геометрия задачи.

На рис. 1 показана схема падения волны с амплитудой A , первоначально распространяющейся в среде 1, на границу раздела сред 1 и 2, расположенную при

координате $z=0$. Среда 2 является неоднородным магнитоэлектриком. В той же среде 1 распространяется отраженная волна с амплитудой B . Внутри среды 2 между её границами при координатах $z=0$ и $z=d$ в прямом и обратном направлениях распространяются волны с амплитудами C и D . В среде 3 распространяется проходящая волна с амплитудой E .

Распространение волны в слое магнитоэлектрика описывается уравнениями Максвелла с неоднородными материальными параметрами. При нормальном падении волны можно получить, продифференцировав по координате следующие уравнения:

$$\frac{d^2 H_x(z)}{dz^2} + \omega^2 \varepsilon(z) \varepsilon_0 \mu(z) \mu_0 H_x = 0 \quad \frac{d^2 H_y(z)}{dz^2} + \omega^2 \varepsilon(z) \varepsilon_0 \mu(z) \mu_0 H_y = 0. \quad (1)$$

Эти выражения являются дифференциальными уравнениями второго порядка, которые можно решить методом ВКБ. В нашем случае решение может быть записано следующим образом:

$$H_x = (\omega^2 \varepsilon(z) \varepsilon_0 \mu(z) \mu_0)^{-1/4} \cdot \left[D e^{i \int \sqrt{\omega^2 \varepsilon(z) \varepsilon_0 \mu(z) \mu_0} dz} + C e^{-i \int \sqrt{\omega^2 \varepsilon(z) \varepsilon_0 \mu(z) \mu_0} dz} \right]. \quad (2)$$

Используя стандартные электродинамические граничные условия (непрерывность тангенциальных компонент напряженностей), можно определить амплитуду отраженной волны. Коэффициент отражения равен отношению амплитуды отраженной волны к падающей [1]. При рассмотрении падения волны на пленку толщиной d , коэффициент отражения, вычисленный методом ВКБ, при учете неоднородности магнитной и диэлектрической проницаемостей второй среды, будет равен:

$$R = \frac{(k_1 - \{k_2 + \eta(0)\})(\{k_2 + \eta(d)\} + k_3) e^{ik_2 d} + (k_1 + \{k_2 - \eta(0)\})(\{k_2 - \eta(d)\} - k_3) e^{-ik_2 d}}{(k_1 + \{k_2 + \eta(0)\})(\{k_2 + \eta(d)\} + k_3) e^{ik_2 d} + (k_1 - \{k_2 - \eta(0)\})(\{k_2 - \eta(d)\} - k_3) e^{-ik_2 d}}, \quad (3)$$

$\eta(z) = \frac{1}{4} i \left(\frac{\mu'(z)}{\mu(z)} + \frac{\varepsilon'(z)}{\varepsilon(z)} \right)$, где k_i – волновые числа в соответствующей среде.

Критерием применимости метода ВКБ в нашем случае является:

$$\left| \frac{\varepsilon'(z)}{\varepsilon(z)} + \frac{\mu'(z)}{\mu(z)} \right| \ll 2k_2(z). \quad (4)$$

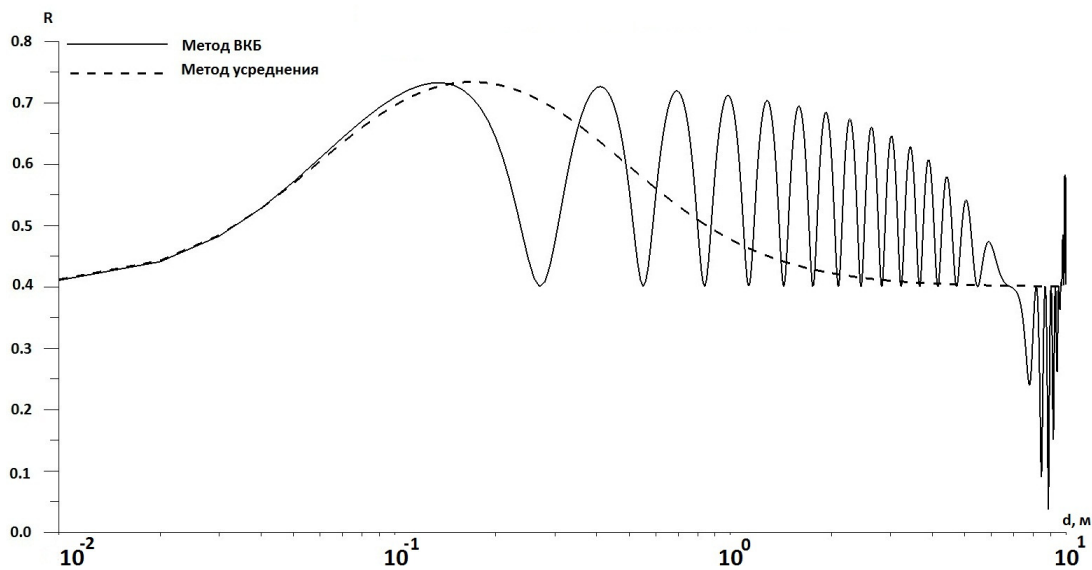


Рис.2.

На рис. 2 показано сравнение расчетов коэффициентов отражения в зависимости от толщины неоднородного слоя, полученные методом ВКБ при учете критерия применимости и методом усреднения. Предполагаем, что толщины измеряются в одних и тех же единицах, а волновые числа – в единицах им обратных. Волновые коэффициенты первой и третьей сред: $k_1 = 3\text{ м}^{-1}$; $k_3 = 7\text{ м}^{-1}$. Для вычисления волнового коэффициента второй среды используем следующие параметры: $\omega = 2 \cdot 10^8 \text{ Гц}$; $\varepsilon_2 = 10$; $\mu_2(d) = 31 - 3 \cdot d$.

Из рис. 2 видно, что метод ВКБ дает более точный результат, по сравнению с методом усреднения.

Руководитель: доцент, к.ф.-м.н. В.С. Власов.

Литература

1. Антонец И.В. Щеглов В.И. // Распространение волн через многослойные структуры. ИПО СыктГУ Сыктывкар 2011.

СИСТЕМА СБОРА ДАННЫХ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ ФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Студент: Д.О. Квочкин (5 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ)

Основной задачей физического эксперимента является измерение физических величин для дальнейшего их анализа и установления взаимосвязей между ними. Сбором и анализом измеряемых величин, индикацией и хранением выходных данных может заниматься персональный компьютер. Для реализации этого необходимы одна или несколько плат сбора данных (ПСД), функциями которых будут измерения, первичная обработка полученной информации и ввод в компьютер результатов, а также генерирование и выдача некоторых управляющих сигналов.

Ниже описан вариант построения подобной системы сбора данных. Процесс построения состоит из трёх этапов: разработка и изготовление платы сбора данных, изготовление схемы сопряжения и написание соответствующего программного обеспечения для персонального компьютера.

Плата сбора данных реализована на микроконтроллере АТмега8L, в составе которого имеется 6-и каналный 10-и разрядный АЦП, 1 Кбайт внутренней оперативной памяти и 512 байт EEPROM, что позволяет делать выборку длинной серии, снижая, таким образом, погрешность измерения входного сигнала.

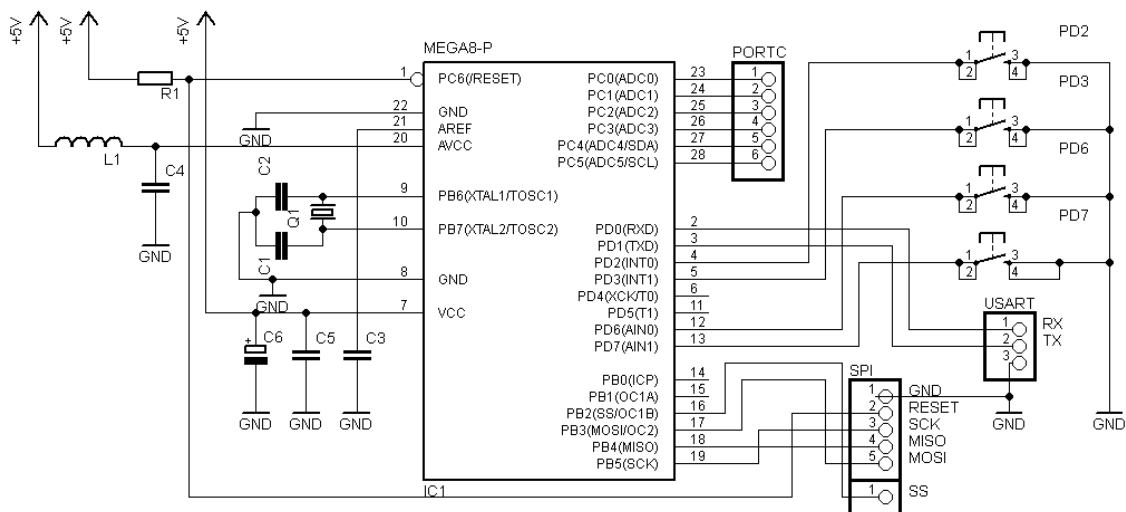


Рис.1. Принципиальная схема ПСД.

На плате данного устройства (рис. 1) установлен LC-фильтр нижних частот (L1, C4) для стабилизации питания АЦП микроконтроллера, а также поставлен конденсатор, шунтирующий источник опорного напряжения АЦП (C3). Это включение является стандартным для данного микроконтроллера и обеспечивает минимальную ошибку при оцифровывании входного сигнала, составляющую ± 2 LSB (наименьших значащих битов). Обратная сторона двустороннего текстолита, на котором производится монтаж устройства, является общим проводом аналоговой части и соединена с общим проводом цифровой части устройства в единственной точке. Это так же является одной из мер подавления лишних шумов, наводящихся на аналоговые входы АЦП [1, 2].

Входной сигнал поступает на канал АЦП ADC0. Управляющая программа микроконтроллера предусматривает работу устройства в режиме ручного запуска, осуществляемого с помощью кнопки PD2. Входной сигнал после одной выборки-преобразования представляет собой 1 байт информации, помещаемый в SRAM. По заполнению 128 ячеек (128 выборок), массив данных из оперативной памяти микроконтроллера передаётся на персональный компьютер через приёмопередатчик USART по интерфейсу RS-232.

Схема сопряжения платы микроконтроллера с компьютером (рис. 2) выполнена на микросхеме FT232RL фирмы FTDI и представляет собой конвертер USB-USART. Также данная плата может использоваться как программатор.

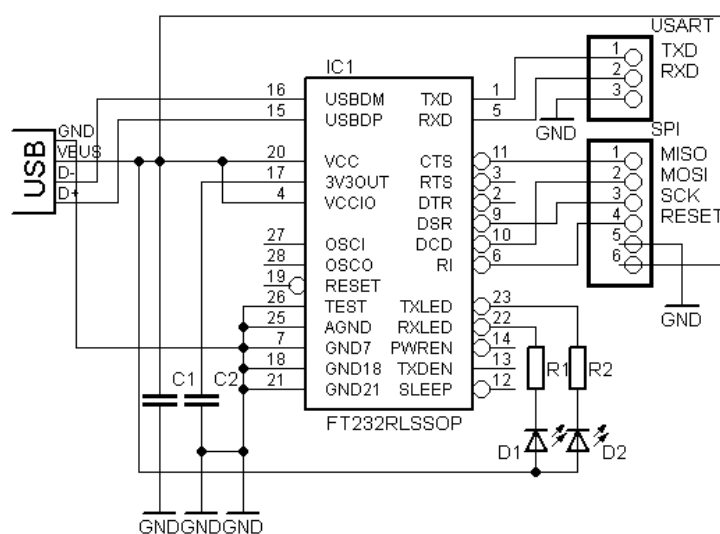


Рис.2. Принципиальная схема сопряжения.

Последним узлом в системе сбора данных является персональный компьютер с соответствующим ПО. Оболочка для анализа собранных данных написана на языке Visual Basic 6.0.

Для работы с последовательным портом используется ActiveX компонент Microsoft Comm Control 6.0, для которого написана процедура обработки событий. В окне программы отображаются настройки последовательного порта, развёртка во времени полученного с ПСД сигнала и его спектр, найденный с помощью быстрого преобразования Фурье.

Технические характеристики разработанной системы сбора данных: частота дискретизации до 15 кГц, амплитуда входных (однополярных) сигналов до 5В, амплитуда входных (биполярных, со схемой смещения) сигналов до 2,5В, абсолютная погрешность АЦП ± 2 LSB, среднее время преобразования 110 мкс, разрешение АЦП (при опорном напряжении 5В) 4,8 мВ, совместимость с USB 2.0.

Разработанная система сбора данных имеет значительный потенциал для расширения возможностей, и, благодаря своей программной и аппаратной гибкости, может найти применение, как в автоматизации простых физических экспериментов, так и в составе более сложных систем сбора данных, без существенного изменения схемы данных устройств.

Научный руководитель:

доцент кафедры радиофизики и электроники СыктГУ, к.т.н. Е.Н. Карпушов.

Литература

1. Баранов В.Н. Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы, 2-е изд. испр. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2006. – 288 с.
2. Белов А.В. Самоучитель разработчика устройств на микроконтроллерах AVR. – СПб.: Наука и Техника, 2008. – 544 с.
3. Гук М. Аппаратные интерфейсы ПК. Энциклопедия. – СПб.: Питер, 2002. – 528 с.

ПЕРЕХОДЫ МЕЖДУ РЕЖИМАМИ ПРЕЦЕССИИ НАМАГНИЧЕННОСТИ ВТОРОГО ПОРЯДКА В ФЕРРИТОВОЙ ПЛАСТИНЕ

Студенты: М.С. Кирушев (5 курс, кафедра РЭ, СыктГУ)

Н.М. Щелкунов (3 курс, кафедра РЭ, СыктГУ)

В ряде работ [1-2] в последнее время рассматривалось поведение прецессии намагниченности в условиях спин-ориентационного фазового перехода в перпендикулярно намагниченной пластине, когда внешнее постоянное поле меньше поля размагничивания формы, и ориентация вектора намагниченности является неустойчивой [1]. В таких условиях, при возбуждении прецессии намагниченности циркулярно поляризованным, в плоскости пластины, переменным магнитным полем было обнаружено, что положение равновесия вектора намагниченности само совершает круговую прецессию [1]. Таким образом, возникает прецессия второго порядка, которая была исследована в работе [1] в изотропной пластине. Также в работе [2] выявлены и другие режимы прецессии, которые сменяют друг друга при увеличении амплитуды переменного поля. Настоящая работа является логическим продолжением работ [1-2]. В данной работе рассматриваются особенности переходов между некоторыми режимами прецессии второго порядка в ферритовой пластине с кубической кристаллографической анизотропией.

Рассмотрим геометрию задачи в декартовой системе координат. Плоскость ферритовой пластины совпадает с плоскостью XU . Постоянное поле перпендикулярно плоскости пластины и меньше поля размагничивания формы. Переменное поле является циркулярно поляризованным и лежит в плоскости пластины.

Динамика намагниченности описывается уравнением Ландау-Лифшица с релаксационным членом в форме Гильберта, которое решалось методом Рунге-Кутты.

В процессе анализа результатов численного решения было обнаружено, что в области перехода между режимами прецессии положения равновесия с охватом центра и затухающей прецессией положения равновесия, процесс установления

колебаний является долгим и происходит с заметным затуханием. В работе [3] была рассмотрена кинетика перехода между этими режимами прецессии и была получена формула описывающая время установления колебаний вблизи перехода между режимами:

$$\tau = \frac{A}{|h - h_c|}, \quad (1)$$

где A – некоторая константа, h – амплитуда переменного поля, h_c – критическое значение амплитуды переменного поля соответствующее переходу между режимами. Формула была получена без учета кристаллографической анизотропии. В данной работе формула (1) была проверена в случае трех видов кубической анизотропии (100), (111) и (011). Было установлено, что в достаточно большой окрестности перехода зависимость времени установления от амплитуды переменного поля хорошо описывается формулой (1). Но при этом в формулу (1) нужно ввести некоторые поправки. В формуле (1) до перехода и после нужно использовать разные значения критического поля: h_{c1} и h_{c2} , и разные константы A_1 и A_2 соответственно, причем $h_{c1} > h_{c2}$. При приближении к полю перехода точность формулы падает, и время установления оказывается меньше того, что дает формула.

При переходе между режимами может наблюдаться явление динамического гистерезиса – переходы в больший по номеру режим и переход обратно могут происходить при разных амплитудах переменного поля h . Значительный гистерезис был выявлен для перехода между режимами затухающей прецессии положения равновесия и развернутой круговой прецессией. Наблюдается весьма заметная разница между полем перехода в одну и другую сторону. Было обнаружено, что зависимость полей переходов из одного режима в другой от величины первой константы анизотропии K_1 близка к линейной. На рис. 1 показана зависимость амплитуды единичного вектора намагниченности в плоскости XY $m_{xy} = \sqrt{m_x^2 + m_y^2}$, где m_x , m_y – x и y компоненты единичного вектора намагниченности, от напряженности переменного поля при переходе между режимами затухающей прецессии положения равновесия и развернутой круговой прецессией. Рис. 1а соответствует кубической анизотропии (100) с константой $K_1 = 220$ эрг·см⁻³, рис. 1б – анизотропии типа (111) с константой $K_1 = 40$ эрг·см⁻³. На обоих рис. четко виден гистерезис при переходе между режимами.

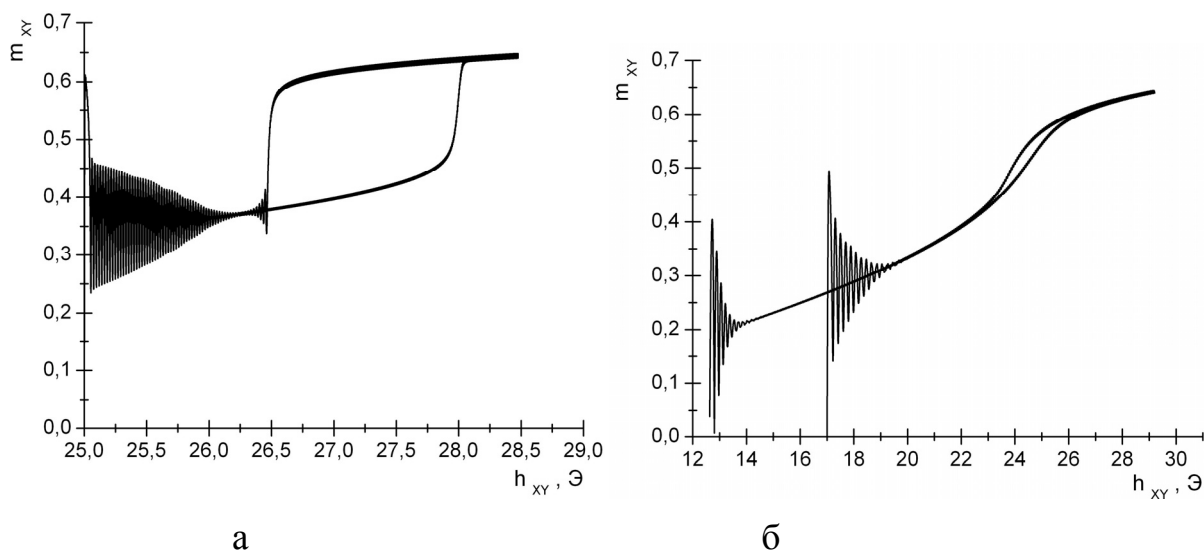


Рис. 1.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант №12-02-01035а).

Научный руководитель: доцент кафедры радиофизики и электроники (РЭ),
к.ф.-м.н. Власов В.С.

Литература

1. Власов В.С., Котов Л.Н., Шавров В.Г., Щеглов В.И. РЭ, **56**, 84 (2011).
2. Власов В.С., Котов Л.Н., Шавров В.Г., Щеглов В.И. РЭ, **56**, 1120 (2011).
3. Власов В.С., Котов Л.Н., Шавров В.Г., Щеглов В.И. Сборник трудов X Международного семинара “Магнитные фазовые переходы”. Махачкала, 2010, с. 103.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВЧ СПЕКТРЫ КОМПОЗИТНЫХ И МНОГОСЛОЙНЫХ ПЛЁНОК

Студент: А.Н. Косолапова (3 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ)

Магистрант: А.В. Попова (1 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ)

В последнее время большое внимание уделяется теоретическим и экспериментальным исследованиям ВЧ характеристик однослойных и многослойных пленок [1]. Созданные благодаря нанотехнологиям, новые плёнки демонстрируют уникальные характеристики: гигантское магнитосопротивление, интенсивный магнитооптический отклик и т.д. Данная работа посвящена исследованию диэлектрических ВЧ спектров однослойных композитных и многослойных пленок: композит-диэлектрик. Пока очень трудно понять и рассчитать для такой структуры диэлектрическую проницаемость на высоких частотах. Это связано с большими сложностями выделения компоненты колебаний дипольных моментов молекул в диэлектрике, по сравнению с колебаниями свободных электронов в металле. Диэлектрическая проницаемость плёнки, состоящей из наногранул металла и диэлектрика, зависит от электронной концентрации и частоты столкновений электронов, которые претерпевают пространственные и временные изменения; следовательно, такие плёнки являются электрически неоднородной средой. Частотное поведение вектора поляризации диэлектрической фазы, находящейся в окружение металла, может иметь аномальный характер.

В данной работе исследованы диэлектрические спектры композитных плёнок составов $(\text{Co}_{45}\text{Fe}_{45}\text{Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y$ (801 серия), $[(\text{Co}_{45}\text{-Ta}_{45}\text{-Nb}_{10})_x(\text{Si}_2\text{O})_y]$ (1025 серия), и многослойных пленок (композит-диэлектрик, 1028 серия) составов $\{[(\text{Co}_{45}\text{-Ta}_{45}\text{-Nb}_{10})_x(\text{SiO}_2)_y]\text{-}[\text{SiO}_2]\}_{120}$, $0,3 < x < 0,62$, $3 < y < 12$, $y = 21 - 30x$, здесь 120 – это число композитных и диэлектрических слоев. Композитные и многослойные плёнки были изготовлены на тонких лавсановых подложках, толщиной 0,1 мм. Композитные пленки имели толщину $d \approx 2,2 \dots 6$ мкм, а многослойные пленки: $d \approx 0,6 \dots 1$ мкм. Плёнки получены в ВГТУ методом ионно-

лучевого распыления [1]. Для каждой части плёнки всей серии (всего 18 частей), приготовленной для исследований, соответствовала своя средняя концентрация x .

Измерения модуля диэлектрической проницаемости проводились с использованием измерителя добротности Е4-11 по измеряемым значениям индуктивности, емкости конденсатора, в котором располагалась плёнка, и добротности Q контура с катушкой индуктивности при комнатной температуре в диапазоне частот 30...110 МГц.

В работе [1] показано, что структура полученных композитов представляет собой фрагментированные металлические области и области диэлектрика. Длина свободного пробега электронов ограничивается размером металлических гранул, которая определяет удельную проводимость σ . Удельная проводимость задаёт величину мнимой части диэлектрической проницаемости $\epsilon'' \approx 60V\sigma/v$ [2], где v и V - частота и скорость электромагнитной волны в плёнке. Мнимая часть входит в модуль проницаемости $\epsilon = (\epsilon'^2 + \epsilon''^2)^{-0.5}$, который измеряется в эксперименте. Следовательно, модуль ϵ должен уменьшаться с ростом частоты, если вещественная и мнимая части имеют близкие значения, что и наблюдается для всех серий плёнок (рис. 1, $\epsilon = \epsilon_{пл.}$). Незначительный рост ϵ на высоких частотах (в интервалах: 50...65 МГц для $x = 0,56$ и 55...90 МГц для $x = 0,32$) для 801серии, может возникать за счёт роста удельной проводимости из-за уменьшения ёмкостного сопротивления плёнки. Значение ϵ во всём частотном интервале для композитной плёнки 1025 серии меньше, чем для плёнок 801 серии. Это связано с различием значений ϵ диэлектриков в этих композитных плёнках: $\epsilon \approx 3,9$ для SiO_2 , $\epsilon \approx 9,6$ для Al_2O_3 . Многослойные плёнки (композит-диэлектрик) имеют несколько большие значения, чем композитные плёнки 1025 серии, с составом, совпадающим для композитного слоя. Это связано с тем, что для многослойных плёнок, общий объём диэлектрика относительно металла больше, чем для однослойной композитной плёнки. Значения модуля ϵ для разных концентраций на фиксированных частотах определяются относительным объёмом диэлектрика и должны уменьшаться при увеличении x .

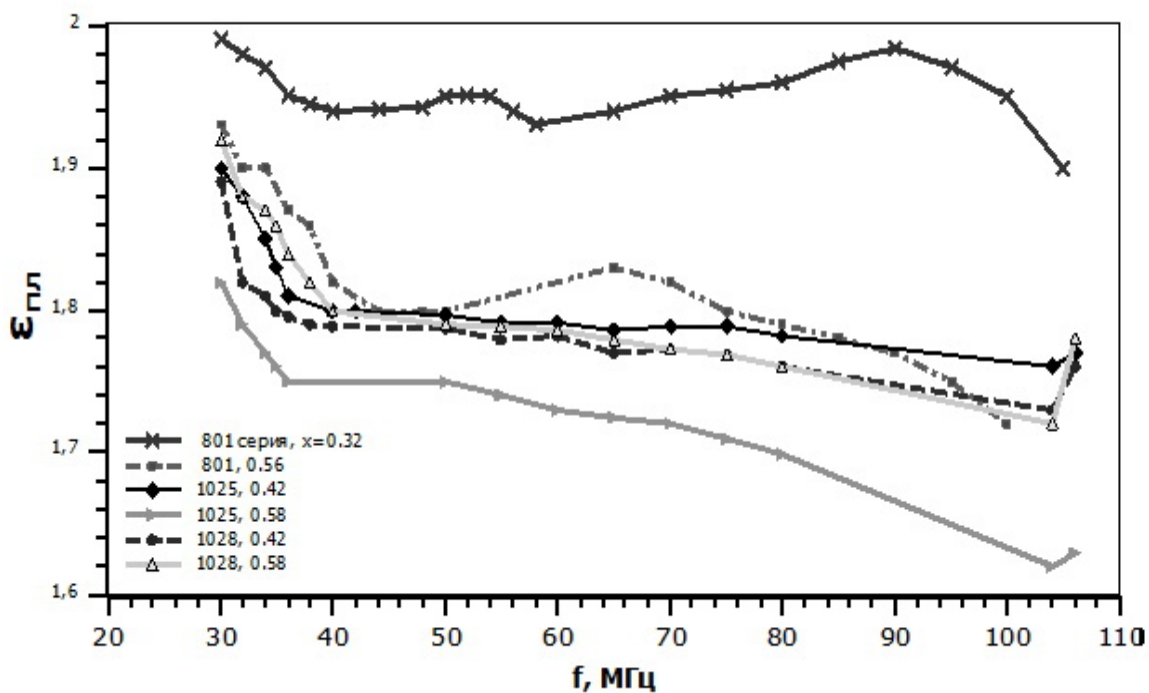


Рис. 1. Частотные зависимости модуля диэлектрической проницаемости плёнок.

Работа поддержана РФФИ (грант №10-02-01327-а).

Руководитель: заведующий кафедрой радиофизики и электроники СыктГУ,
профессор, д.ф.-м.н. Л.Н. Котов.

Литература

1. Калинин Ю.Е., Котов Л.Н., Петрунёв С.Н., Ситников А.В. Особенности отражения СВЧ волн от гранулированных плёнок // Известия РАН. Серия физическая. 2005. Т. 69, № 8. С. 1195-1199.
2. Черенкова Е.Л., Чернышёв О.В. Распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 367 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ КВАДРАТУРНЫХ МОСТОВ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ

Магистрант: З.В. Круглова (1 курс, кафедра РТ и РС, ВлГУ)

В настоящее время для передачи, приема и обработки сигналов в современных системах связи интенсивно используются диапазоны высоких и сверхвысоких частот (ВЧ и СВЧ). В связи с этим возникает необходимость создания миниатюрных устройств, работающих в данных частотных диапазонах.

Стремление к снижению массы и габаритов аппаратуры привело к появлению техники печатного монтажа. Стала развиваться теория полосковых линий связи, хорошо переносящих ударные нагрузки, простых в изготовлении и обладающих малыми размерами [1].

В ряде случаев требуется строить радиопередающие устройства такой мощности, которая может быть получена от нескольких параллельно работающих твердотельных усилителей так, что их энергия должна суммироваться.

Без сложения мощностей отдельных генераторов внешнего возбуждения на общей нагрузке невозможно с помощью полупроводниковой элементной базы реализовывать подавляющее большинство мощных устройств генерирования сигналов. Особенно это относится к дециметровому, сантиметровому и миллиметровому диапазонам волн, так как именно в этих частотных диапазонах мощность транзисторов еще недостаточна для построения на одном активном элементе достаточно мощного выходного усилителя передатчика и мощных генераторов сигналов. Для решения подобных задач в технике радиопередающих устройств широко используются мостовые схемы сложения мощностей.

Различают синфазные (разновидность – противофазные) и квадратурные мостовые схемы сложения мощностей, отличающиеся фазой сигналов объединяемых модулей. Мостовые схемы обладают развязывающим свойством, так как входные сигналы не зависят от выходных сигналов. Но развязка не бесконечна и кроме качества изготовления самих мостов, зависит от изменения нагрузки, приводящей к изменению взаимной связи между различными входами моста [2].

В этом смысле квадратурные мосты имеют преимущество, заключающееся в том, что при синхронном изменении входных сопротивлений моста выходное сопротивление не меняет своей величины. Это важное свойство широко используют при суммировании мощностей усилителей, работающих в изменяющихся режимах, а также при нестабильности внешних условий (например, температуры), когда изменение режимов происходит синхронно.

Квадратурный мост представляет собой четырехплечное устройство, в котором два параллельных отрезка микрополосковой линии соединены между собой несколькими шлейфами, имеющими длину и интервал между ними равными четверти длины волны в линии передачи на средней частоте рабочего диапазона. Мост является квадратурным, поскольку сдвиг фаз в выходных плечах составляет $\pi/2$. Он симметричен, поэтому его свойства одинаковы со стороны любого плеча. Топология квадратурного моста позволяет использовать его как в режиме сложения мощностей, так и в режиме ее деления.

Квадратурные мосты привлекли инженеров своей компактностью и простотой изготовления. Как правило, у таких мостов в режиме деления (в полосе частот на +20% и на -20% от несущей) мощности в выходных плечах различаются менее чем на 5%. Для большинства мощных высокочастотных генераторов можно рекомендовать микрополосковые квадратурные мосты с лицевой связью. Эти мосты широкополосны, обладают достаточной развязкой между входами, легко реализуются и практически не требуют настройки. Для расчета полосковых квадратурных мостов сложения или деления мощностей ВЧ и СВЧ сигналов с лицевой связью известны методики, которые допускают определенные приближения при вычислении сложных многомерных интегралов. Так как погрешность от приближений не велика, то данные методики используются для практических приложений.

Одна из методик расчета микрополоскового моста с лицевой связью основана на том, что при известных входном и выходном сопротивлении моста, диэлектрической проницаемости материала моста и материала прокладки между микрополосковыми линиями, длине волны, толщине микрополосков определяются ширина дорожки в зоне лицевой связи и толщина прокладки диэлектрика между

дорожками. Если найденная ширина дорожки мала для суммируемых мощных сигналов, то расчеты повторяют, увеличивая толщину микрополосковых линий.

Основная сложность при создании таких мостов состоит в том, что выполнить прокладку между связанными линиями требуемой толщины из такого же диэлектрика, что и сами линии, технологически трудно. Поэтому известен метод избавления от этого недостатка, заключающийся в том, что диэлектрик между дорожками разных линий реализуют нужным по толщине набором из пленок фторопласта.

Реализация методики расчета квадратурного моста требует сложных аналитических расчетов. Поэтому в настоящей работе предлагается алгоритм расчета для ЭВМ, который реализуется в программном пакете BORLAND C++. Такой подход позволяет построить номограмму для расчета квадратурных микрополосковых мостов. Применение инструментальной среды позволяет эффективно, при минимальных временных затратах реализовать расчет квадратурного моста.

Экспериментальное исследование квадратурных мостов показало, что потери в них зависят от качества изготовления микрополосковых линий и допустимой погрешности балластного резистора. Как правило, на основной частоте потери мощности не превышают 5%, при погрешности балластных поглотителей не выше 10%.

Руководитель: профессор, д.т.н. А.Г. Самойлов.

Литература

1. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнич. спец. Вузов / Под ред. Г. И. Веселова. – М. : Высшая школа, 1988. – 280 с.
2. Андреев, Г.А. Схемотехника устройств формирования сигналов: Учебное пособие. – Г.А. Андреев, А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов. – ВлГУ, Владимир: 2001. – 168 с. – ISBN 5-89368-223-8.

ЭФФЕКТ ФАРАДЕЯ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ КВАЗИМОНОХРОМАТИЧЕСКОГО ИМПУЛЬСА В ГИРОТРОПНОЙ ПЛАЗМЕ

Студент: В.В. Лепехин (5 курс, факультет ИТ, МИРЭА)

Эффект Фарадея является теоретической основой одного из методов исследования замагниченных плазменных сред и, в том числе, земной ионосферы (см., напр., [1,2]. В соответствующих публикациях вращение плоскости поляризации электромагнитной волны всегда рассматривается применительно к случаю непрерывных сигналов, а проявление эффекта в условиях распространения радиоимпульсов до настоящего времени не анализировалось. Последнее обусловлено, в частности, тем, что интеграл Фурье выполнить такой анализ, по-видимому, не позволяет.

В [3] решение задачи о распространении радиоимпульса в гиротропной плазме в направлении магнитного поля получено непосредственно во временной области без ограничения на форму его начальной огибающей. В докладе представлены первые результаты исследования на основе [3] эффекта Фарадея на примере прямоугольного квазимонохроматического импульса.

Гиротропная среда занимает полупространство $z \geq 0$; на ее границу в направлении оси z падает импульс, электрическое поле \vec{E} которого имеет единственную x -компоненту и начальная огибающая которого имеет вид (A_0 – «высота» импульса; t – время; t_u – длительность импульса):

$$A_x(0;t) = \begin{cases} A_0, & 0 \leq t \leq t_u \\ 0, & t \geq t_u \end{cases} \quad (1)$$

На расстоянии z от границы электрическое поле распространяющегося импульса является векторной суммой x - и y -компонент, текущие огибающие которых можно представить в комплексной форме:

$$A_x(z;t') = |A_x(z;t')| \exp(i\Phi_x(z;t')) \text{ и } A_y(z;t') = |A_y(z;t')| \exp(i\Phi_y(z;t')). \quad (2)$$

При каждом z геометрическим местом концов вектора \vec{E} является эллипс

$$\frac{E_x^2}{|A_x(z;t')|^2} - \frac{2E_x E_y \cos(\Phi(z;t'))}{|A_x(z;t')||A_y(z;t')|} + \frac{E_y^2}{|A_y(z;t')|^2} = \sin^2(\Phi(z;t')), \quad (3)$$

где $\Phi(z;t') = \Phi_x(z;t') - \Phi_y(z;t')$; $t' = t - z/c$ – смещенное время и c – скорость света.

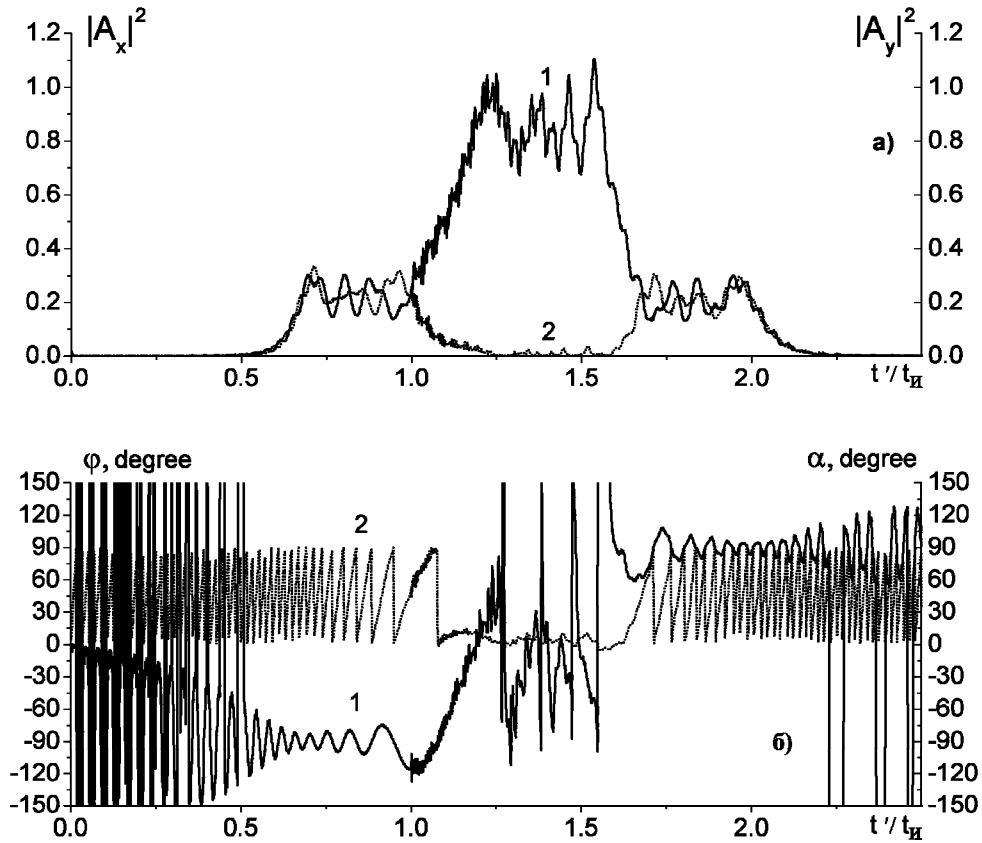


Рис.1. Компоненты электрического поля (а; 1 – x и 2 – y) и разность фаз компонент (б; 1) и угол поворота эллипса поляризации (б; 2) при $z = 60$ км; $t_H = 10^{-5}$ с несущей частоте $f' = 10$ МГц; $A_0 = 1$; электронной концентрации $N_e = 10^5$ см $^{-3}$; эффективной частоте соударений $n_{эф} = 10^4$ с $^{-1}$ и напряженности магнитного поля $H_0 = 0,5$ Э.

Характеристическое уравнение для уравнения (3) имеет вид:

$$\left(\frac{1}{|A_x(z;t')|^2} - \lambda \right) \left(\frac{1}{|A_y(z;t')|^2} - \lambda \right) - \frac{\text{Cos}^2(\Phi(z;t'))}{|A_x(z;t')|^2 |A_y(z;t')|^2} = 0. \quad (4)$$

Найдя его корни, находим далее углы поворота осей эллипса относительно оси x :

$$\text{tg} \alpha_{1,2} = \left(\lambda_{1,2} - \frac{1}{|A_x(z;t')|^2} \right) / \left(- \frac{\text{Cos}(\Phi(z;t'))}{|A_x(z;t')| |A_y(z;t')|} \right). \quad (5)$$

Примеры поведения плоскости поляризации электрического поля в распространяющемся импульсе даны на рисунках. Оно различно для импульса, находящегося в стадии разделения (рис. 1), и импульса, полностью разделившегося на обыкновенный и необыкновенный импульсы (рис. 2).

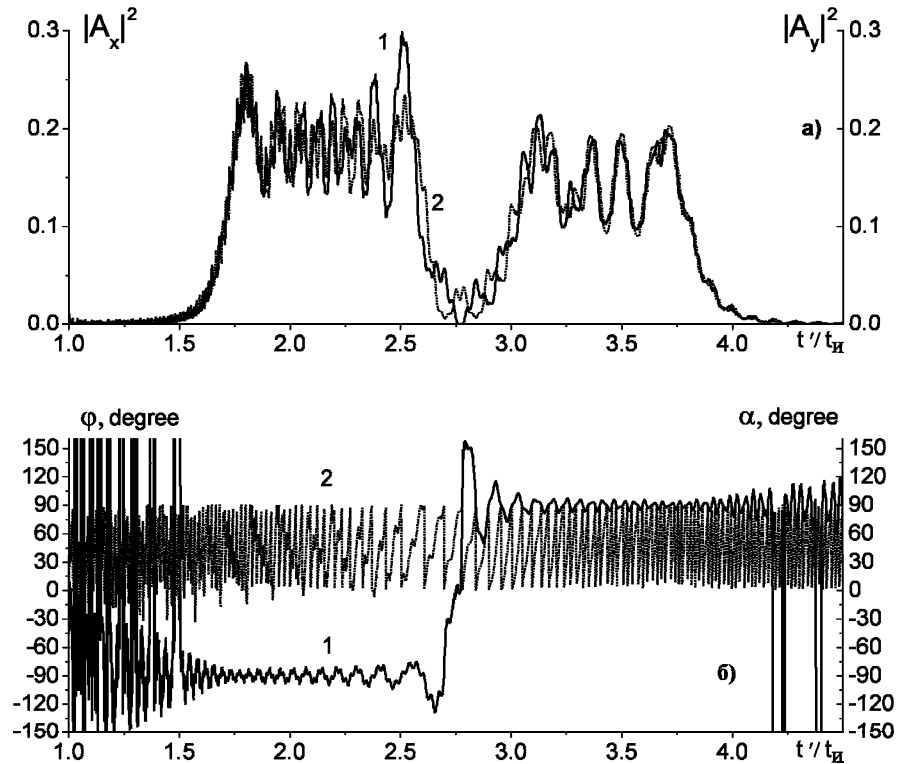


Рис. 2. То же, что и рис. 1, но при $z = 160$ км.

Как и следовало ожидать, эффект Фарадея проявляется только в неразделившейся части импульса. В изолировавшихся импульсах эллипс поляризации осциллирует около окружности таким образом, что отношение его большой и малой полуосей всегда близко к единице и большая полуось попеременно направлена по оси x или по оси y .

Руководитель: зав. лабораторией ФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН,
д.ф.-м.н., проф. Стрелков Г.М.

Литература

1. Yeh K.C., Chao H.Y., Lin K.H. A study of generalized Faraday effect in several media. //Radio Sci. 1999. V.34. No.1. P.139-153.
2. Barnes R.I. Faraday rotation in a cold, inhomogeneous magnetoplasma: A numerical comparison of ray and full wave analyses. //Radio Sci. 1997. V.32. No.4. P.1523-1532.
3. Стрелков Г.М. О дисперсионных искажениях сложного радиосигнала в гиротропной плазме. //Радиотехника и электроника. 2010. Т.55. № 9. С.1031-1047.

РАСЧЕТ ВОСПРИИМЧИВОСТИ АНСАМБЛЯ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИХ ЧАСТИЦ

Студент: Е.С. Липина (5 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ)

В последние годы вызывает большой интерес исследование электродинамических свойств искусственных сред, таких как магнотонные и фотонные кристаллы [1-3]. В качестве такой среды может быть использован ансамбль малых магнитных частиц.

Данная работа была посвящена исследованию восприимчивости ансамбля однодоменных частиц при ее возбуждении радиоимпульсами магнитного поля. Задача решалась в декартовой системе координат. Переменное поле радиоимпульсов было циркулярно поляризованным и лежало в плоскости xy . Частицы ансамбля располагались в узлах правильной трехмерной решетки и были связаны друг с другом диполь-дипольным взаимодействием, имели одинаковую форму в виде эллипсоидов вращения с цилиндрической симметрией относительно оси z . Форма частиц учитывалась через размагничивающие факторы. В качестве уравнения движения намагниченности использовалось уравнение Ландау-Лифшица с релаксационным членом в форме Гильберта [4].

Для упрощения расчётов, был сделан переход к безразмерным величинам в уравнении Ландау-Лифшица [4]. Система уравнений Ландау-Лифшица интегрировалась методом Рунге-Кутты-Фельберга 7-8 порядков с контролем длины шага интегрирования.

В предыдущей работе [4] было исследована магнитная динамика ансамбля взаимодействующих частиц при воздействии на него импульсов ВЧ или СВЧ магнитного поля. В данной работе основное внимание уделено исследованию влияния изменения магнитной структуры на частотные зависимости восприимчивости.

Расчет восприимчивости отдельных частиц ансамбля проводился по следующей формуле:

$$\chi = \frac{m^+}{h_0^*}, \quad (1)$$

где m^+ - модуль циркулярной компоненты колебаний намагниченности, h_0^* - приведенная амплитуда переменного поля.

На ансамбль частиц воздействовали два импульса: первый импульс большой амплитуды вызывал изменение магнитной структуры ансамбля, а восприимчивость определялась при действии второго более слабого импульса, который не менял магнитной структуры.

На рис. 1а приведена зависимость восприимчивости от частоты для структур до и после перемагничивающего импульса (характер магнитной структуры показан на врезках) для частицы однослойного (по оси z) ансамбля из 4 частиц. Значения материальных параметров и полей, использованных при построении рис. 1 были следующие: параметр диссипации $\alpha=0,1$, амплитуда переменного поля $h_0^*=0,1$, размагничивающий фактор частиц по оси z $N_z=0,32$, отношение радиуса частицы к расстоянию между частицами $\Delta=0,1$. Максимумы восприимчивости, до действия перемагничивающего импульса, наблюдаются на частотах $\omega^*=0,5$, $\omega^*=0,8$ и $\omega^*=1,7$, что соответствует 8, 13 и 30 гармоникам основной частоты прецессии намагниченности. После действия импульса величины максимумов соответствующих гармоникам растут: $\omega^*=0,8$ ($\omega^*=13 \cdot \omega_{рез}^*$), $\omega^*=1,2$ ($\omega^*=20 \cdot \omega_{рез}^*$), $\omega^*=1,3$ ($\omega^*=22 \cdot \omega_{рез}^*$), $\omega^*=1,7$ ($\omega^*=28 \cdot \omega_{рез}^*$) и $\omega^*=2,4$ ($\omega^*=33 \cdot \omega_{рез}^*$), где $\omega_{рез}^*$ - приведенная частота соответствующая первой гармонике.

На рис. 1б приведена зависимость восприимчивости от частоты до и после перемагничивающего импульса для частицы находящейся на краю однослойного (по оси z) ансамбля из 16 частиц. Максимумы восприимчивости наблюдаются на частотах $\omega^*=0,5$ ($\omega^*=10 \cdot \omega_{рез}^*$), $\omega^*=0,7$ ($\omega^*=12 \cdot \omega_{рез}^*$), $\omega^*=0,9$ ($\omega^*=14 \cdot \omega_{рез}^*$), $\omega^*=1,4$ ($\omega^*=23 \cdot \omega_{рез}^*$), $\omega^*=1,8$ ($\omega^*=36 \cdot \omega_{рез}^*$), $\omega^*=2,2$ ($\omega^*=44 \cdot \omega_{рез}^*$) и $\omega^*=2,6$ ($\omega^*=52 \cdot \omega_{рез}^*$). В результате действия переориентирующего импульса появляются новые мощные максимумы на частотах: $\omega^*=0,7$ ($\omega^*=\omega_{рез}^*$), $\omega^*=1,2$ ($\omega^*=20 \cdot \omega_{рез}^*$).

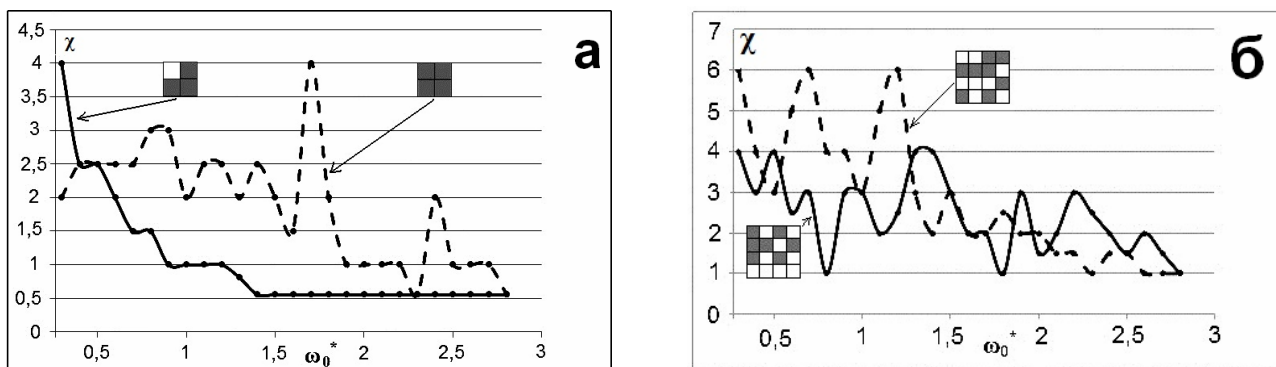


Рис.1.

Таким образом, для частиц ансамбля количество максимумов восприимчивости после действия импульса высокочастотного поля изменяется. При этом некоторые максимумы становятся более выраженными. Причем чем больше взаимодействие между частицами ансамбля, которое определяется параметром Δ , тем более отчетливо проявляется группа максимумов на восприимчивости после перемагничивания. Также возникают новые максимумы, на интенсивность которых влияет параметр взаимодействия Δ .

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант №12-02-01035а).

Научный руководитель:

доцент кафедры радиофизики и электроники СыктГУ, к.ф.-м.н. В.С. Власов.

Литература

1. А.П. Виноградов, А.В. Дорофеев, А.М. Мерзликин, А.А. Лисянский. УФН, 180, 249 (2010).
2. Luo C et al. Phys. Rev. B, **65**, 201104(R) (2002).
3. А.Н. Лагарьков, А.К. Сарычев, В.Н. Кисель, Г. Тартаковский. УФН, **179**, 1018 (2009).
4. Е.С. Липина, Тезисы докладов XV Всероссийской научной конференции студентов-радиофизиков. Санкт-Петербург, **76-78** (2011).

РАЗРАБОТКА ЛАБОРАТОРНОГО КОМПЛЕКСА РАЗРАБОТЧИКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Аспирант: А.М. Альшрайдех (1 год, кафедра радиотехники и радиосистем, ВлГУ)

Исследования выполняются на программно-аппаратных и компьютерных средствах автоматизации, измерения и моделирования фирмы National Instruments, а так же на комплексе технических, программных и методических средств, обеспечивающих автоматизированное проведение разработки на физических объектах: лабораторных макетах, стендах, установках.

Исследование состоит из следующих частей:

1. Разработка алгоритмов тестирования устройств помехоустойчивого кодирования на базе оборудования разработчика радиоэлектронных устройств.
2. Синтез программно-аппаратного комплекса, моделирующего каналы передачи информации, помеховую обстановку, кодеры и декодеры различных типов.
3. Экспериментальное исследование программно-аппаратного комплекса на примерах различных каналов передачи цифровой информации.

Помехоустойчивое кодирование передаваемой информации сейчас наиболее результативный путь повышения достоверности передачи информации. Загруженность радиочастотного спектра и ограничения на мощность излучения радиопередающих устройств в населенных пунктах, а также стремление разработчиков уменьшить массу и габариты антенных устройств, выдвинули это направление на передовые позиции по обеспечению высокого качества информационного обмена.

Известно много различных кодов помехоустойчивого кодирования передаваемой информации и алгоритмов их декодирования, отличающихся по выигрышу от кодирования, сложности реализации и многим другим параметрам. В настоящее время оптимальный алгоритм помехоустойчивого кодирования, универсальный для различных каналов передачи информации еще не разработан. Для каждой конкретной радиосистемы, упрощенная структура которых показана на рис. 1, необходимо выбирать свой алгоритм помехоустойчивого кодирования и

декодирования, учитывающий ее особенности и обеспечивающий максимум энергетического выигрыша от кодирования (ЭВК). Разработчики средств передачи информации вынуждены выбирать методы помехоустойчивого кодирования для разрабатываемых систем, исходя из опыта эксплуатации подобных устройств в уже существующих системах.

Целью настоящей работы является исследование и тестирование алгоритмов помехоустойчивого кодирования в моделируемых цифровых радиосистемах передачи информации различного назначения и разработка практических рекомендаций по применению кодов защиты от помех.

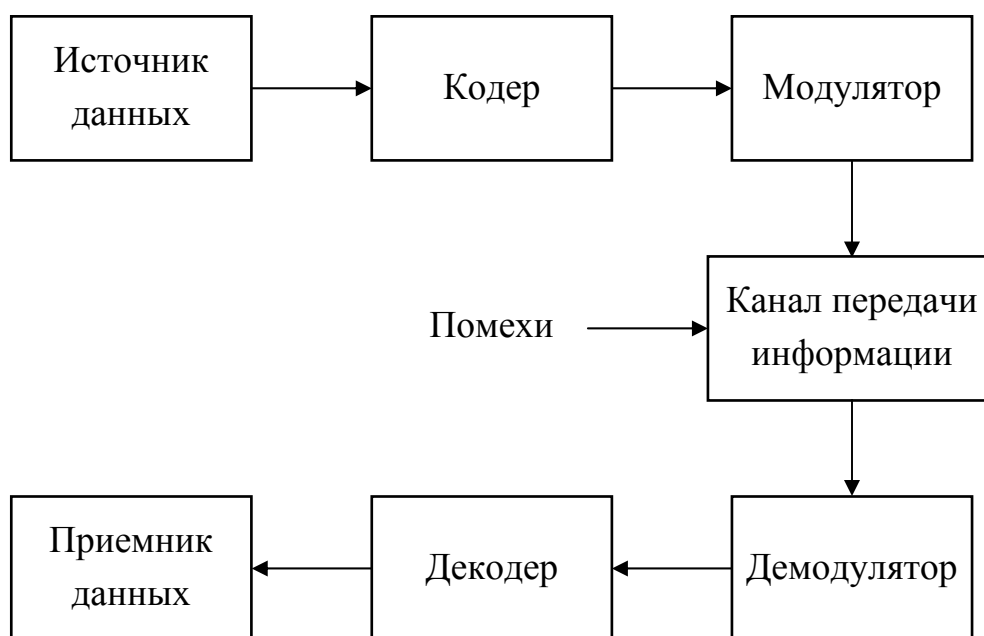


Рис. 1. Структурная схема системы передачи информации.

Для достижения поставленной цели исследований в работе будут решены следующие задачи:

- Анализ специфики рассматриваемых радиосистем, позволяющий определить требования к схемам помехоустойчивого кодирования.

- Анализ методов помехоустойчивого кодирования для борьбы с влиянием системных и промышленных помех, а также с замираниями, вызванными многолучевым распространением радиосигналов.

- Анализ отдельных кодовых конструкций, которые предусматриваются существующими международными стандартами.

- Выбор методов помехоустойчивого кодирования и декодирования по критерию максимума ЭВК для рассматриваемых радиосистем с учетом их специфики.

В работе используется математический аппарат теории кодирования, теории вероятностей, статистической радиотехники и математической статистики. Для подтверждения теоретических результатов будет проведено имитационное моделирование и эксперименты.

Для решения поставленных задач необходимо выполнить следующее:

1. Провести анализ объекта диагностики и определить тип устройства (комбинационный, последовательный, одновыводной, многовыводной и т.д.).

2. Выявить тип тестирования, состояние объекта диагностики (исправный или заведомо неисправный), ошибки вызванные перемежающимися неисправностями, постоянными неисправностями, случайными сбоями, характер распределения ошибок различной кратности.

3. Сделать анализ тестовых воздействий: исчерпывающее тестирование (комбинационные схемы), синтезированные тесты, случайные тесты и др.

4. Разработать алгоритмы тестирования для соответствующих кодов.

5. Выбрать устройства для тестирования – декодеры проверяемого кода.

6. Экспериментально получить оценки тестирования.

7. Выполнить анализ результатов тестирования и разработать практические рекомендации по применению помехоустойчивых кодов.

При выполнении намеченных работ ожидаются следующие результаты:

1. Возможность осуществлять регулируемую гибкую схему помехозащитающего кодирования.

2. Максимально снизить вероятность ошибки и увеличить достоверность передачи данных.

3. Реализовать энергетический выигрыш от кодирования.

Научный руководитель: декан ФРЭМТ ВлГУ, профессор, д.т.н. А.Г. Самойлов.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДОВ

Аспиранты: А.М. Альшрайдех, Ж.Л. Гомес, С.В. Чернов
(1 год, кафедра радиотехники и радиосистем, ВлГУ)

Желание разработчиков радиоаппаратуры максимально приблизиться к пределу Шеннона и при этом обеспечить высокую достоверность передачи информации при минимальном энергопотреблении стимулировало развитие теории помехоустойчивого кодирования.

Практическое применение помехоустойчивого кодирования в системе передачи цифровой информации позволяет уменьшить отношение сигнал/шум на 6...8 дБ [1], что позволило в разы уменьшить мощность передающего оборудования и снизить требования к величине усиления антенн.

В настоящее время в системах передачи информации широко применяются блочные и древовидные коды, исправляющие ошибки. При блочном кодировании цифровую информацию делят на блоки, в которые вносятся избыточные символы и блоки кодируются отдельно. При древовидном кодировании выходные символы зависят от текущего набора входных символов. Коды Хемминга (исправляют одиночные ошибки), Голея (исправляет не более трех, произвольно расположенных ошибок), Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) и Рида-Соломона (исправляют t или меньше ошибок, где $t < k/2$, k – количество избыточных символов в кодовом слове), каскадные, сверточные, турбокоды, многопороговые коды и многие другие нашли широкое практическое применение в системах радиорелейной, спутниковой, мобильной связи, в устройствах записи и воспроизведения информации.

Различные помехоустойчивые коды обладают разными возможностями [2]. Одни лучше исправляют одиночные ошибки, а другие, наоборот, эффективно исправляют сгруппированные в информационном потоке ошибки. Некоторые виды помехоустойчивого кодирования приводят к задержке в передаче информации. Поэтому при разработке цифровых систем передачи информации необходимо решить сложную задачу по оценке эффективности применения того или иного помехоустойчивого кода с учетом динамических свойств конкретного канала

передачи информации, характеристик информационного потока, допустимого времени запаздывания сигнала и других многочисленных факторов. Решить задачу выбора наилучшего типа кодирования и параметров кодирующего устройства для конкретного канала передачи информации аналитическим путем удастся только для формализованных систем с учетом ограниченного набора помеховых воздействий.

Перспективным, на наш взгляд, становится создание устройства, позволяющего экспериментально оценить качество применения различных помехоустойчивых кодов в конкретных каналах передачи информации. При этом результаты экспериментов желательно получить по наиболее важным для потребителей информации критериям. К таким критериям можно отнести вероятность ошибки при приеме сигналов, время запаздывания сигнала, вычислительную сложность декодирующих устройств.

Для выполнения задачи предлагается программно-аппаратное устройство, структурная схема которого приведена на рис. 1.

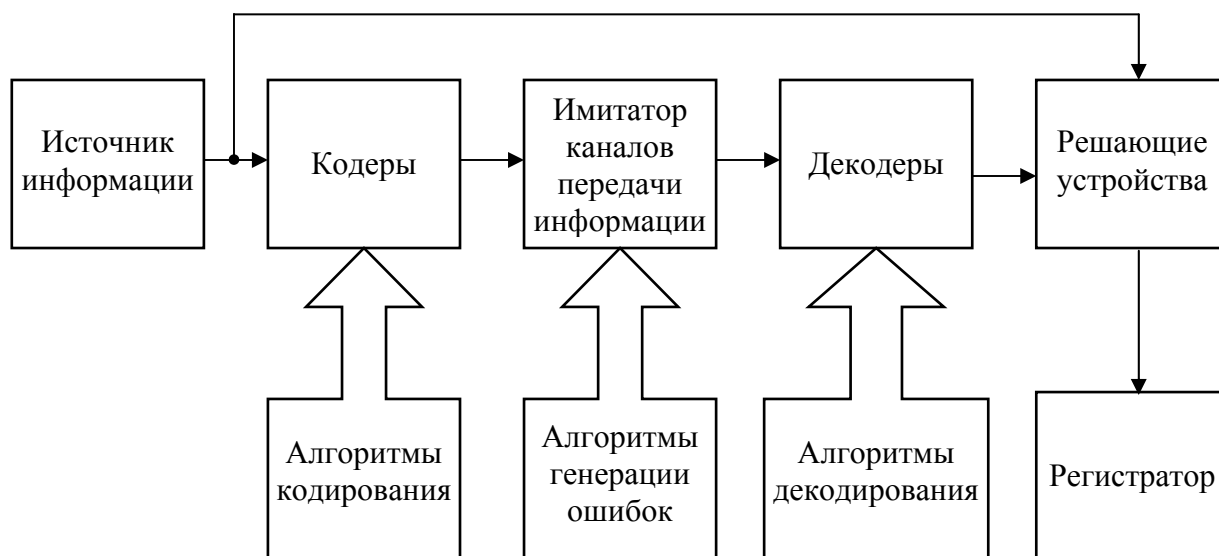


Рис. 1. Программно-аппаратный комплекс для исследования помехоустойчивых кодов.

Источник информации программно-аппаратного комплекса (ПАК) представляет собой перестраиваемый генератор цифровых потоков, в качестве которого можно предложить векторный генератор фирмы National Instruments. Источник информации должен быть универсальным и создавать как двоичные, так и *m*-ичные информационные потоки для непрерывного и пакетного режимов передачи

информации, чтобы имелась возможность проводить эксперименты для широкого класса возможных систем передачи цифровой информации.

Кодеры, декодеры и имитатор каналов передачи информации удобно реализовать с помощью программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) типа Xilinx Virtex или на более производительных ПЛИС типа Altera. Управляемый имитатор каналов передачи информации должен организовывать в передаваемом цифровом потоке ошибки различных видов, что реализуется программным путем и дополнительным перекодированием цифрового потока по задаваемым алгоритмам.

Необходимо помнить, что помехоустойчивое кодирование позволяет: уменьшать мощность передатчика; повышать скорость передачи данных; значительно экономить на размерах антенн; увеличить коэффициент полезного действия каналов передачи информации. Практическая значимость предлагаемого модельного исследования помехоустойчивых кодов состоит в том, что еще на этапе эскизного проектирования системы передачи цифровой информации реализуется выбор наилучшего вида кодирования для конкретного канала передачи информации, с наилучшим выбором параметров кодирующего и декодирующего устройств.

Научный руководитель: декан ФРЭМТ ВлГУ, профессор, д.т.н. А.Г. Самойлов.

Литература

1. Золотарев В.В. Теория и алгоритмы многопорогового декодирования. – М.: Радио и связь, Горячая линия – Телеком. – 206. – 232 с.
2. Зубарев Ю.Б., Золотарев В.В., Овечкин В.Г. Обзор методов помехоустойчивого кодирования с использованием многопороговых алгоритмов // Цифровая обработка сигналов. – 2008. – №1. – С. 2-11.

СИНТЕЗ ОБЪЕМНЫХ СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН С ЗАДАННОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

Студент: В.О. Михальчевский (6 курс, лаб. синтеза СВЧ устройств, СПбГУТ)

Сегодня активно развиваются широкополосные системы радиотехники, они требуют принципиально новых элементов, начиная от генераторов и усилителей, и заканчивая, фильтрами и антеннами. Эти системы очень важны для телекоммуникаций. Принципы построения сверхширокополосных систем хорошо изучены, но физическая реализация в элементах пока ограничена. Начинать построение таких систем имеет смысл с оконечных элементов приемо-передающих трактов, например, антенн и фильтров. С середины 60-х годов прошлого века в литературе большое внимания уделялось широкополосным антеннам, так как соединение узкополосных устройств с помощью различных мостовых схем всё же позволяло увеличивать рабочие полосы в разы, а создание сверхширокополосных антенн представляло собой чрезвычайно сложную задачу. Распространенными широкополосными антеннами считаются спиральные, их многообразие велико, характеристики удовлетворительны в огромной полосе частот (покрытие по частоте достигает порядка 10), но управление характеристиками практически невозможно. Спиральная антенна, как правило, слабонаправленна и имеет чисто активное входное сопротивление порядка несколько сотен Ом.

Одна из наиболее актуальных задач при синтезе объемных спиральных антенн состоит в том, чтобы научиться управлять диаграммой направленности при постоянном входном импедансе устройства. В лаборатории синтеза СВЧ устройств СПбГУТ (ОНИЛ синтеза СВЧ устройств ЛЭИС) было предложено развернуть рабочую поверхность спиральной антенны ортогонально поверхности намотки, таким образом, была предложена принципиально новая конструкция спиральной антенны, для которой нарушался ряд граничных условий, выполняемых для обычных спиралей с плоской намоткой.

Классической объемной спиралью (ОС) считается архимедова спираль (рис. 1), с ленточными витками, лежащими на поверхности цилиндра. ОС является широкополосной антенной с круговой поляризацией и главным рабочим лепестком ДН направленным вверх.

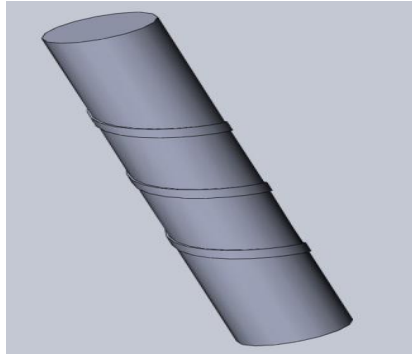


Рис. 1. Традиционная спираль.

Объемные цилиндрические спирали обычно имеют коаксиальное питание (рис. 2). Один из концов спирали соединен с внутренним проводником коаксиального фидера, внешний проводник которого подключен к экрану.

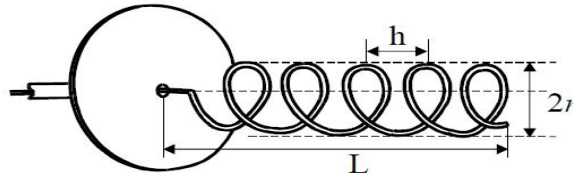


Рис. 2. Питание спиральной антенны.

Объемные спиральные антенны характеризуются следующими параметрами: L - осевая длина спирали; $2r$ – диаметр; h – шаг намотки; N – число витков; l – длина витка.

В зависимости от отношения длины витка l к длине волны тока λ_{np} , бегущей по проводу, (l/λ_{np}) различают режимы работы антенны, которые принято обозначать буквой Т с индексом - T_n (n указывает число длин волн тока, укладываемых вдоль длины витка l).

Если $l/\lambda_{np} \ll 1$ (режим T_0), то антенна излучает максимально в направлении нормали к оси спирали (рис. 3), при этом крайне плохо согласованна и имеет КСВН порядка 7-10. При $l/\lambda_{np}=1$ (режим T_1) антенна излучает максимально вдоль оси спирали (рис.4). Это основной режим осевого излучения. При $l/\lambda_{np}=2$ (режим T_2) диаграмма направленности принимает воронкообразную форму (рис.5). В этом режиме антенна также плохо согласуется.

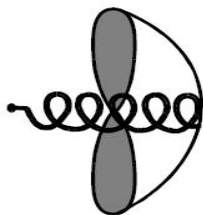


Рис. 3. Режим T_0 .



Рис. 4. Режим T_1 .

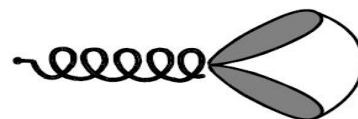


Рис. 5. Режим T_2 .

Нарушим граничные условия для вектора E по отношению к плоскости витка, для традиционных цилиндрических спиралей вектор E всегда «смотрит» по нормали к поверхности цилиндра. Изменим, это расположение вектора напряженности поворотом ленты спирали и направим вектор E под некоторым углом к поверхности цилиндра, этот угол может меняться от 0 до 90 градусов. Для простоты рассмотрим предельный случай, то есть случай с витками ортогональными поверхности намотки (рис. 6).

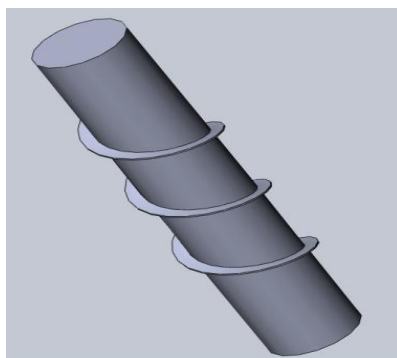


Рис. 6.

Можно предположить, что у данного типа антенн будет преобладать уже не индуктивная межвитковая связь, а ёмкостная. Это также должно изменить диаграмму направленности всей структуры в целом при аналогичных волновых режимах.

Из литературы известно, что стоячая волна в обычных спиральных антеннах формируется при числе витков намотки не менее трех ($n=3$). Для экспериментов были изготовлены масштабные макеты антенн, которые можно исследовать в диапазоне 300 МГц...10 ГГц. Угол «захода» спирали был выбран 30° , а общее число витков $n = 5$.

В ходе эксперимента, были исследованы 2 антенны (рис. 8 и рис. 9).

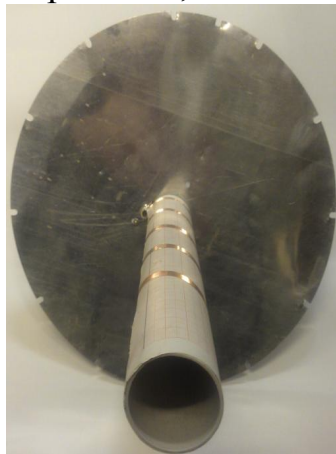


Рис.8. Обычная ОС.

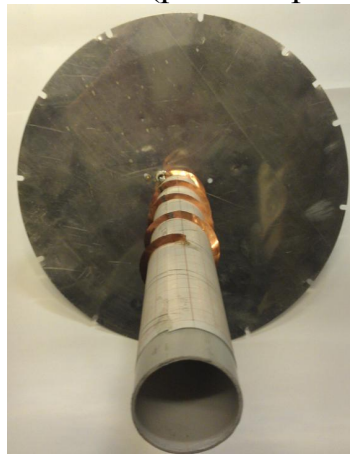


Рис.9. Новая ОС.

Измерения проводились с 2 двумя различными экранами, круглым и квадратным, зависимость КСВН от экрана двух спиральных антенн показана на рисунке 10.

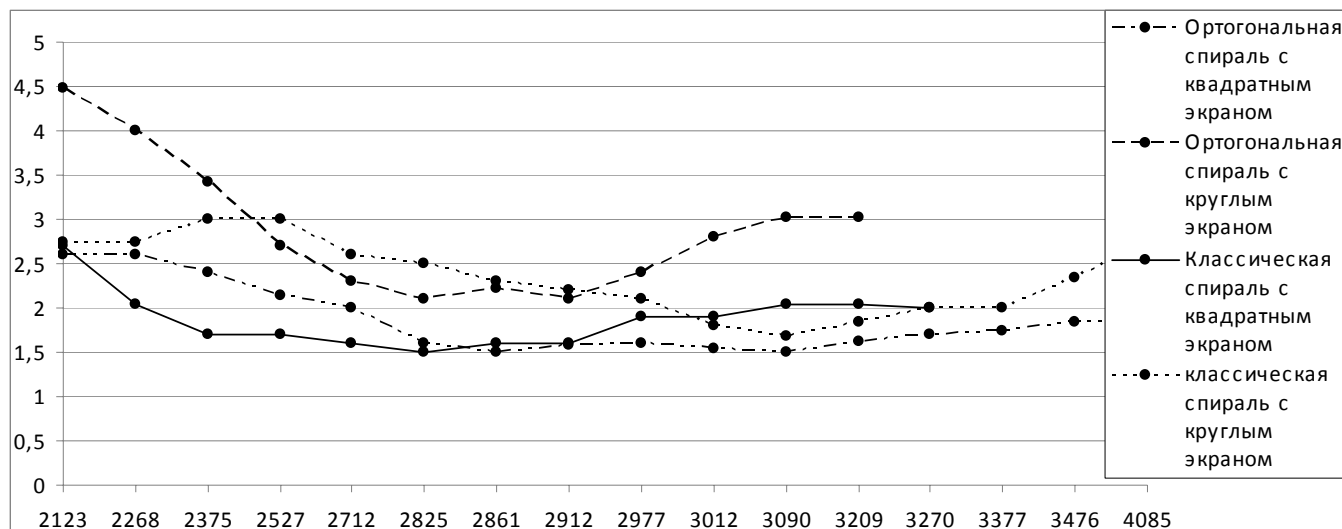


Рис.10.Зависимость КСВН ОС от вида экрана.

Объемная ортогональная спиральная антенна имеет КСВН примерно равный классической спирали и круговую поляризацию (доказано экспериментально). В ходе исследований было установлено, что главный рабочий лепесток диаграммы направленности объемной спирали с ортогональными виткам намотки, смотрит не “вверх” как у классической объемной спирали, а почти полностью повторяет диаграмму направленности классического диполя Герца.

Руководители работы – Рук. Лаборатории синтеза СВЧ устройств СПбГУТ, с.н.с, доцент кафедры ЭКП, доцент кафедры ТЭД и А, к.т.н. Э.Ю. Седышев, гл. конструктор Лаборатории синтеза СВЧ устройств СПбГУТ, доцент кафедры ЭКП Н.И. Глухов.

Консультанты – проф., к.т.н., Е.И.Бочаров, с.н.с, к.т.н. В.А.Ермаков.

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНЫХ ВЧ СПЕКТРОВ КОМПОЗИТНЫХ И МНОГОСЛОЙНЫХ ПЛЕНОК КОМПОЗИТ-ПОЛУПРОВОДНИК

Студенты: А.И. Наприенко (1 курс магистратуры, кафедра РЭ, СыктГУ)

К.С. Туголукова (3 курс, кафедра РЭ, СыктГУ)

В последнее время искусственно созданные наномультислойные структуры – многослойные магнитные пленки с толщинами слоев нанометрового диапазона представляют большой интерес, как для фундаментальной физики, так и для различных применений. Практический интерес связан с такими свойствами пленок как гигантский магнитоимпеданс, значительный магнитооптический отклик, аномальный эффект Холла и др. Также в многослойных пленках обнаружено достаточно сильное обменное взаимодействие между композитными слоями, через нанотолщинные полупроводниковые прослойки. При этом магнитное упорядочение в композитных слоях, может меняться от ферромагнитного к антиферромагнитному при изменении толщины прослоек.

Данная работа посвящена исследованиям высокочастотных зависимостей компонент магнитной проницаемости в зависимости от относительной концентрации металлической и диэлектрической фаз нанокompозитных однослойных и многослойных пленок композит-полупроводник. Состав исследуемых пленок был следующим: композит - $(\text{Co}_{45}\text{-Fe}_{45}\text{-Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y$ (А-серия); композит-полупроводник - $\{[(\text{Co}_{45}\text{-Fe}_{45}\text{-Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y]\text{-}[\alpha\text{-Si}]\}_{120}$ (D-серия), $\{[(\text{Co}_{45}\text{-Fe}_{45}\text{-Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y]\text{-}[\alpha\text{-Si:H}]\}_{120}$ - композит-полупроводник с компенсированными связями в Si (Е-серия); $0,3 < x < 0,54$, $3 < y < 12$, $y = 21 - 30x$. Толщины пленок А-серии составляли: 3...6 мкм, D-, Е-серии – 0,4...1.1 мкм и зависели от x . Пленки были получены методом ионно-лучевого напыления в атмосфере аргона при давлении $P = 4 \cdot 10^{-4}$ Па. Химический состав пленок определялись с использованием электронного растрового сканирующего микроскопа JSM-6400. [1].

Вещественная μ' и мнимая часть μ'' магнитной проницаемости пленок определялись с использованием измерителя добротности Е4-11 по измеряемым значениям индуктивности L и добротности Q контура с катушкой индуктивности, в которую помещались пленки. Измерения проводились в диапазоне частот переменного магнитного поля $50 \text{ МГц} < f < 200 \text{ МГц}$.

Было обнаружено, что с ростом концентрации x и частоты f наблюдается уменьшение вещественной компоненты μ' для всех исследуемых серий пленок. Такое поведение можно объяснить релаксацией намагниченности вдали от частоты естественного ферромагнитного резонанса. Закон убывания μ' при росте f для пленок серии А является обратно пропорциональным. Для пленок серий D и E наблюдается линейный закон убывания μ' при росте частоты. Мнимая компонента магнитной проницаемости μ'' , для всех серий пленок испытывает линейный рост при увеличении частоты.

В работе приведено объяснение наблюдаемых зависимостей на основе формул для магнитной проницаемости, обусловленной процессами вращения вектора намагниченности. Выявлено, что поведение компонент магнитной проницаемости определяется значением расстройки частоты поля и частоты естественного ферромагнитного резонанса, которая может изменяться как разверткой по частоте поля, так и изменением концентрации металлической фазы в композитных слоях пленок.

Научный руководитель:

доцент кафедры радиофизики и электроники (РЭ), к.ф.-м.н. В.С. Власов.

Литература

1. L.N. Kotov et. al. JMMM. **316**, e20 (2007).

ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ЛЧМ-ИМПУЛЬС В РЕЗОНАНСНО-ПОГЛОЩАЮЩЕЙ АТМОСФЕРЕ

Студент А.В. Новиков (5 курс, факультет ИТ, МИРЭА)

В настоящее время происходит интенсивное развитие техники генерирования и излучения радиоимпульсов, несущие частоты которых приходятся на миллиметровый и субмиллиметровый диапазоны. В связи с этим возникает задача описания дисперсионных искажений таких импульсов, распространяющихся по атмосферным трассам различной геометрии. В докладе представлены первые результаты анализа закономерностей искажений огибающей и корреляционных функций прямоугольного ЛЧМ-импульса, несущая частота которого находится в пределах частотного интервала, занимаемого единственной сильной линией поглощения водяного пара с резонансной частотой $f_p = 183,36$ ГГц. Данные получены на основе аналитического решения задачи [1].

Начальная огибающая прямоугольного ЛЧМ-импульса имеет вид:

$$A(0;t) = A_0 \exp(i\Delta\omega(t^2 t_u)/(2t_u)), \quad 0 \leq t \leq t_u. \quad (1)$$

Здесь t – время; t_u – длительность импульса; $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$; Δf – девиация частоты; A_0 – «высота» импульса. На рис. 1 приведены примеры деформации квадрата

текущей огибающей $|A(\tau;t')|^2$ (кривые 1) и текущего приращения мгновенной частоты излучения $\Delta\nu(\tau;t') = \frac{1}{2\pi} \frac{-\text{Im} A(\partial \text{Re} A / \partial t') + \text{Re} A(\partial \text{Im} A / \partial t')}{(\text{Re} A)^2 + (\text{Im} A)^2}$ (кривые 2) в

зависимости от оптической глубины трассы $\tau(f_p) = \chi(f_p)z$ на резонансной частоте и смещенного времени $t' = t - z/c$ (длина трассы; c – скорость света). Примеры даны для двух значений полуширины линии $\Delta\mu = 3$ ГГц и $0,5$ ГГц. Первое из них отвечает приземной трассе и второе – трассе на высоте ~ 14 км. Величины τ и $\Delta\mu$ указаны возле кривых. Полученные результаты указывают на возможность формирования в атмосфере высоких и узких максимумов поля с характерными длительностями, много меньшими длительности излучаемого импульса. С увеличением оптической глубины (длины) трассы эта особенность искажений огибающей становится все более выраженной.

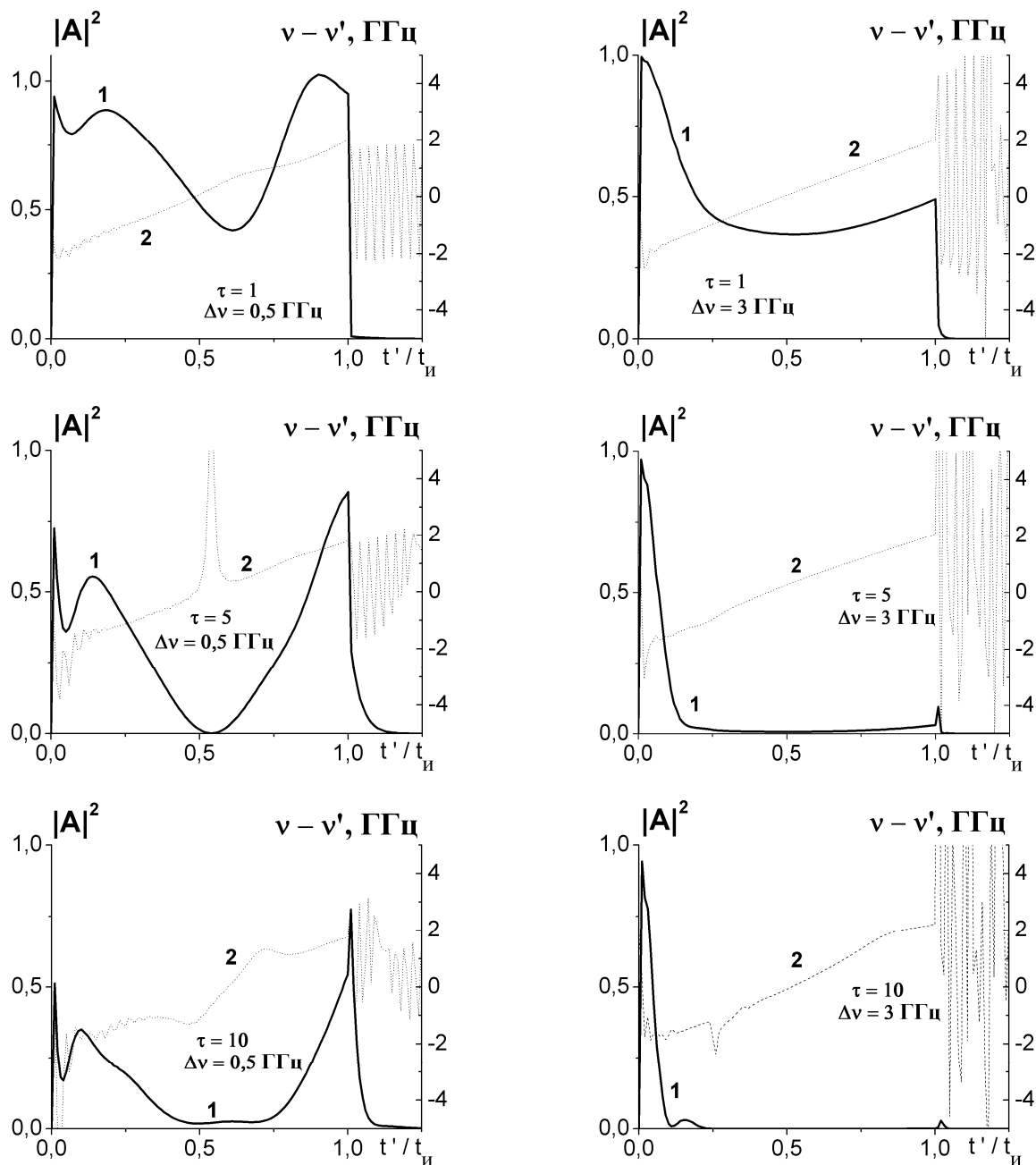


Рис. 1. Деформация характеристик прямоугольного ЛЧМ-импульса при распространении по атмосферной трассе ($\Delta f = 4$ ГГц; $t_u = 2$ нс).

Деформация ЛЧМ-импульса приводит к увеличению погрешности измерения дальности цели. Соответствующие оценки выполняются на основе анализа корреляционных характеристик деформированного импульса, одной из которых является взаимнокорреляционная функция (ВКФ) излученного импульса и деформированного импульса

$$\Psi(\tau; \nu) = \frac{1}{\sqrt{E_u(0)E_u(\tau)}} \int_{\nu}^{t_u + \nu} A^*(0; t' - \nu) A(\tau; t') dt'. \quad (2)$$

Здесь $E_u(\tau) = \int_0^{\infty} |A(\tau; t')|^2 dt'$ – энергия импульса и ν – временной сдвиг.

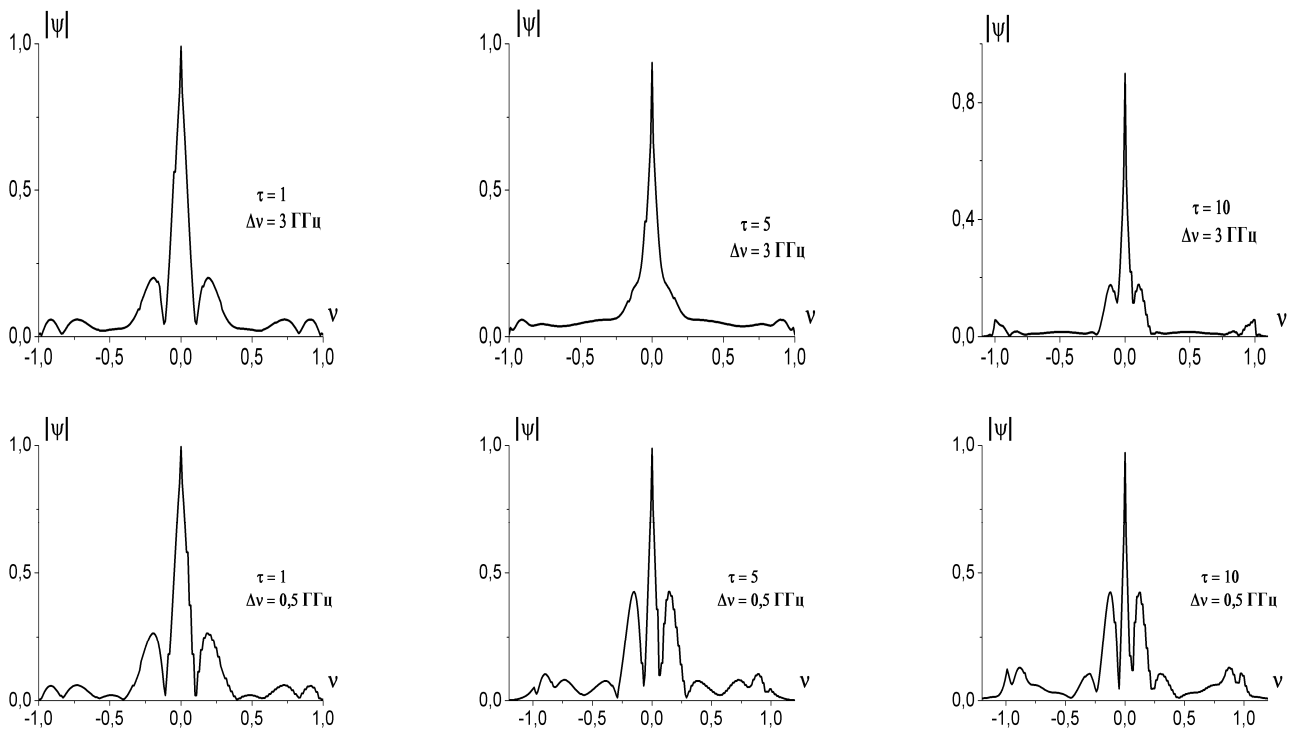


Рис. 2. Взаимнокорреляционная функция излученного (1) и деформированного при распространении в атмосфере ЛЧМ-импульсов для огибающих, изображенных на рис. 1.

Примеры ВКФ, отвечающие огибающим, изображенным на рис. 1, приведены на рис. 2. Высота трассы заметно влияет на вид ВКФ при прочих равных условиях.

Руководитель: зав. лабораторией ФИРЭ им В.А. Котельникова РАН,
профессор, д.ф.-м.н., Г.М. Стрелков.

Литература

1. Стрелков Г.М. Распространение радиоимпульса в среде с аномальной дисперсией. //Докл. РАН. 2005. Т.419. № 4. С.478-482.

ПОВЕДЕНИЕ F3 СЛОЯ НАД СТАНЦИЕЙ LISAMARCA В ПЕРИОД ГЕОМАГНИТНОЙ БУРИ В СЕНТЯБРЕ 2011 Г. И ЕГО ВЛИЯНИЕ НА РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН КВ-ДИАПАЗОНА

Студент: И.А. Носиков (4 курс, кафедра радиофизики,
ФГАОУ ВПО БФУ им. И. Канта)

Научный сотрудник: М.В. Клименко (ЗО ИЗМИРАН)

Ведущий научный сотрудник: В.В. Клименко (ЗО ИЗМИРАН)

Аспирант: Д.С. Котова (2 год, ФГАОУ ВПО БФУ им. И. Канта)

Профессор: В.Е. Захаров (ФГАОУ ВПО БФУ им. И. Канта)

В данной работе представлены результаты модельных исследований поведения экваториальной ионосферы и распространения радиоволн КВ-диапазона от гипотетической низкоширотной передающей станции в период геомагнитной бури 24 – 30 сентября 2011 г. Параметры среды распространения радиоволн рассчитывались с использованием Глобальной Самосогласованной Модели Термосферы, Ионосферы и Протоносферы, разработанной в ЗО ИЗМИРАН [1, 2], модифицированной в части нахождения глобального распределения электрического потенциала магнитосферного и ионосферного происхождения и зонального тока в ионосфере Земли [3, 4]. Постановка задачи моделирования поведения ионосферы во время геомагнитной бури представлена в [5]. Постановка задачи моделирования распространения радиоволн в ионосфере представлена в [6].

Для описания среды распространения радиоволн в данной работе была разработана программа выделения параметров F3 слоя в экваториальной ионосфере, которая позволила провести тщательный анализ поведения дополнительных слоев над станцией Lisamarca, Peru ($\varphi=13.5^{\circ}\text{S}$, $\lambda=74.3^{\circ}\text{W}$), где φ и λ – географические широта и долгота, соответственно.

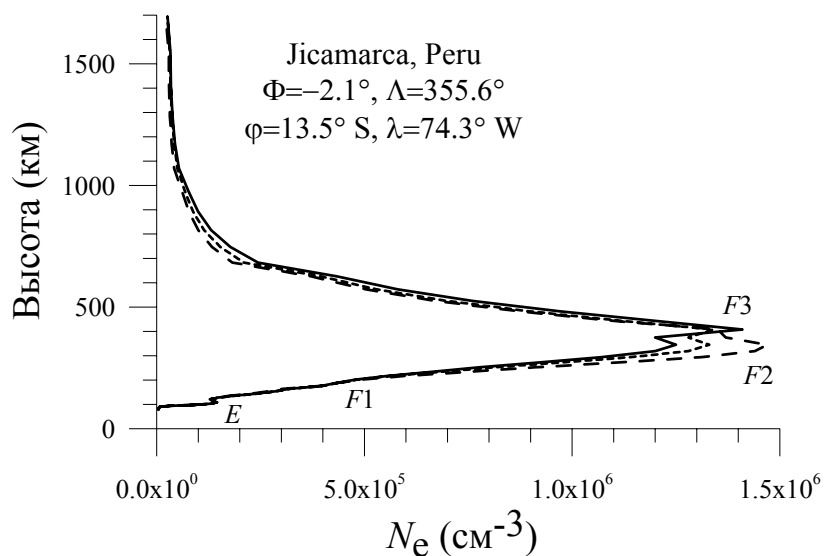


Рис. 1.

На рис. 1 показан пример вертикальных профилей электронной концентрации над станцией Jicamarca, рассчитанных в модели ГСМ ТИП для 16:00 UT (11:00 LT) при спокойных условиях (пунктирная линия), 26 сентября (положительная фаза бури, сплошная кривая) и 29 сентября (отрицательная фаза бури, штриховая кривая).

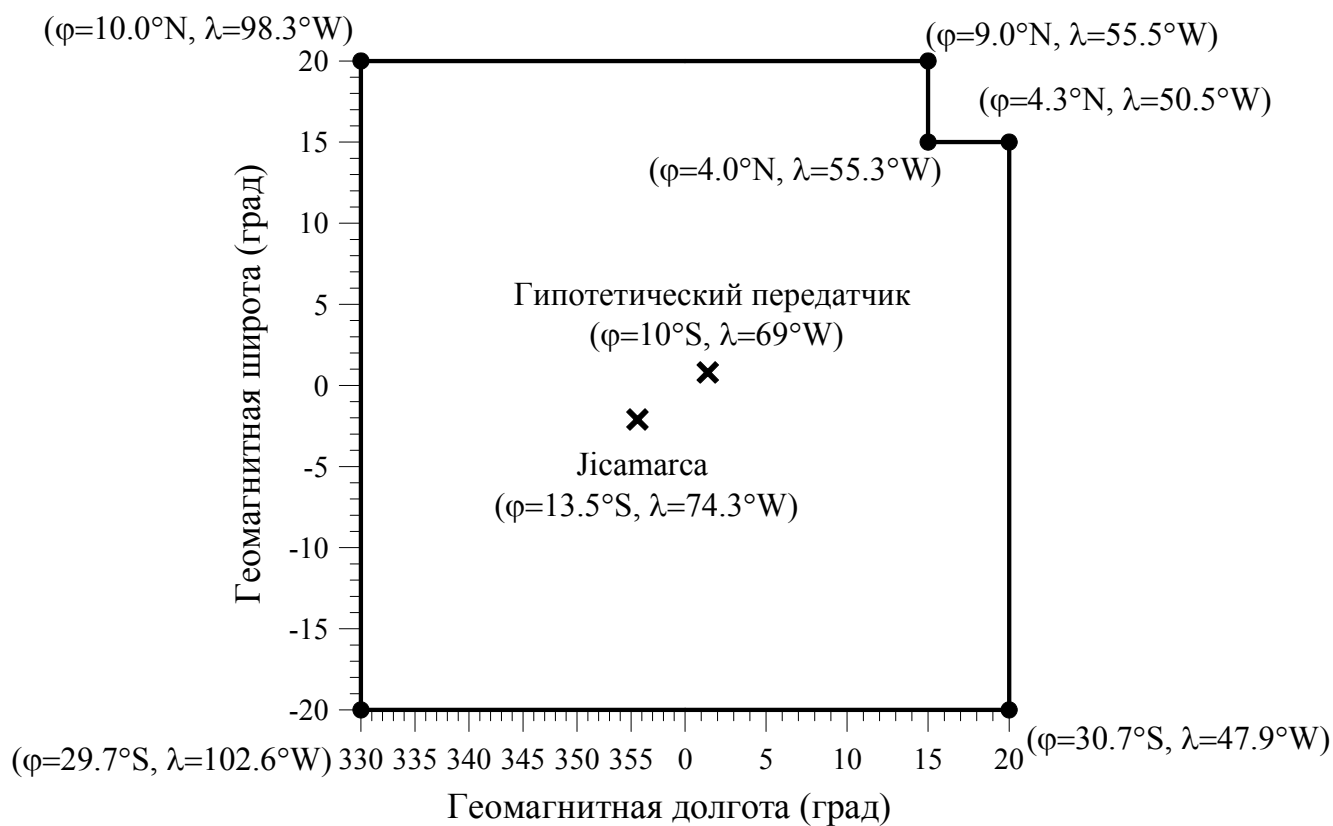


Рис. 2

На рис. 2 показана область приэкваториальной ионосферы, в которой проводились модельные расчеты распространения радиоволн от расположенной вблизи станции Lisamarca гипотетической низкоширотной передающей станции с географическими координатами ($\varphi=10^{\circ}\text{S}$, $\lambda=69^{\circ}\text{W}$), для которой $\alpha=45^{\circ}$ и $\beta=90^{\circ}$ – угол места и азимут излучения передающей антенны, соответственно.

Параметры среды распространения радиоволн были рассчитаны для тех же 16:00 UT невозмущенных условий, 26 сентября (положительная фаза ионосферной бури) и 29 сентября (отрицательная фаза ионосферной бури).

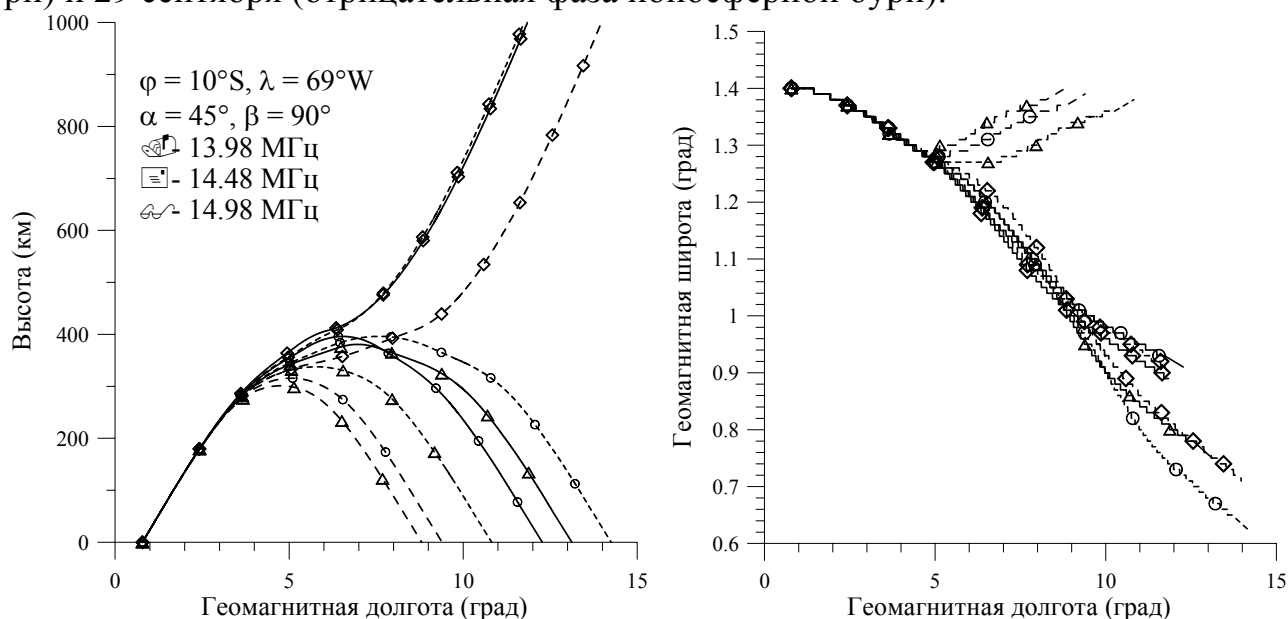


Рис. 3

На рис. 3 показан пример распространения обыкновенной радиоволны с тремя различными частотами (13.98, 14.48 и 14.98 МГц). Пунктирными кривыми показаны результаты расчетов для невозмущенных условий, сплошными кривыми для 26 сентября и штриховыми кривыми для 29 сентября. Таким образом, проведен анализ результатов модельных расчетов трехмерно неоднородной анизотропной низкоширотной ионосферы во время геомагнитной бури и исследованы изменения условий распространения радиоволн КВ-диапазона в этой среде.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ №12-05-31217 и Программы 22 РАН.

Руководитель: н.с. ЗО ИЗМИРАН, к.ф.-м.н. Клименко М.В.

Литература

1. Namgaladze A.A., Korenkov Yu.N., Klimenko V.V., Karpov I.V., Bessarab F.S., Surotkin V.A., Glushchenko T.A., Naumova N.M.. Global model of the thermosphere-ionosphere-protonosphere system // *Pure and Applied Geophysics*. – 1988. – V. 127. – № 2/3. – P. 219-254.
2. Намгаладзе А.А., Кореньков Ю.Н., Клименко В.В., Карпов И.В., Бессараб Ф.С., Суроткин В.А., Глущенко Т.А., Наумова Н.М. Глобальная численная модель термосферы, ионосферы и протоносферы Земли // *Геомагнетизм и аэрномия*. – 1990. – Т. 30, № 4. – С. 612-619.
3. Клименко В.В., Клименко М.В., Брюханов В.В. Численное моделирование электрического поля и зонального тока в ионосфере Земли – Постановка задачи и тестовые расчеты // *Математическое моделирование*. – 2006. – Т.18. – №3. – С. 77-92.
4. Клименко М.В., Клименко В.В., Брюханов В.В. Численное моделирование электрического поля и зонального тока в ионосфере Земли – Динамо поле и экваториальный электроджет // *Геомагнетизм и аэрномия*. – 2006. – Т.46, №4. – С.485-494.
5. Klimenko M.V., Klimenko V.V., Korenkova N.A., Vorobjov V.G., Yagodkina O.I., Ratovsky K.G., Sahai Y., Fagundes P.R., de Jesus R., de Abreu A.J. Various magnetospheric inputs to the GSM TIP model for investigation of ionospheric response to geomagnetic storm event on 2–3 May 2010 // *Physics of Auroral Phenomena, Proc. XXXV Annual Seminar, Apatity, 2012*. P. 111–114.
6. Котова Д.С., Клименко М.В., Клименко В.В., Захаров В.Е., Воробьев В.Г., Ягодкина О.И. Численное моделирование распространения радиоволн в приэкваториальной области ионосферы во время геомагнитной бури 1 – 3 мая 2010 г. // *Труды 18-ой региональной конференции по распространению радиоволн, Санкт-Петербург, 2012* (в печати).

ПОЛЕ СКОРОСТЕЙ И ДАВЛЕНИЙ В ВЯЗКОЙ ЖИДКОСТИ ОТ МАЛОГО АКУСТИЧЕСКОГО ДИПОЛЯ ВБЛИЗИ АБСОЛЮТНО ЖЁСТКОЙ СТЕНКИ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧИСЕЛ РЕЙНОЛЬДСА

Студент: А.С. Павловский (2 курс магистратуры, кафедра радиофизики СПбГУ)

Рассматривается малый диполь, который расположен в вязкой жидкости на расстоянии h от абсолютно жесткой стенки и совершает гармонические колебания по нормали к стенке с частотой $\omega = 2\pi f$ (рис. 1). Расстояния от диполя до остальных границ много больше h и d . Известно [1], что на расстоянии, много меньшем длины продольной волны от диполя, жидкость ведет себя как несжимаемая. Движение несжимаемой вязкой жидкости описывается системой уравнений, включающей нестационарное нелинейное уравнение движения (1) и уравнение неразрывности (2)

$$\frac{\partial \vec{U}}{\partial t} + (\vec{U} \cdot \nabla) \vec{U} = -\frac{\nabla P}{\rho} + \nu \Delta \vec{U}, \quad (1)$$

$$\operatorname{div}(\vec{U}) = 0. \quad (2)$$

Граничные условия: на открытом конце давление $P = 0$, на стенках скорость жидкости $U = 0$, на колеблющейся поверхности скорость жидкости равна аксиальной скорости диполя $V = V_0 \sin(\omega t) = U_x$, $U_y = 0$.

Уравнение (1) нестационарное нелинейное, что позволяет решать задачу в переходном процессе установления стационарного поля во времени t и при произвольных числах Рейнольдса $Re = V_0 d / \nu$. Здесь обозначены ρ , ν – плотность и кинематическая вязкость жидкости; d – характерный размер диполя.

При постановке численного эксперимента пользовались методом подобия. Для движения вязкой несжимаемой жидкости необходимым параметром подобия является число Рейнольдса. Однако в рассматриваемой задаче характерным размером может быть, кроме диаметра диполя, любая из перечисленных ниже величин: $\delta^2 = 2\nu / \omega$ – квадрат толщины пограничного слоя, λ – длина волны, $A = V_0 / \omega$ – амплитуда колебательного смещения диполя. Отношения каждой из этих величин к другой тоже является безразмерным, а их комбинация также дает число Рейнольдса $Re = Ad / \delta^2$.

Моделирование производилось в программном пакете Comsol Multiphysics. Оптимальным шагом по пространству оказался шаг треугольной сетки $\delta/6$ по толщине зазора. Шаг по времени составлял $T/200$. При этих шагах расчеты поперёк

зазора воспроизводились с точностью 0,03% по давлению и 0,05% по скорости. Расчет проводился для следующих значений параметров задачи: частота $f = 50$ Гц, соответствующий период колебаний $T = 0,02$ с, диаметр тела $d = 8,7$ см. $A \ll d$. Толщина пограничного слоя $\delta = 2,75$ мм. Кинематическая вязкость $\nu = 1,1 \cdot 10^{-3}$ м²/с. Отношение h/δ меняли в диапазоне от 1 до 10, а числа Рейнольдса – от 0,06 до 630.

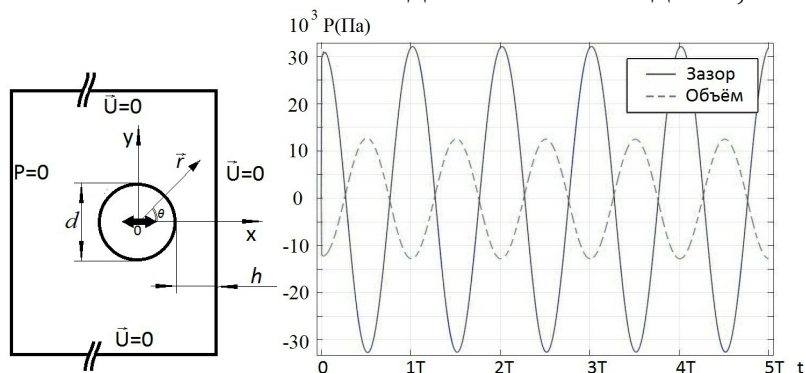


Рис.1. Геометрия задачи.

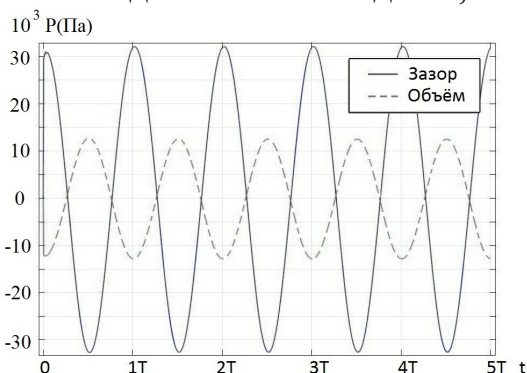


Рис.2. Распределение давления во времени вблизи осциллирующей сферы. $Re=63$, $h/\delta = 6$.

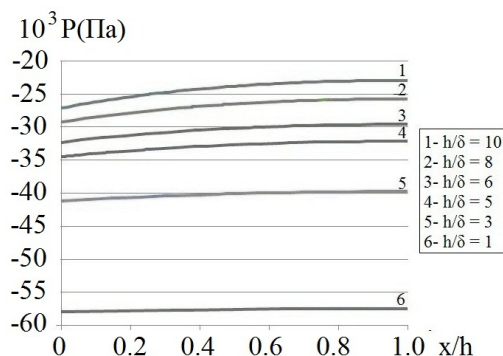


Рис.3. Давление разрежения в зазорах различной ширины. $Re=63$.

Численный эксперимент показал, как и ожидалось, что во времени давление в зазоре и в объеме жидкости меняется по гармоническому закону в фазе со смещением диполя (рис. 2). Точка наблюдения, для которой получено это распределение, находится на оси колебаний на расстоянии от поверхности диполя $x = 1$ мм в зазоре и на таком же расстоянии с другой стороны сферы. По оси абсцисс отложено время в долях периода колебаний. В момент времени $t = 0$ диполь двинулся внутрь зазора – давление там повысилось. В этот же момент давление на задней кромке сферы понизилось. Видно, что абсолютные значения давлений сжатия и разрежения в зазоре в разы выше, чем в объеме. Наблюдаемая периодичность во времени сохраняется для всех исследованных толщин зазоров во всем диапазоне чисел Рейнольдса. Однако, при $Re = 630$ сильно проявляются нелинейные эффекты, нарушающие гармонический вид зависимости.

На рис. 3 показано распределение давления по ширине зазора по оси колебаний для моментов времени, соответствующих разрежению в зазоре. По оси абсцисс отложено отношение x/h вдоль оси колебаний. По оси ординат – давление разрежения. Параметром кривых является отношение h/δ . Из рис. 3 видно, чем уже зазор, тем большего разрежения можно достичь при прочих равных условиях. Для исследованных зазоров характер распределения давления разрежения подобный.

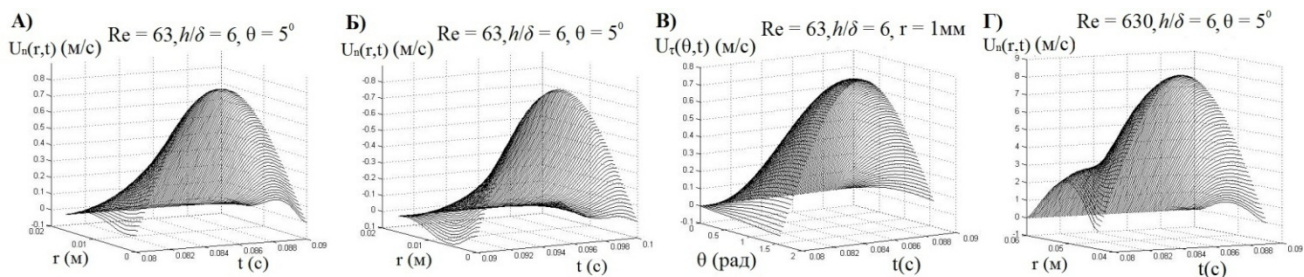


Рис.4. Поверхности величин компонент скорости в пространстве-времени в зазоре. а) $U_n(r,t)$ при $Re = 63, t = 4T \div 4T+T/2$; б) $U_n(r,t), Re=63, t = 4T+T/2 \div 5T$; в) $U_\tau(\theta,t), Re=63, t = 4T \div 4T+T/2$; г) $U_n(r,t), Re=630, t = 4T \div 4T+T/2$.

На рис. 4 показаны радиальная $U_n(r,t)|_{\theta=5^\circ}$ и тангенциальная $U_\tau(\theta,t)|_{r=1\text{ мм}}$ компоненты скорости жидкости. Видно, что радиальная составляющая максимальна в направлении внешней нормали к диполю в моменты времени, кратные $T/4$, (диполь движется к стенке, рис.4а), и максимальна, но противоположно направлена в моменты времени, кратные $3T/4$, (диполь движется от стенки, рис. 4б). При $t = T/2, T$ заметна инерционность жидкости, т.е. скорость жидкости некоторое время сохраняет направление после перемены направления движения диполя. Тангенциальная составляющая (рис. 4в) принимает максимальное значение на экваторе ($\theta = \pi/2$) в моменты времени, кратные $T/4$ и $3T/4$, и всегда обращается в 0 на полюсе ($\theta = 0$). При больших числах Re проявляются значительные нелинейные искажения, особенно заметные в радиальной компоненте (рис. 4г). Наблюдается несимметрия величины скорости жидкости в полупериоды сжатия и разрежения, которая в большей степени проявляется при больших числах Re (рис. 4а и 4г).

Моделирование данной задачи необходимо для понимания явлений, происходящих при ультразвуковых технологических процессах, протекающих на поверхности твёрдого тела и жидкости (очистка, металлизация материалов). Получены величины давлений, превышающие порог кавитации в данной жидкости, а также величины компонент скоростей жидкости. Поле скоростей имеет вихревой характер, меняющийся в зависимости от числа Рейнольдса и отношения h/δ .

Руководитель: доцент, к.ф.-м.н., Н.Г. Семёнова.

Литература

1. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. // Гидродинамика. – Наука. – М., 1986.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АДАПТИВНОЙ МОДЕЛИ ПОЛНОГО СОДЕРЖАНИЯ ЭЛЕКТРОНОВ В ИОНОСФЕРЕ ЗЕМЛИ

Аспирант: А.В. Першин (1 год, ФГБНУ НИРФИ)

Широко известен метод измерения полного электронного содержания (ПЭС) на основе записей разностей фаз двух сигналов GPS приемников, который позволяет получить приращение ПЭС, но не позволяет непосредственно вычислить его абсолютную величину, основываясь лишь на данных одного приемника. Предлагается использовать адаптивную модель ПЭС в луче на спутник, которая позволяет вычислить абсолютное значение ПЭС и его пространственную производную вдоль траектории подионосферной точки спутника. Пренебрегая анизотропностью ионосферной плазмы и считая, что наклонный ПЭС $T_{накл}(t)$ зависит от вертикального $T_{вер}(t)$ только через функцию угла луча на спутник $T_{накл}(t) \approx T_{вер}(t) / \sin \alpha(t)$, где $\alpha(t)$ - угол от горизонта (возвышение спутника). Это нелинейная функция, полученная в результате расчета возвышения спутника над горизонтом через SGP4 модель. Варьируемую функцию $T_{вер}(t) = T_{0вер} + kt$ представим как линейную функцию времени, т.е. будем считать, что вертикальный ПЭС линейно изменяется вдоль траектории подионосферной точки спутника.

Измеренное значение наклонного ПЭС $T_{накл}^{изм} = T_{отн} + c$ получим на основе разности фаз $L1, L2$ по данным приемника GPS, где c - неизвестная константа. Добиваться сходимости модельного ПЭС $T_{накл}$ к функции измеренного ПЭС $T_{накл}^{изм}$ можно различными способами, в т.ч. минимизацией среднеквадратичного отклонения по N точкам двух рядов данных $T_{накл}^{изм}$ и $T_{накл}$. В результате имеем 3 независимых параметра: $T_{0вер}$, k , c . Изменяя эти параметры можно добиться наилучшей сходимости функций $T_{накл}^{изм}$ и $T_{накл}$ в среднем на выбранном интервале времени $[t_1, t_2]$. На рис. 1 представлен пример моделирования ПЭС 05.10.2011 г. в 19:00 UT для спутника GPS PRN 32 в точке наблюдения с координатами: 56.15 с.ш.; 46.1 в.д. Возвышение спутника на интервале моделирования изменялось от 62° в начальный момент ($t = 0$) до 86° в момент кульминации ($t \approx 3600$ с.). Из рис. 1с видно, что разность моделированного ПЭС и измеренного на интервале $[1000, 7000]$ секунд не превышает $0.07 TECSu$. При этом получено: $T_{0вер}(t = 3600с.) = 13,4(TECSu)$,

$dT_{0\text{вер}} / dt = 0,05(\text{TECu} / \text{час})$. Этот результат свидетельствует о высоком значении ПЭС (обычно не более 10 TECu) и малой его производной вдоль направления перемещения подионосферной точки. В связи с этим нужно отметить, что попытки еще более упростить модель $T_{\text{вер}}(t)$, считая $T_{\text{вер}}(t) = T_{0\text{вер}}$, не увенчались успехом, поскольку пространственная производная вдоль направления перемещения подионосферной точки редко оказывается малой, чтобы при её игнорировании удалось свести модельную функцию ПЭС к данным реального измерения с малой погрешностью. Возникает вопрос оценки погрешности получаемого ПЭС и его производной, поскольку функция $\alpha(t)$ на основе модели SGP4 не является тривиальной.

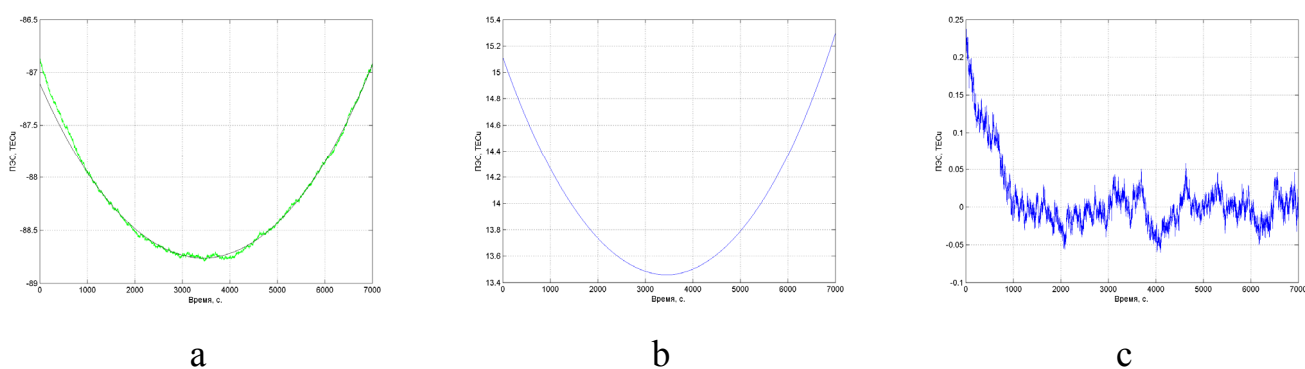


Рис. 1 (а – модельное и реальное наклонное ПЭС без учета полученной константы c ; б – абсолютное ПЭС, полученное из модели; в – разность ПЭС из модели и эксперимента).

Метод минимизации среднеквадратичного отклонения двух рядов данных по N точкам не всегда дает желаемый результат, так как нередко случаи появления крупномасштабных возмущений на фазоразностной записи. Основой данного аналитического анализа сходимости является использование только невозмущенных интервалов измеренного ПЭС с применением предварительной фильтрации фазоразностного сигнала с целью уменьшения амплитуды крупномасштабных (до нескольких десятков минут) случайных возмущений.

Руководитель: доцент, к.ф.-м.н. Ф.И. Выборнов.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕЖИМОВ РЕЛАКСАЦИИ МАГНИТОУПРУГИХ КОЛЕБАНИЙ В ФЕРРИТОВОМ СЛОЕ

Студенты: Д.А. Плешев (2 курс магистратуры, кафедра РЭ, СыктГУ),
Е.В. Варзер (3 курс, кафедра РЭ, СыктГУ)

Исследования релаксационных, магнитных и магнитоупругих свойств магнитоупорядоченных мелкодисперсных систем и разработка моделей их поведения в импульсных и переменных магнитных полях представляют собой важное и быстро развивающееся направление физики. В настоящее время исследование нелинейной магнитной и магнитоупругой динамики и её релаксационных особенностей в тонких плёнках и частицах является перспективным направлением.

Данная работа посвящена исследованию особенностей релаксации нелинейных магнитоупругих колебаний в ферритовом слое, намагниченном перпендикулярно его плоскости. При этих условиях удастся добиться наибольшей степени нелинейности магнитоупругих колебаний, за счет того что блокируются процессы параметрического распада, которые обычно препятствуют достижению больших углов прецессии намагниченности [1]. Математическая модель, состоящая из системы обыкновенных дифференциальных уравнений, для описания нелинейных магнитоупругих колебаний в ферритовом слое была получена в работе [2]. Модель основывается на уравнении Ландау-Лифшица и уравнении для компонент упругого смещения. Численное решение системы уравнений дает описание развития компонент намагниченности и упругих смещений во времени.

В работе использовалась данная модель для исследования особенностей процессов релаксации намагниченности и упругих смещений во время действия радиоимпульсного переменного поля и после его воздействия при нелинейном режиме возбуждения магнитоупругих колебаний.

В работе выявлены нелинейные и релаксационные особенности поведения магнитных и упругих колебаний в ферритовом слое вблизи акустического резонанса. Определена зависимость времени релаксации магнитоупругих колебаний

от разности времён релаксации магнитной и упругой подсистем при точном соблюдении условий акустического резонанса. Проанализировано качественное различие магнитоупругой релаксации в линейном и нелинейном режимах возбуждения. Определена область значений параметра магнитной диссипации, в которой магнитоупругая связь является наибольшей в линейном и нелинейном режимах возбуждения.

Выявлен нелинейный режим релаксации магнитоупругих колебаний после действия импульса переменного поля в ферритовом слое.

При создании магнитоакустических ВЧ и СВЧ устройств необходимо учитывать релаксационные эффекты, предсказанные в работе. Результаты, полученные в данной работе, могут быть использованы при разработке магнитоакустических преобразователей, которые позволяют на два-три порядка увеличить эффективность ныне существующих магнитоакустических преобразователей и создать компактные гиперзвуковые усилители при использовании электромагнитной накачки.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант №12-02-01035а).

Научный руководитель: доцент кафедры радиофизики и электроники,
к.ф.-м.н. Власов В.С.

Литература

1. Моносов Я.А. Нелинейный ферромагнитный резонанс. М.: Наука. 1971.
2. В.С.Власов, Л.Н. Котов, В.Г. Шавров, В.И. Щеглов Нелинейное возбуждение гиперзвука в ферритовой пластине при ферромагнитном резонансе // Радиотехника и электроника. 2009. Т.54. Вып. 7. С. 863-874.

ВЛИЯНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ОСОБЕННОСТЕЙ КОНТАКТНЫХ ПЯТЕН НА ПАРАМЕТРЫ СИЛЬНОТОЧНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ

Студенты: К.А. Прилепа, Г.А. Кумичёв (5 курс, кафедра радиофизики, СПбГУ)

При проектировании и эксплуатации высоковольтных электрических аппаратов необходимо учитывать особенности конструкции их токоведущих систем. В частности, наличие различного рода контактов, соединяющих их составные части. Известно [1], что при контакте двух проводников ток протекает не по всей контактной поверхности, а по небольшим локализованным областям. Такие области называются контактными пятнами. Появление контактных пятен существенно изменяет сопротивление контактирующих проводников. По этой причине необходимо учитывать влияние контактных пятен на сопротивление.

Существует несколько причин образования переходного контактного сопротивления: стягивание линий тока к контактными пятнам и образование на контактных поверхностях слабопроводящих адсорбированных плёнок. В результате контактное сопротивление имеет две составляющие – сопротивление стягивания и сопротивление, связанное с наличием плёнок:

$$R_{cont} = R_c + R_{nl}.$$

Оба члена зависят от величины силы приложенной к контактам (сила контактного нажатия). Причём вторым членом, при определенных условиях, можно пренебречь. Так, например, контактные пленки разрушаются при повышенной температуре контактных поверхностей и больших контактных нажатиях.

Целью данной работы является выявление влияния геометрических особенностей контактных пятен и на сопротивление стягивания. Оказывается, что контактные пятна состоят из проводящих и не проводящих областей. Это явление называется фрагментацией. В работе рассматривается влияние фрагментации и формы пятен на контактное сопротивление.

Все расчеты проводятся в пакете численного моделирования ANSYS. Адекватность численных моделей проверяется для простых моделей сопоставлением результатов расчетов с имеющимися аналитическими решениями.

При контакте проводников могут возникать дефекты формы, вызванные технологическими особенностями их изготовления. В одной из частей работы рассматривается влияние типовых дефектов на величину контактного сопротивления. Показано, в каких случаях наличие дефектов приводит к его увеличению, а в каких случаях сопротивление уменьшается.

Были рассчитаны также контактные сопротивления для пятен разной формы при их одинаковой площади. Отличие сопротивлений в данном случае может оказаться весьма значительным (до 50%). Аналогичные результаты приводятся в монографии [2], однако они не имеют достаточного физического обоснования.

Проведен расчёт одноточечного контакта с непроводящим включением круглой формы. Построена зависимость сопротивления стягивания от местоположения данного дефекта. Показано, что при приближении дефекта к краю контактного пятна сопротивление заметно увеличивается.

Также проведено компьютерное моделирование фрагментированного контактного пятна. Для анализа введён коэффициент фрагментации, как отношение непроводящей площади контактного пятна к проводящей. На основании этого построено семейство кривых зависимости сопротивления стягивания от коэффициента фрагментации.

Руководитель: доцент СПбГУ М.А. Павлейно.

Литература

1. Хольм Р. Электрические контакты, пер. с англ. Брусникина Д.Е. – М.: Изд-во иностр. литературы, 1961. 464с.
2. Мышкин Н.К., Кончиц В.В., Браунович М. Электрические контакты: – Долгопрудный: изд. дом «Интеллект», 2008 – 560с.

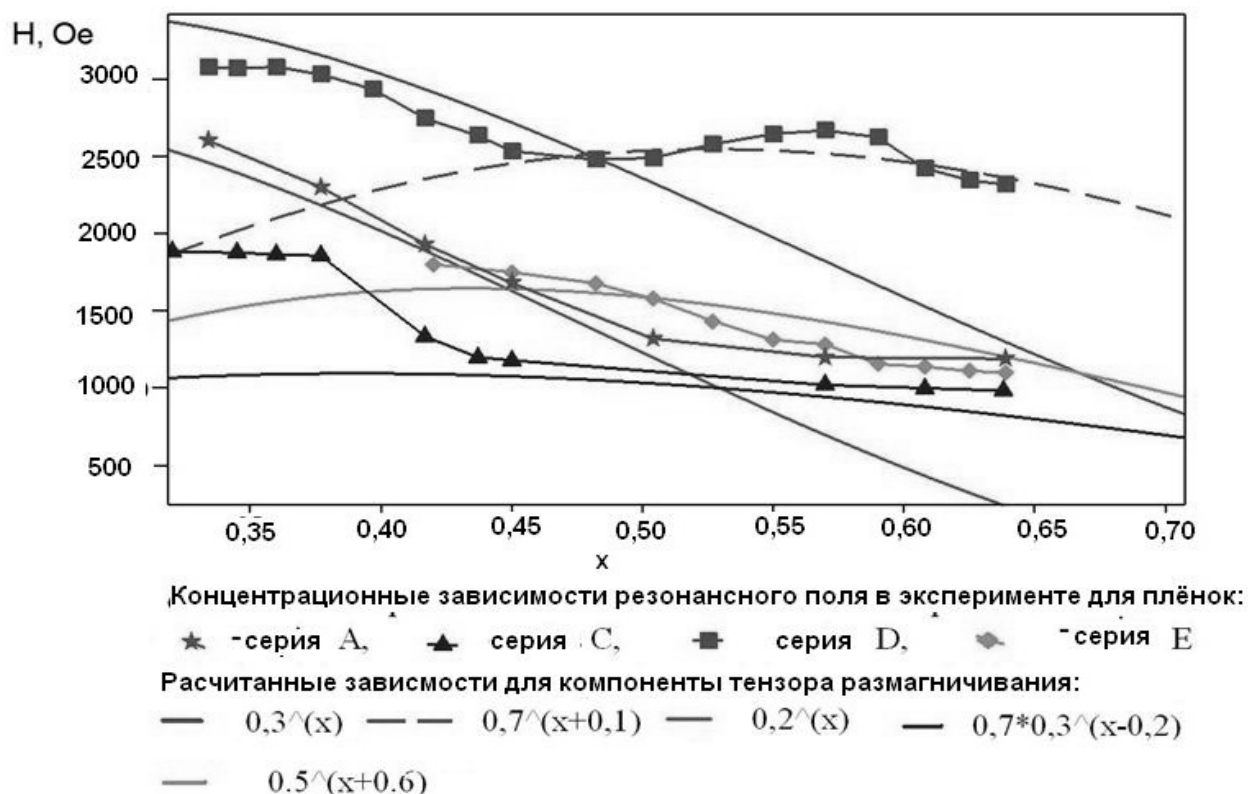
СПЕКТРЫ ПОГЛОЩЕНИЯ АНСАМБЛЕЙ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ЧАСТИЦ В ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАТРИЦЕ

Студенты: И.Н. Размыслов (1 курс магистратуры, кафедра РЭ, СыктГУ),
А.А. Будина (2 курс магистратуры, кафедра РЭ, СыктГУ).

Ансамбли ферромагнитных частиц помещенных в диэлектрическую среду, представляют интерес для изучения, как фундаментальных основ, так и для прикладного значения. Такие ансамбли имеют уникальные свойства: гигантское магнитосопротивление, значительный магнитооптический отклик, аномальный эффект Холла и др. Свойства подобных систем зависят от концентрации металлической фазы и размеров частиц. Уникальные свойства таких систем имеют большие перспективы применения в различных электронных устройствах: датчиках полей, устройствах для записи и хранения информации, частотных фильтрах, в СВЧ технике.

Метод ферромагнитного резонанса (ФМР) является одним из основных инструментов исследования подобных систем и является чувствительным к структуре ансамблей и размеру частиц. Частным случаем таких ансамблей являются композитные металлодиэлектрические плёнки. В данной работе обсуждается модель для описания экспериментальных данных по ФМР, для однослойных и многослойных композитных плёнок, разделенных слоями диэлектрика или полупроводника, с различными концентрациями металлической фазы. Ферромагнитные частицы, распределённые хаотично в диэлектрике, различаются размерами и формой. Эти ансамбли довольно сложная и неоднородная магнитная система. Для подобных систем предложена модель среднего поля. Одной из вариаций модели среднего поля является модель Дубовика [1]. Исходя из уравнения Смита - Сулла и модели Дубовика, в работе получено выражение, определяющее резонансное поле для ансамбля взаимодействующих частиц. Для расчёта и построения графиков, была написана программа в среде “Scilab”(адрес в интернете: <http://www.scilab.org>).

Результат моделирования сравнивался с экспериментом [2]. Состав плёнок в экспериментах был следующим: серия А - $(\text{Co}_{45}\text{-Fe}_{45}\text{-Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y$; серия С - $\{(\text{Co}_{45}\text{-Fe}_{45}\text{-Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y - (\text{Co}_{45}\text{-Fe}_{45}\text{-Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y\}_{120}$; серия D - $\{[(\text{Co}_{45}\text{-Fe}_{45}\text{-Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y] - [\alpha\text{-Si}]\}_{120}$; серия E $\{[(\text{Co}_{45}\text{-Fe}_{45}\text{-Zr}_{10})_x(\text{Al}_2\text{O}_3)_y] - [\alpha\text{-Si:H}]\}_{120}$, где $y=100-x$, 120 число композитных и полупроводниковых слоёв. Экспериментальные спектры поглощения пленок были сняты на стандартном ЭПР спектрометре. Полученные теоретические концентрационные зависимости не очень хорошо описывали экспериментальные результаты. Это отклонение можно объяснить тем, что с ростом концентрации металла изменяется как размеры частиц, так и их форма. Таким образом, компоненты тензора размагничивающих коэффициентов будут функциями, зависящими от концентрации. С учётом этого предположения, модель была доработана. На основе предложенного подхода, были получены результаты, которые значительно лучше стали согласовываться с экспериментом (рис.).



Наиболее детально был исследован участок концентраций металлической (магнитной) фазы x до образования сплошной металлической среды, но при которых уже возникает взаимодействие между частицами.

Для разных серий плёнок были получены размагничивающие факторы на участках до образования сплошной металлической среды. Численными методами по известным формулам размагничивающих факторов для ферромагнитных эллипсоидов вращения были рассчитаны соотношения между размерами для эффективной частицы. Теория предсказывает постепенное вытягивание частиц в направлении, перпендикулярном плоскости плёнки, что выглядит вполне адекватно и согласуется с экспериментами.

Также для различных концентраций металлической фазы на основе модели используемой в работе, были рассчитаны зависимости резонансного поля от угла между плоскостью пленок и направлением постоянного поля. Сравнение теоретических и экспериментальных результатов для угловых зависимостей было проведено для плёнок состава $(\text{CoTaNb})_x(\text{SiO}_2)_y$ для концентраций x ниже порога перколяции. С учетом изменения размагничивающих факторов частиц от концентрации x получено неплохое согласие теоретических и экспериментальных зависимостей резонансного поля.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант №12-02-01035а).

Научный руководитель:

доцент кафедры радиофизики и электроники (РЭ), к.ф.-м.н., Власов В.С.

Литература

1. Dubowik J., Phys. Rev., **54**, 1088 (1996)
2. Котов Л.Н., Турков В.К., Власов В.С., Голов А.В., Наноматериалы и наноструктуры. 21 век, **4**, 27 (2011)

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ БЛОК УПРАВЛЕНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ ТОКА ЭЛЕКТРОМАГНИТА РАДИОСПЕКТРОМЕТРА

Студент: А.Ю. Тарасов (3 курс, кафедра радиофизики и электроники, СыктГУ)

Радиоспектроскопия – это метод исследования веществ, использующий явление электромагнитного отклика на воздействие непрерывного или радиоимпульсного электромагнитного поля на вещество. Радиоспектроскопия позволяет получать информацию о молекулярном строении веществ и изучать различные динамические и релаксационные процессы в веществе. В большинстве случаев с радиоспектрометром сопрягают электромагнит, питание которого осуществляется от управляемого и стабилизированного источника тока.

Целью данной работы является разработка микропроцессорного блока управления и стабилизации тока электромагнита для радиоспектрометра. Была выбрана схема управления током электромагнита, принцип работы которой заключается в следующем. Управление током электромагнита, реализуется с применением мощных ключевых элементов (транзисторов), работающих в импульсном режиме, и включенных последовательно в цепь питания обмотки радиоспектрометра. Установка определенного значения тока в обмотке электромагнита осуществляется изменением внутреннего сопротивления ключевого элемента. Это внутреннее сопротивление зависит от уровня напряжения на его управляющем электроде, которое формируется широтно-импульсным модулятором (ШИМ), состоящим из микроконтроллера (МК) и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) [1]. МК вместе с ЦАП составляют блок управления и стабилизации. Посредством управляющей программы, загруженной в микроконтроллер, программно задается длительность импульсов ШИМ и вместе с ней (длительностью), как следствие, напряжение на управляющем электроде ключевого элемента. Последнее приводит к установке определенного значения тока в обмотке электромагнита.

За основу взята схема управления током электромагнита ЯМР спектрометра Tesla BS467A. В ней в качестве ключевого элемента выступает линейка из восьми

мощных биполярных транзисторов, включенных параллельно. На базы транзисторов подается управляющее напряжение от блока управления и стабилизации тока. Вся линейка заменена одним IGBT-модулем, что позволило уменьшить конструкцию. Блок - схема питания и управления током электромагнита представлена на рис. 1.



Рис. 1.

Блок - схема блока управления и стабилизации тока приведена на рис. 2.



Рис. 2.

Блок управления и стабилизации тока состоит из следующих элементов: МК - PIC16F676; индикатор E30361 – трехразрядный семисегментный индикатор для отображения информации; микросхема K594PA1 - 12-разрядный ЦАП (преобразователь) двоичного параллельного цифрового кода в постоянный ток; микросхема KP514ИД1 – дешифратор двоично-десятичного кода для 7-сегментного

индикатора; микросхема LM358 – маломощный сдвоенный операционный усилитель.

Принцип работы данного устройства заключается в следующем. Микроконтроллер посредством управляющей программы, формирует цифровой код, соответствующий требуемому току. Код поступает на ЦАП блока управления, который формирует напряжение, подаваемое на затвор IGBT-транзистора, тем самым, задавая ток, текущий через электромагнит. Также, в МК поступает напряжение обратной связи, снимаемое с постоянного сопротивления, включенного последовательно с электромагнитом. Это напряжение, пропорциональное индукции магнитного поля в зазоре электромагнита, оцифровывается с помощью встроенного АЦП, и выводится на индикатор. Это же напряжение сравнивается в блоке управления с напряжением, задаваемым схемой управления. Разность этих напряжений поступает на схему, которая стабилизирует ток электромагнита. Это устройство позволяет осуществлять плавное включение и выключение, текущего через электромагнит тока, для защиты от ЭДС самоиндукции.

Руководитель: инженер, старший преподаватель кафедры радиофизики и электроники СыктГУ, Д.С. Безносиков.

Литература

1. Ю.В. Новиков, П.К. Скоробогатов. Основы микропроцессорной техники. Учебное издание. М.: ИУИТ; БИНОМ. 2009. 336с.

СУБДИСКРЕТИЗАЦИЯ ПОЛОСОВОГО РАДИОСИГНАЛА. УЧЕТ ВНЕПОЛОСНОГО ШУМА. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Студент: А.В. Чабан (5 курс, кафедра РФ, СПбГПУ)

В настоящее время преимущественным методом обработки сигналов является цифровая обработка. Перевод сигналов из исходной аналоговой формы их представления в цифровую форму (аналого-цифровое преобразование) выполняется с определенной частотой их дискретизации во времени. Стандартным требованием при дискретизации сигнала $s(t)$ является выполнение теоремы отсчетов Котельникова – Найквиста [1]: частота дискретизации $f_d \geq 2f_{\max}$, где f_{\max} – максимальная частота в спектре $s(t)$. Заметим, что выполнение этого условия необходимо в случае решения задачи о восстановлении исходного сигнала, однако существуют задачи, когда восстановление сигнала не требуется.

При дискретизации полосовых сигналов, к которым относятся практически все радиосигналы, может быть использована особая форма теоремы отсчетов, которая позволяет существенно уменьшить необходимую частоту дискретизации, тем самым понизить требования к аналого-цифровому преобразователю и, соответственно, сократить выходной цифровой поток. Такая дискретизация носит название субдискретизации.

В [2] приводятся соотношения для выбора возможных различных частот F_s субдискретизации в зависимости от центральной частоты f_0 и ширины полосы $2B$ полосового сигнала. При правильном выборе частоты F_s не происходит искажения спектра исходного сигнала – нет наложений при его размножении при дискретизации. Выбор частоты F_s происходит согласно неравенству

$$\frac{2(f_0 + B)}{k + 1} < F_s < \frac{2(f_0 - B)}{k},$$

где k – целое число, называемое порядком субдискретизации. Например, при $f_0 = 100$ кГц, $2B = 1$ кГц, взяв $k = 2$, получаем $67,0$ кГц $< F_s < 95,5$ кГц.

При $f_0 = 100$ кГц, $2B = 10$ кГц, взяв $k = 2$, имеем $70,0$ кГц $< F_s < 95,0$ кГц.

Однако в любом реальном полосовом сигнале всегда присутствуют внеполосные шумы. Эти шумы при проведении субдискретизации начинают влиять на спектр полосового сигнала вследствие размножения и наложения спектра исходного сигнала, см. рис.1 (8 наложений – 8 зон Найквиста, схематично).

Нами выполнено численное моделирование наложения внеполосных шумов в исходном сигнале при его субдискретизации. На первом этапе полосовой сигнал представлен ЛЧМ сигналом с амплитудой $A = 1$ В, $f_0 = 100$ кГц, $2B = 1$ кГц. К нему прибавлен гауссов шум с равномерной спектральной плотностью и СКО = 1 В. Исходное «аналоговое» представление суммы ЛЧМ+шум соответствует $f_d = 1$ МГц. Расчет спектральной плотности мощности (СПМ) S для суммы представлен на рис. 2 (приведена часть частотной шкалы). При частоте субдискретизации $F_s = 90,909$ кГц (прореживание исходного массива в 11 раз) получена СПМ S_{sd} , представленная на рис. 3. Исходная СПМ шума S_{vp_0} вблизи полосы ЛЧМ сигнала составляет $4,2 \times 10^{-5}$ Гц⁻¹, а после субдискретизации – $4,4 \times 10^{-4}$ Гц⁻¹. Их отношение, равное 11,3, близко к теоретическому значению 11. Аналогично были исследованы прореживания в 22, 33, 44 и 55 раз. Получившиеся значения СПМ внеполосных шумов после субдискретизации S_{vp} , а так же отношение S_{vp}/S_{vp_0} приведены в таблице 1. Исследовалось и среднеквадратичное отклонение СПМ ЛЧМ сигнала до и после субдискретизации для разных порядков субдискретизации.

Таблица 1

Порядок субдискретизации	Прореживание, раз	S_{vp} , Гц ⁻¹	S_{vp}/S_{vp_0} , Гц ⁻¹
2	11	$4,4 \times 10^{-4}$	11,3
4	22	$8,0 \times 10^{-4}$	19,1
6	33	$1,33 \times 10^{-3}$	31,7
8	44	$1,73 \times 10^{-3}$	41,4
10	55	$2,20 \times 10^{-3}$	52,4

Вторым этапом исследований являлась оценка соотношений амплитуд гармонических компонент фиксированных частот, присутствующих в полосовом аддитивном шуме. Гармоники соответствовали несущей $f_0 = 100$ кГц, верхней $f_0 + F = 102$ кГц и нижней $f_0 - F = 98$ кГц боковым частотам АМ сигнала $U_{AM} = (1 + M \cos 2\pi Ft) \cos 2\pi f_0 t$, $M = 2/\sqrt{10}$. Полосовой, тщательно контролируемый шум с параметрами $f_0 = 100$ кГц, $2B = 10$ кГц, сгенерирован в LabView инверсным фильтром Чебышева 2 порядка ($f_d = 1$ МГц). Инверсный фильтр дает равномерную СПМ вдали от основной полосы пропускания, у нас на уровне -30 дБ. При генерации исходного полосового сигнала контролировалось отношение $P_C/P_{Ш}$ в полосе $2B$: 5; 0,5; 0,05, и мы измеряли соотношение «сигнальных» гармоник по рассчитанным СПМ до и после субдискретизации. Пример СПМ сигналов при $C/Ш = 5$ показан на рис. 4 (S – до, Ssd – после субдискретизации).

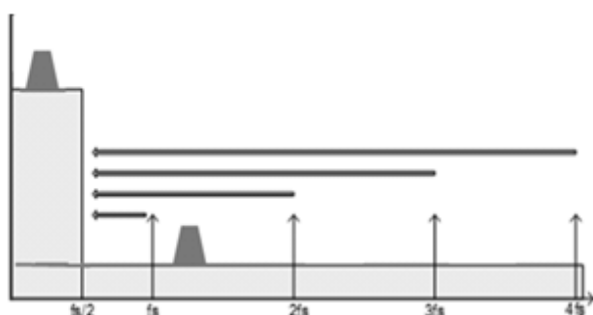


Рис. 1.

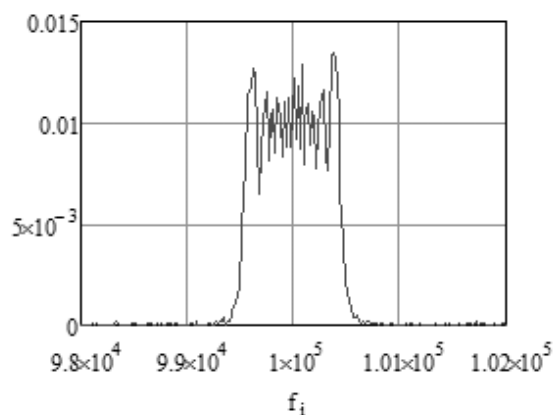


Рис. 2.

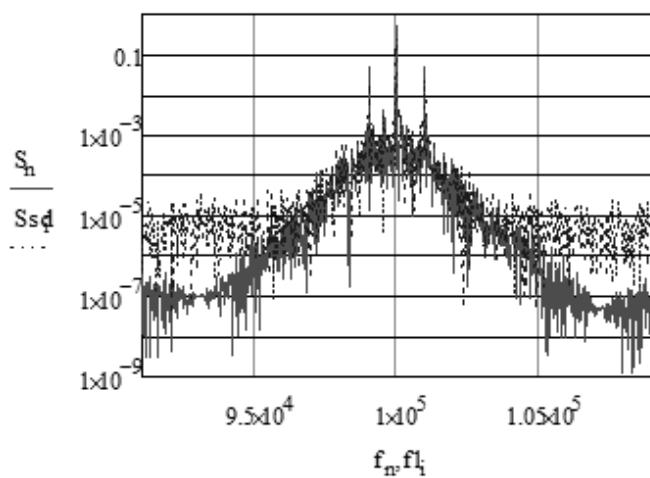


Рис. 4.

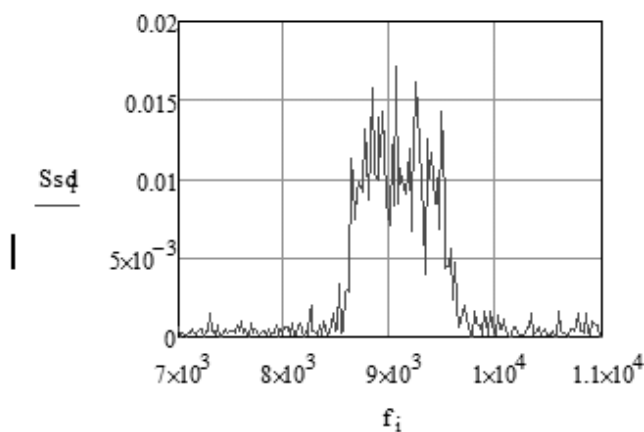


Рис. 3.

В таблице 2 приведены результаты измерений, показывающие сохранение соотношений амплитуд. Были измерены и уровни внеполосных шумов. Например, при $C/\text{Ш} = 5$ средние значения СПМ шумов до и после субдискретизации равны $5,8 \times 10^{-7}$ и $6,4 \times 10^{-6}$, их отношение есть 11,1 (теоретическое – 11).

Таблица 2

Сигнал/Шум исходного сигнала	Отношение гармоник исходного сигнала, дБ	Отношение гармоник субдискретизированного сигнала, дБ
0,05	4,5	4,5
0,5	8,3	9,5
5	10,2	10

Таким образом, проведенные исследования показывают возможность выполнения субдискретизации полосового сигнала и оценки возможных искажений из-за влияния внеполосных шумов.

Научный руководитель: проф. каф. РФ СПбГПУ, д.ф.-м.н. А.П. Лавров.

Литература

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы.- М.: Высш. школа, 2000.
2. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т.1.- М.: Мир, 1983.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов.- М.: 1977.

ПРИМЕНЕНИЕ МОДЕЛИ «ПОВОРАЧИВАЮЩЕГОСЯ» ДИПОЛЯ ДЛЯ ОПИСАНИЯ АТМОСФЕРИКОВ

Студент: П.С. Шелест (5 курс, кафедра радиофизики, СПбГУ)

1. Формы сигналов, испускаемых молниевыми разрядами (атмосферики), с хорошей точностью описываются моделью точечного дипольного излучателя над идеально проводящей плоской поверхностью (если рассматривать по отдельности компоненты полей – электрическую и магнитные). Поля этой модели описываются уравнениями (1), (2), (3), обозначение углов ясно из рис. 1:

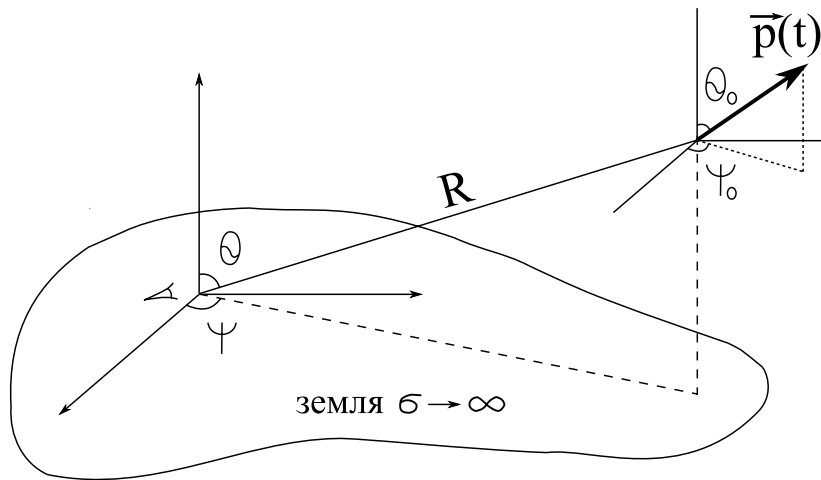


Рис.1.

$$E_z = \frac{1}{2\pi\epsilon_0 c^2 R} \left[\left(p(t) \frac{1}{\tau^2} + p'(t) \frac{1}{\tau} \right) (3 \sin \theta \cos \theta \sin \theta_0 \cos(\psi - \psi_0) - 3 \sin^2 \theta \cos \theta_0 + 2 \cos \theta_0) + p''(t) (\sin \theta \cos \theta \sin \theta_0 \cos(\psi - \psi_0) - \sin^2 \theta \cos \theta_0) \right] \quad (1)$$

$$H_x = \frac{1}{2\pi c R} \left(p'(t) \frac{1}{\tau} + p''(t) \right) (\sin \theta \cos \theta_0 \sin \psi - \cos \theta \sin \theta_0 \sin \psi_0) \quad (2)$$

$$H_y = \frac{1}{2\pi c R} \left(p'(t) \frac{1}{\tau} + p''(t) \right) (\cos \theta \sin \theta_0 \cos \psi_0 - \sin \theta \cos \theta_0 \cos \psi) \quad (3)$$

$$E_x = E_y = 0 \quad H_z = 0 \quad \tau = \frac{R}{c}$$

$p(t)$ – модуль дипольного момента (функция от времени), p' , p'' – его производные. Приемник расположен на земле.

2. Если рассмотреть экспериментально регистрируемый полный вектор магнитного поля и построить его годограф (кривую, вычерчиваемую им со

временем), обнаружатся закономерности, не подчиняющиеся простой дипольной модели, а именно:

- экспериментальный годограф часто не является прямой;
- пересечение годографа с осями координат может происходить не в нуле;
- годограф может иметь самопересечения (петли).

3. Чтобы объяснить эти особенности была введена модель «поворачивающегося» диполя, эквивалентная разложению по трем взаимно ортогональным диполям. В ней формулы для компонент магнитного поля имеют вид:

$$H_x = \frac{1}{2\pi cR} \left[\left(\frac{1}{\tau} p_z' + p_z'' \right) \sin \psi \right] - \frac{\cos \theta \sin \theta_0}{2\pi cR} \left[\sin \psi_0 \left(\frac{1}{\tau} p' + p'' - p \psi_0'^2 \right) + \cos \psi_0 \left(\frac{1}{\tau} p \psi_0' + 2p' \psi_0' - p \psi_0'' \right) \right]$$

$$H_y = -\frac{1}{2\pi cR} \left[\left(\frac{1}{\tau} p_z' + p_z'' \right) \cos \psi \right] + \frac{\cos \theta \sin \theta_0}{2\pi cR} \left[\cos \psi_0 \left(\frac{1}{\tau} p' + p'' - p \psi_0'^2 \right) - \sin \psi_0 \left(\frac{1}{\tau} p \psi_0' + 2p' \psi_0' - p \psi_0'' \right) \right]$$

p_z – вертикальный дипольный момент, p – горизонтальный.

p_z, p, ψ_0 – функции от времени, штрихи обозначают производные.

4. Были получены следующие выводы:

- простой линейный поворот диполя: $\psi_0(t) = \psi_n + \alpha t$ - позволяет описать отклонения годографа от прямой и от нуля. На рис. 2(а) представлен модельный годограф, а на рис.2(б) схожий с ним экспериментальный;

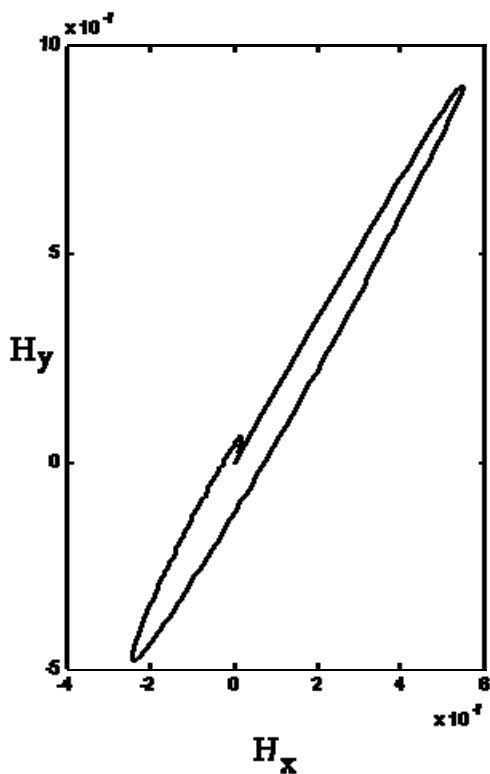


Рис. 2(а).

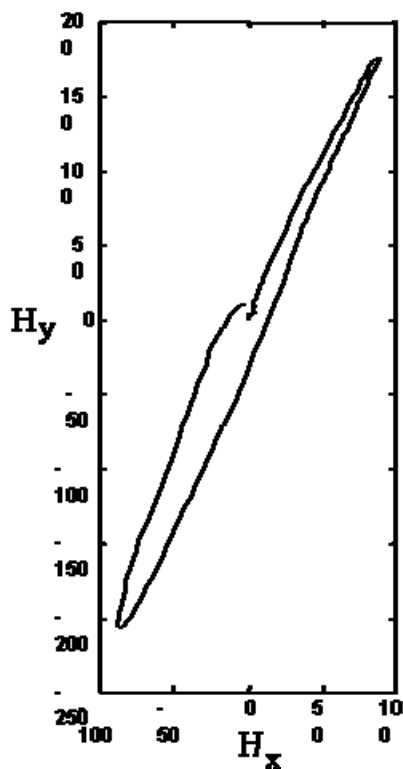


Рис. 2(б).

- осциллирующий поворот диполя: $\psi_0(t) = \psi_c + \psi_a \sin(\gamma t + \delta)$ – пригоден для описания самопересечений (петель) в наблюдаемых годографах. Рис. 3(а) представляет характерный для этой модели теоретический годограф, а рис. 3(б) – экспериментальный.

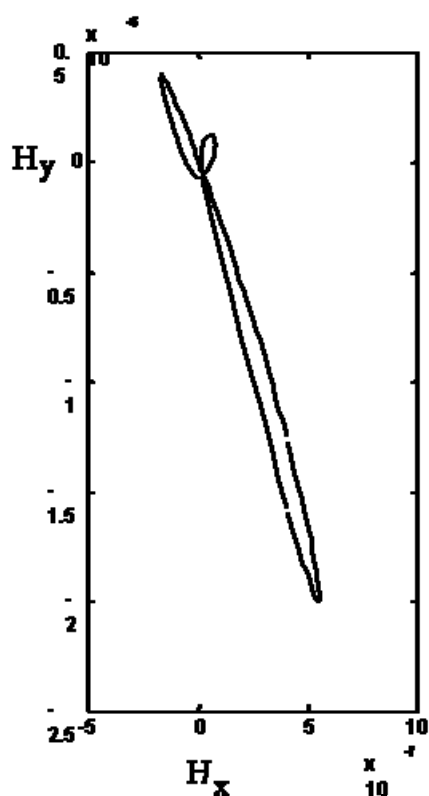


Рис. 3(а).

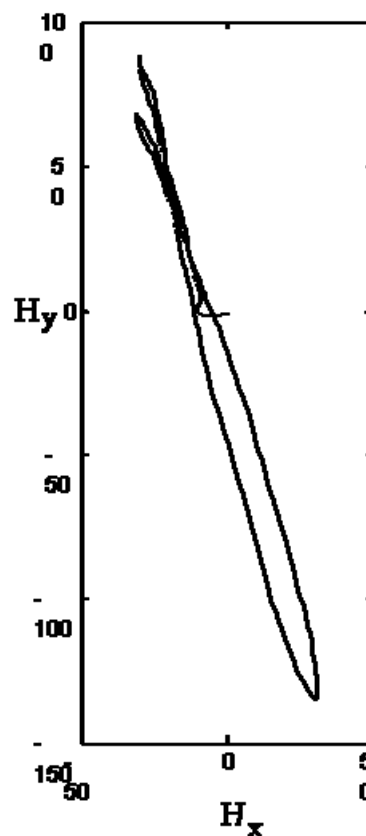


Рис. 3(б).

5. В дальнейшем планируется:

- сопоставить электрическое поле, соответствующее данной модели, с экспериментальным;
- построить алгоритм подбора оптимальных численных параметров модели;
- попытаться на основе данной модели разработать метод селекции разрядов по типам облако-облако, облако-земля.

Руководитель: доцент, к.ф.-м.н. И.И. Кононов.

АННОТАЦИИ

Блинов З.Н. Цифровой термометр на микроконтроллере.

Понятие «температура» играет важную роль при рассмотрении физических или химических процессов в науке и в производстве. В ходе некоторых экспериментальных работ необходим учет температуры. Целью работы является создание автономного устройства, которое могло бы измерить температуру. Этим прибором является цифровой термометр на микроконтроллере, определяющий температуру окружающей среды в диапазоне от -55°C до $+125^{\circ}\text{C}$.

Богачук Д.В., Кирпичёва О.А. Исследование спектров затухания композитных и многослойных пленок на ситалловой подложке.

Исследованы ВЧ и СВЧ свойства тонких композитных и многослойных пленок с разными концентрациями металлической проводящей фазы. Были рассчитаны частотные зависимости рассеиваемой на тонких пленках мощности от их состава.

Васькин А.Д., Рыбаков Ю.В. Исследование малошумящего антенного датчика в виде пирамидальной рупорно-линзовой антенны с гофрированными вставками.

Приведены теоретические и экспериментальные исследования конструкции малошумящего антенного датчика в виде пирамидальной рупорно-линзовой антенны с гофрированными вставками.

Горинбахер А.В. Исследование возбуждения ультразвука магнитострикционными преобразователями.

В работе были собраны несколько схем магнитострикционных преобразователей, работающих на частотах около 30 кГц и 450 МГц. Дается краткое описание схем и элементной базы, на основе которых они создавались.

Демина А.А. Исследование неоднородной структуры ионосферы посредством радиосигналов с частотной модуляцией.

Работа посвящена решению актуальной задаче диагностики ионосферы методами вертикального и наклонного зондирования с применением ЛЧМ сигналов. Решена задача моделирования распространения ЛЧМ сигнала через ионосферный канал, а

так же создан программный комплекс, обеспечивающий обработку результатов регистрации ЛЧМ сигналов на ионосферных трассах, фильтрацию сигналов с целью выделения спектральных характеристик наблюдаемых импульсных КВ радиосигналов. Проведено моделирование процессов формирования, распространения и оптимальной обработки ЛЧМ сигналов. Представлены результаты применения разработанных алгоритмов и программ для решения задач обработки ЛЧМ сигналов на реальной радиотрассе.

Дмитриева О.В. Влияние асимметрии конфигурации сети на качество процедуры восстановления истинных параметров потребителя.

В данной работе представлены результаты анализа влияния асимметрии в конфигурации энергосети на качество процедуры восстановления истинных параметров потребителя, разработанной Афанасьевым В.П. На практике оказывается, что топология реальной сети может быть недостоверно известна, в частности это касается мощности, потребляемой нагрузками – как правило, реальная потребляемая мощность меньше ее паспортного значения. Исследования показывают, что по измерениям фазных значений токов и напряжений можно восстановить реальную топологию, однако, это восстановление неоднозначно. Результатом работы стало получение зависимости максимальной погрешности восстановления матриц нагрузок от отношения мощностей нагрузок, то есть от асимметрии сети.

Егоров А.А. Освоение микроконтроллеров.

Проведено изучение программируемой электроники. Предложен путь освоения и поэтапный выбор микроконтроллеров для изучения их устройства и языков программирования, а также обзор изучаемой отладочной платы Free Scale, стадий ее освоения и некоторый спектр ее применения.

Жигачев А.О. Влияние топологии поверхности на геометрию дифракционного пика при рентгенофазовых исследованиях.

В представленной работе было произведено экспериментальное исследование изменения геометрии дифракционного пика вследствие наличия макроскопических неровностей на поверхности исследуемого материала. Показано, что описание результирующего профиля единичным пиком в методе фундаментальных

параметров не позволяет получить удовлетворительного результата. Продемонстрирована возможность описания профиля несколькими пиками, рассмотрены некоторые возможные применения наблюдаемого эффекта.

Заритовский М.С. Расширение диапазона квадратичного детектирования транзисторного детектора СВЧ-мощности за счет смещения его рабочей точки.

В этой статье рассматривается исследование действия обратной связи на передаточную характеристику транзисторного детектора СВЧ-мощности. ВЧ транзистор рассматривается как нелинейный элемент с экспоненциальной характеристикой. Передаточная (детекторная) характеристика рассчитывается по входному АМ-сигналу со 100% модуляцией. Выходным сигналом является первая гармоника НЧ сигнала, а изменение постоянной составляющей используется как отрицательная обратная связь – для смещения рабочей точки ВЧ транзистора. Рассчитывается и обсуждается отклонение детекторной характеристики от идеальной квадратичной при разной глубине обратной связи.

Казанова Ю.П. Расчет коэффициента отражения от неоднородного магнитодиэлектрического слоя.

Решалась задача отражения и прохождения волн от неоднородного магнитодиэлектрика (плавная неоднородность) методом Вентцеля-Крамерса-Бриллюэна при нормальном падении волны. Определен критерий применимости метода ВКБ для данной задачи. Рассчитан коэффициент отражения (а также прохождения) волны от неоднородного слоя. Учтена неоднородность диэлектрической и магнитной проницаемостей пленки. Проведено сравнение результатов, полученных методом ВКБ и методом усреднения.

Квочкин Д.О. Система сбора данных для автоматизации физического эксперимента.

Описан вариант построения системы сбора данных для автоматизации физического эксперимента. Плата сбора данных реализована на микроконтроллере ATmega8L. Схема сопряжения платы микроконтроллера с компьютером выполнена на микросхеме FT232RL. Разработанная система сбора данных имеет значительный потенциал для автоматизации экспериментов.

Кирушев М.С., Щелкунов Н.М. Переходы между режимами прецессии намагниченности второго порядка в ферритовой пластине.

В данной работе рассматриваются особенности переходов между некоторыми режимами прецессии второго порядка в ферритовой пластине с кубической кристаллографической анизотропией. Динамика намагниченности описывалась уравнением Ландау-Лифшица с релаксационным членом в форме Гильберта, которое решалось методом Рунге-Кутты. Рассмотрена кинетика перехода между режимом прецессии положения равновесия с охватом центра и затухающей прецессией положения равновесия. Выявлен гистерезис при переходе между режимами затухающей прецессии положения равновесия и развернутой круговой прецессией.

Косолапова А.Н., Попова А.В. Диэлектрические ВЧ спектры композитных и многослойных плёнок.

В работе получены ВЧ диэлектрические спектры композитных и многослойных плёнок при различных концентрациях металла и диэлектрика. Проанализировано поведение спектров плёнок с разными диэлектриками и при разных концентрациях металла и диэлектрика.

Круглова З.В. Проектирование микрополосковых квадратурных мостов сложения мощностей с лицевой связью.

Предложены алгоритм и программа расчета на ЭВМ микрополосковых квадратурных мостов сложения мощностей высокочастотных сигналов. Расчеты реализуются в программном пакете BORLAND C++. Данный подход позволяет построить номограмму для инженерного расчета квадратурных микрополосковых мостов и избежать сложных аналитических вычислений при их разработке.

Лепехин В.В. Эффект Фарадея при распространении квазимонохроматического импульса в гиротропной плазме.

Представлены первые результаты теоретического анализа особенностей проявления эффекта Фарадея при распространении квазимонохроматического прямоугольного радио-импульса в замагниченной плазменной среде в направлении внешнего магнитного поля. Параметры среды соответствуют характерным средним условиям в земной ионосфере. Анализ выполнен применительно к метровому диапазону волн.

Эффект проявляется по-разному в зависимости от текущей степени разделения исходного импульса на обыкновенный и необыкновенный импульсы. При неполном разделении импульса выраженный эллипс поляризации формируется в пределах неразделившейся части импульса, при полном обособлении обыкновенного и необыкновенного импульсов эллипс поляризации остается близким к окружности в пределах всей текущей длительности импульса. В последнем случае угол поляризации осциллирует между значениями 0 и 90° , так что большая полуось эллипса поляризации попеременно через малые по сравнению с начальной длительностью импульса временные интервалы оказывается направленной по двум взаимно-перпендикулярным направлениям.

Липина Е.С. Расчет восприимчивости ансамбля взаимодействующих частиц.

В работе была исследована магнитная динамика ансамбля однодоменных взаимодействующих частиц при ее возбуждении радиоимпульсами магнитного поля. Для исследования магнитной динамики был использован метод микромагнитного моделирования. Получена система обыкновенных дифференциальных уравнений, описывающих развитие магнитных колебаний частиц во времени. Рассмотрено влияние изменения магнитной структуры на частотные зависимости восприимчивости.

Альшрайдех А.М. Разработка лабораторного комплекса разработчика телекоммуникационного оборудования.

Поставлена задача по созданию и исследованию лабораторного комплекса разработчика телекоммуникационного оборудования. Намечен путь выполнения поставленной задачи, требующий разработки алгоритмов тестирования устройств помехоустойчивого кодирования; синтеза программно-аппаратного комплекса, моделирующего каналы передачи информации, помехи, кодеры и декодеры различных типов; экспериментального исследования программно-аппаратного комплекса на примерах различных каналов передачи цифровой информации.

Альшрайдех А.М., Гомес Ж.Л., Чернов С.В. Экспериментальное исследование помехоустойчивых кодов.

Рассмотрена возможность экспериментального определения наилучшего вида помехоустойчивого кодирования на этапе эскизного проектирования разрабатываемых систем передачи цифровой информации.

Михальчевский В.О. Синтез объемных спиральных антенн с заданной диаграммой направленности.

Одна из наиболее актуальных задач при синтезе объемных спиральных антенн состоит в том, чтобы научиться управлять диаграммой направленности при постоянном входном импедансе устройства. В лаборатории синтеза СВЧ устройств СПбГУТ (ОНИЛ синтеза СВЧ устройств ЛЭИС) было предложено развернуть рабочую поверхность спиральной антенны ортогонально поверхности намотки, таким образом, была предложена принципиально новая конструкция спиральной антенны, для которой нарушался ряд граничных условий, выполняемых для обычных спиралей с плоской намоткой.

Наприенко А.И., Туголукова К.С. Исследование магнитных ВЧ спектров композитных и многослойных пленок композит-полупроводник.

Данная работа посвящена исследованиям высокочастотных зависимостей компонент магнитной проницаемости в зависимости от относительной концентрации металлической и диэлектрической фаз нанокompозитных однослойных и многослойных пленок композит-полупроводник. Вещественная ((и мнимая часть ((магнитной проницаемости пленок определялись с использованием измерителя добротности Е4-11. Измерения проводились в диапазоне частот переменного магнитного поля $50 \text{ МГц} < f < 200 \text{ МГц}$. Приведено объяснение наблюдаемых зависимостей на основе формул для магнитной проницаемости, обусловленной процессами вращения вектора намагниченности.

Новиков А.В. Прямоугольный ЛЧМ-импульс в резонансно-поглощающей атмосфере.

Изложены некоторые результаты анализа закономерностей и особенностей процесса атмосферного распространения прямоугольного радиоимпульса с линейной частотной модуляцией, несущая частота которого совпадает или близка к

резонансной частоте 183,36 ГГц – единственной сильной линии поглощения атмосферного водяного пара в миллиметровом диапазоне. Показано, что наиболее выраженной особенностью деформации огибающей является ее постепенная трансформация в совокупность двух пиков или в один пик поля. Характерная длительность пиков во всех случаях оказывается много меньшей по сравнению с длительностью излучаемого импульса, причем пики сужаются с увеличением оптической глубины трассы. Вид взаимной корреляционной функции излученного импульса и деформированного при распространении в атмосфере импульса при прочих равных условиях имеет выраженную зависимость от полуширины спектральной линии.

Носиков И.А., Клименко М.В., Клименко В.В., Котова Д.С., Захаров В.Е. Поведение F3 слоя над станцией Jicamarca в период геомагнитной бури в сентябре 2011 г. и его влияние на распространение радиоволн КВ-диапазона.

Представлены результаты модельных исследований поведения экваториальной ионосферы и распространения радиоволн КВ-диапазона от гипотетической низкоширотной передающей станции в период геомагнитной бури 24 – 30 сентября 2011 г. Обсуждаются результаты детального анализа поведения F3 слоя в экваториальной ионосфере над станцией Jicamarca, Peru в спокойных геомагнитных условиях и на различных фазах развития ионосферной бури. Показано влияние трехмерно неоднородной анизотропной низкоширотной ионосферы на распространение радиоволн.

Павловский А.С. Поле скоростей и давлений в вязкой жидкости от малого акустического диполя вблизи абсолютно жёсткой стенки в широком диапазоне чисел Рейнольдса.

Численно моделируется малый диполь, который совершает гармонические колебания по нормали к абсолютно жесткой стенке вблизи неё. Численно решалась система уравнений, описывающая течение вязкой несжимаемой жидкости, включающая нестационарное нелинейное уравнение движения и уравнение неразрывности, с граничными условиями прилипания на стенках и на колеблющейся поверхности диполя. В широком диапазоне чисел Рейнольдса для различных расстояний от диполя до стенки получены величины давлений разрежения и сжатия в зазоре и объёме, исследована динамика поля скоростей во времени, получены величины радиальной и тангенциальной компонент скоростей.

Моделирование данной задачи необходимо для понимания явлений, происходящих при ультразвуковых технологических процессах, протекающих на контактной поверхности твёрдого тела и жидкости, таких как металлизация или очистка материалов.

Першин А.В. Построение адаптивной модели полного содержания электронов в ионосфере Земли.

Приводится результат использования адаптивной модели полного электронного содержания (ПЭС) в луче на спутник для нахождения его абсолютной величины и производной по направлению. Адаптивная модель построена на основе модели SGP4 и линейной варьруемой функции. Оценивается точность моделирования ПЭС при помощи приведенной адаптивной модели.

Плешев Д.А., Варзер Е.В. Моделирование нелинейных режимов релаксации магнитоупругих колебаний в ферритовом слое.

Выявлены нелинейные и релаксационные особенности поведения магнитных и упругих колебаний в ферритовом слое вблизи акустического резонанса. Определена зависимость времени релаксации магнитоупругих колебаний от разности времён релаксации магнитной и упругой подсистем при точном соблюдении условий акустического резонанса. Проанализировано качественное различие магнитоупругой релаксации в линейном и нелинейном режимах возбуждения. Определена область значений параметра магнитной диссипации, в которой магнитоупругая связь является наибольшей в линейном и нелинейном режимах возбуждения. Выявлен нелинейный режим релаксации магнитоупругих колебаний после действия импульса переменного поля в ферритовом слое.

Прилепа К.А. Влияние геометрических особенностей контактных пятен на параметры сильноточных электрических контактов.

В данной статье рассматривается влияние контактных пятен на сопротивление участка цепи. Учитываются особенности стягивания линий тока к контактными пятнам. Вычисляются контактные сопротивления для различных видов пятен (с дефектом, разной геометрической формы, фрагментированные). Численные расчеты проводятся в программном пакете ANSYS.

Размыслов И.Н., Будина А.А. Спектры поглощения ансамблей ферромагнитных частиц в диэлектрической матрице.

Подбирается модель, с помощью которой можно описать ФМР характеристики ансамбля ферромагнитных частиц. В качестве экспериментальных данных были взяты результаты исследований композитных тонких плёнок: однослойных и многослойных. Получены зависимости резонансного поля для различных серий пленок и экспериментальные результаты были сравнены с моделью. Было предложено учитывать изменение формы частиц, с изменением концентрации. Также проведено сравнение экспериментальных и теоретических зависимостей резонансного поля от угла между плоскостью пленок и постоянным полем, для одной серии плёнок.

Тарасов А.Ю. Микропроцессорный блок управления и стабилизации тока электромагнита спектрометра.

В работе описан микропроцессорный блок управления и стабилизации тока электромагнита спектрометра на микроконтроллере PIC16F676. Для данного устройства приведена и описана управляющая программа.

Чабан А.В. Субдискретизация полосового радиосигнала. Учет внеполосного шума. Численное моделирование.

Исследуются явления, возникающие при субдискретизации полосового радиосигнала. В качестве тестовых сигналов были смоделированы ЛЧМ-сигнал, аддитивный сигнал ЛЧМ+белый шум, а также аддитивный полосовой сигнал (сформированный с помощью инверсного фильтра Чебышева 2-ого порядка)+АМ-сигнал. Основное внимание уделено влиянию внеполосных шумов на информационный сигнал в зависимости от порядка субдискретизации.

Шелест П.С. Модель "поворачивающегося" диполя для описания атмосфериков.

Рассматривается новая модель, описывающая атмосферерики – электромагнитные сигналы, принимаемые от грозовых разрядов. Излучателем в этой модели является диполь с изменяющимся дипольным моментом и ориентацией в пространстве, расположенный над идеально проводящей плоскостью. Модель «поворачивающегося» диполя позволяет описывать некоторые особенности поведения принимаемого магнитного поля. Предполагается, что она будет в дальнейшем использоваться при обработке зарегистрированных атмосфериков.

**XVI Всероссийская научная конференция
студентов-радиофизиков**

Тезисы докладов

11-12 декабря 2012 года

