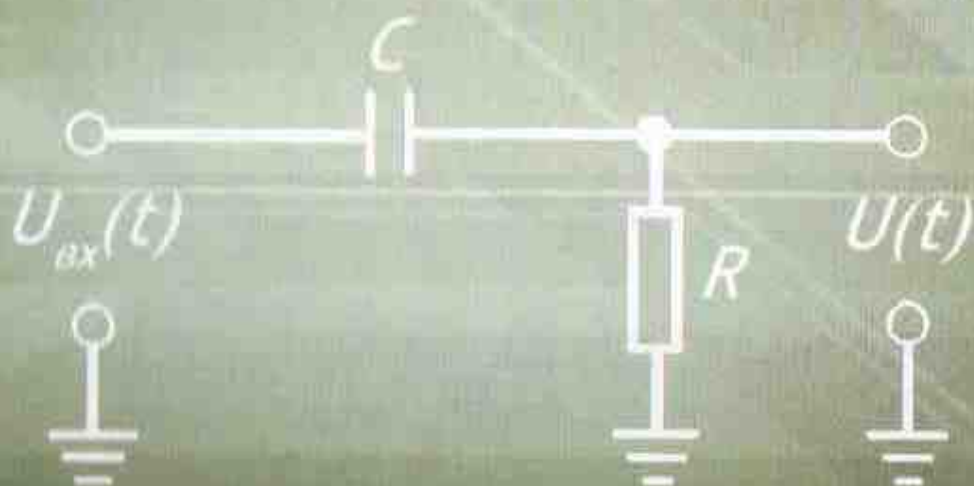


ДОКЛАДЫ НАУЧНОГО СЕМИНАРА

**СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ
РАДИОФИЗИКИ И РАДИОТЕХНИКИ**

Выпуск 2



Омск 2013

Омский научный семинар
«Современные проблемы радиофизики и радиотехники»

**Доклады Омского научного семинара
«Современные проблемы радиофизики и радиотехники»**

Выпуск 2

Омск – 2013

УДК 621.396+654.02+681.2+
ББК 32.95+32.97
Д633

Д633 Доклады Омского научного семинара «Современные проблемы радиофизики и радиотехники». Выпуск 2 / отв. ред. С.В. Кривальцевич. – Омск: ОНИИП, 2013. – 96 с.

В сборнике представлены доклады участников Омского научного семинара «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» сделанные в 2010-2013 годах на заседаниях семинара. Семинар проводится на базе Омского государственного университета имени Ф.М. Достоевского с января 2010 года. Докладчики и участники семинара студенты, аспиранты сотрудники и преподаватели омских ВУЗов, учреждений РАН, сотрудники Омских предприятий.

**УДК 621.396+654.02+681.2
ББК 32.95+32.97**

Ответственный редактор – С.В. Кривальцевич

Оглавление

Вступительное слово	5
Васенина А.А. Прогнозирование критической частоты слоя F2.....	7
Ворожцов А.Л., Шкуркин В.В. Оптические соединения в радиофотонике.....	11
Губаренко М.А. Верификация проекта цифрового корреляционного приёмника	18
Зубков М.П. Комплекс ЛЧМ зондирования для задач назначения частот связи.....	22
Коновалов С.С. Обзор конструкций, расчет и моделирование направленного ответвителя в объеме подложки из LTCC керамики.....	29
Лысак А.Б. Профессиональная мобильная радиосвязь стандарта TETRA: основные возможности и применения.....	37
Подгорецкий В.В. Использование графических процессоров NVIDIA в решении задач диаграммообразования.....	41
Попов И.С. Воздействие высотного ядерного взрыва на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн.....	44
Попов И.С. Воздействие ядерного взрыва вблизи поверхности земли на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн.....	49
Попов И.С. Воздействие высотного ядерного взрыва на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн.....	53
Попов И.С. Взаимодействие ионизирующих излучений с преградой..	57
Попов И.С. Вторичные электромагнитные эффекты ядерного взрыва..	62
Попов И.С. Действие ионизирующих излучений и электромагнитного импульса ядерного взрыва на проволочные антенны.....	66
Попов И.С. Взаимодействие полей электромагнитного импульса ядерного взрыва с объектами.....	69
Попов И.С. Действие излучений и электромагнитного импульса ядерного взрыва на электронные системы.....	73

Сизиков Е.В. Разработка входного устройства для системы регистрации вольтамперных характеристик полупроводниковых приборов.....	76
Строков А.А. Применение широкополосных логарифмических детекторов в радиоэлектронной аппаратуре.....	79
Строков А.А. Сверхширокополосный приемник радиосигнала на основе многократной субдискретизации.....	81
Строков А.А. Программно-аппаратные компоненты автоматизированной системы научных измерений.....	83
Строков А.А. Разработка синтезатора гармонических колебаний.....	84
Строков А.А. Физические основы микроволновой фотоники: электрооптические эффекты.....	86
Токарев Я.А., Шкуркин В.В. Разрядное устройство СВЧ-диапазона..	87
Шрайбер А.Л. Изменение параметров текста в DXF-файле средствами AitoLISP	91

Вступительное слово

Омский научный семинар «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» начал свою работу в январе 2010 года на базе кафедры экспериментальной физики и радиофизики Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского.

Основными целями научного семинара являются:

- создание благоприятной среды для обмена опытом;*
- обсуждение новых идей и подходов в радиофизике и радиотехнике;*
- привлечение молодых специалистов к научной и преподавательской деятельности в области радиофизики и радиотехники.*

В настоящее время работа семинара организована по следующим предметным секциям:

- «Радиофизическое зондирование»;*
- «Антенно-фидерные устройства»;*
- «Моделирование процессов и устройств»;*
- «Цифровая обработка сигналов»;*
- «Разработка, конструирование и производство аппаратуры»;*
- «Техника СВЧ».*

Плановые заседания семинара проводятся в последнюю субботу каждого месяца (кроме июля) с 11.30. Место проведения: пр. Мира, 55а (1 корпус ОмГУ), ауд.301. Регламент проведения семинара: Доклад - 15 мин., вопросы - 15 мин., обсуждение – 25-35 минут.

Участниками и докладчиками научного семинара: студенты, магистранты и аспиранты ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОмГТУ, ОмГУПС и др. ВУЗов и СУЗов; преподаватели и научные сотрудники ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОмГТУ, ОмГУПС и др. ВУЗов и СУЗов; специалисты и научные сотрудники радиоэлектронных предприятий.

В 2010 году состоялось 12 заседаний семинара, был заслушан 31 доклад. В 2011 году состоялось 11 заседаний на которых было заслушано 28 докладов. В 2012 году состоялось 11 заседаний на которых был заслушан 31 доклад.

Продолжается работа семинара и в 2013 году, на состоявшихся 7 заседаниях (на 1 июня 2013 года) был заслушан 21 доклад.

Начиная с этого выпуска, мы решили формировать сборник не по времени доклада в том или ином году, поэтому в сборнике можно встретить доклады которые прозвучали на заседаниях семинара в 2011-2013 гг. Следующий третий выпуск сборника докладов семинара планируется издать до конца 2013 года.

Все время существования семинара его бессменным секретарем является Елена Геннадьевна Абрамова, начальник научно-исследовательской лаборатории ОАО «ОНИИП». Её усилиями налажена работа по ведению протоколов заседаний и других документов семинара, подготовка заседаний, а также Елена Геннадьевна приглашает новых докладчиков и сама выступила с рядом докладов по тематике секции «Техника СВЧ».

Забота о сайте семинара лежит целиком и полностью на Александре Леонидовиче Ворожцове, магистранте ОмГУ и инженер-технологе ОАО «ЦКБА». Его усилиями разработан и поддерживается сайт семинара, на котором всегда можно познакомиться с программой предстоящего семинара, отчетами о предыдущих заседаниях, новостями о конференциях и семинарах проводимых в городе Омске. На сайте, который расположен по адресу: www.radioseminar.omsu.ru размещаются фотографии с заседаний семинара, презентации докладов и иные материалы, представленные авторами.

Также хочется выразить слова благодарности ректору ОмГУ Владимиру Ивановичу Струнину, декану ФФ ОмГУ им. Ф.М Достоевского Марии Геннадьевне Потуданской, ведущему инженеру ОАО «ЦКБА» Юрию Николаевичу Вольхину, старшему научному сотруднику ОФ ИМ СО РАН Дмитрию Евгеньевичу Зачатейскому, секретаря кафедры ЭФР Светлану Александровну Галашову за поддержку семинара. И конечно огромное спасибо всем докладчикам и участникам семинара.

Издание данного сборника, как и первого выпуска, осуществлено благодаря поддержке генерального директора ОАО «ОНИИП» Владимира Александровича Березовского.

— Приглашаем всех желающих поделиться результатами своих научных достижений на наш семинар. По всем вопросам участия в семинаре и тематике его проведения вы можете обратиться непосредственно к руководителю семинара и секретарю семинара.

*Кривальцевич С.В.
Руководитель научного семинара
kriser2002@mail.ru*

Прогнозирование критической частоты слоя F2

А.А. Васенина,
научный сотрудник

Рассматриваются различные методы мониторинга состояния ионосферы. Приводится методика расчета критической частоты слоя F2. Представлены результаты моделирования с использованием в качестве адаптивного параметра числа солнечных пятен и данных вертикального зондирования.

Ключевые слова: критическая частота слоя F2, число солнечных пятен, адаптивные ионосферные модели.

Решение задач дальней радиосвязи, навигации, пеленгации и радиолокации в диапазоне декаметровых (ДКМ) волн напрямую связано с точностью задания ионосферного профиля электронной концентрации при восстановлении траектории распространения луча [2-4]. Основными источниками данных о состоянии среды являются математические модели и результаты радиозондирования. Радиозондирование – наиболее эффективный метод мониторинга структуры ионосферы и ионосферных процессов, но ни сеть станций наземного зондирования, ни создаваемая система наблюдений за ионосферой со спутников не могут дать полной информации в режиме реального времени для всей поверхности Земли [3, 6]. В связи с этим широкое применение получили ионосферные модели, однако использование одних лишь модельных данных может привести к значительным ошибкам в расчетах, поэтому целесообразно применение адаптивных моделей.

Одним из основных ионосферных параметров при моделировании профиля электронной концентрации характеризующихся значительными вариациями ото дня ко дню является критическая частота слоя F2 (f_0F2) [5]. В данной работе расчет f_0F2 реализуется с использованием рекомендаций Сектора радиосвязи Международного Союза Электросвязи – МСЭ-R [1]. Вычисления проводятся с применением разложения эмпирической базы данных во временные ряды Фурье:

$$f_0F2(\lambda, \theta, T) = a_0(\lambda, \theta) + \sum_{j=1}^H \left[a_j(\lambda, \theta) \cos(\lambda T) + b_j(\lambda, \theta) \sin(\lambda T) \right], \quad (1)$$

где λ – географическая широта ($-90^\circ \leq \lambda \leq 90^\circ$); θ – восточная географическая долгота ($0^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$) (отсчитывается на восток от Гринвичского меридиана); T – всемирное координированное время (UTC), представленное в виде угла ($-180^\circ \leq T \leq 180^\circ$); H – максимальное количество гармоник, используемых для представления суточных вариаций. Значения коэффициентов Фурье, $a_j(\lambda, \theta)$ и $b_j(\lambda, \theta)$, меняются в зависимости от географических координат и могут быть представлены в виде рядов:

$$a_j(\lambda, \theta) = \sum_{k=0}^K U_{2j,k} G_k(\lambda, \theta), \quad j = 0, 1, 2, \dots, H, \quad (2a)$$

$$b_j(\lambda, \theta) = \sum_{k=0}^K U_{2j-1,k} G_k(\lambda, \theta), \quad j = 1, 2, \dots, H, \quad (2б)$$

где G_k P_n, θ - сферические функции Лежандра; $K = 75$; $H = 6$.

В качестве коэффициентов разложения $U_{s,k}$ взята эмпирическая база данных ITU-R, последнее обновление которой можно найти на сайте <http://nssdcftp.gsfc.nasa.gov/models/ionospheric/iri/iri2011>. Значения $U_{s,k}$ представлены для всех месяцев в году при двух уровнях солнечной активности: низкой ($R_{12} = 0$) и высокой ($R_{12} = 100$). R_{12} – скользящее среднее за двенадцать месяцев число солнечных пятен, которое используется в качестве индекса солнечной активности.

В связи с тем, что уровень солнечной активности существенно меняется, использование величины R_{12} приводит к существенным ошибкам при моделировании. Поэтому вместо среднемесячного значения R_{12} в качестве адаптивного параметра применяются значения числа солнечных пятен W . На рис. 1 представлены результаты вертикального зондирования ионосферы (точечные графики), а также результаты моделирования как с учетом адаптивного параметра (сплошная линия), так и без него (пунктирная линия). Для всех городов можно отметить хорошее совпадение характера изменений критических частот в течение суток и значительное уменьшение погрешности при использовании адаптивного параметра.

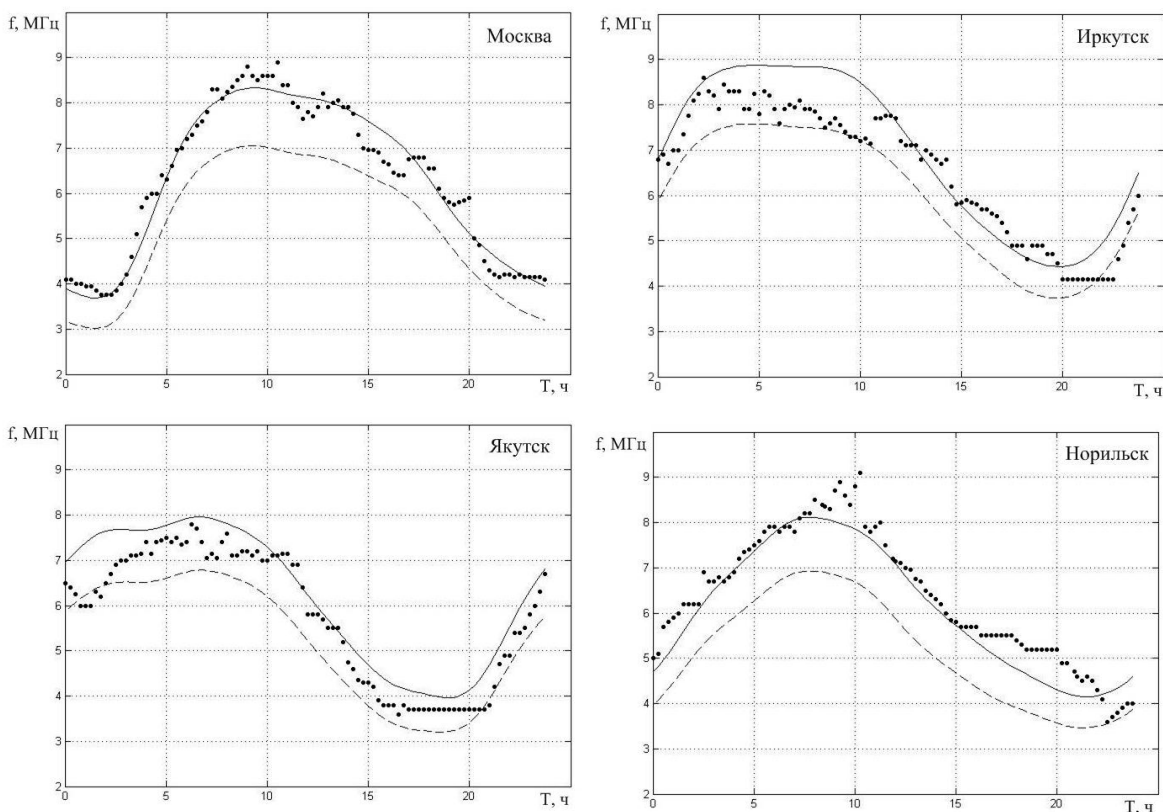


Рис.1. Суточные изменения критической частоты слоя F2 по результатам моделирования (сплошная линия), моделирования с использованием адаптивного параметра (пунктирная линия) и по данным ионозондов (точечный график)

Но не всегда есть возможность получать оперативные данные о солнечной активности, поэтому целесообразно использовать методику оценки числа

солнечных пятен по данным вертикального зондирования (ВЗ) ионосферы. Она заключается в определении W методом линейной интерполяции по значениям критических частот для двух уровней солнечной активности и данным ионозондов. Для примера, используя значения f_0F2 , полученные на станции ВЗ Иркутска, оценим число солнечных пятен и применим полученные результаты для вычисления критических частот в трех оставшихся пунктах. На рис. 2 представлены результаты моделирования с использованием данных станции ВЗ Иркутска (пунктирная линия), с учетом адаптивного параметра (сплошная линия) и f_0F2 -ионозондов (точечный график).

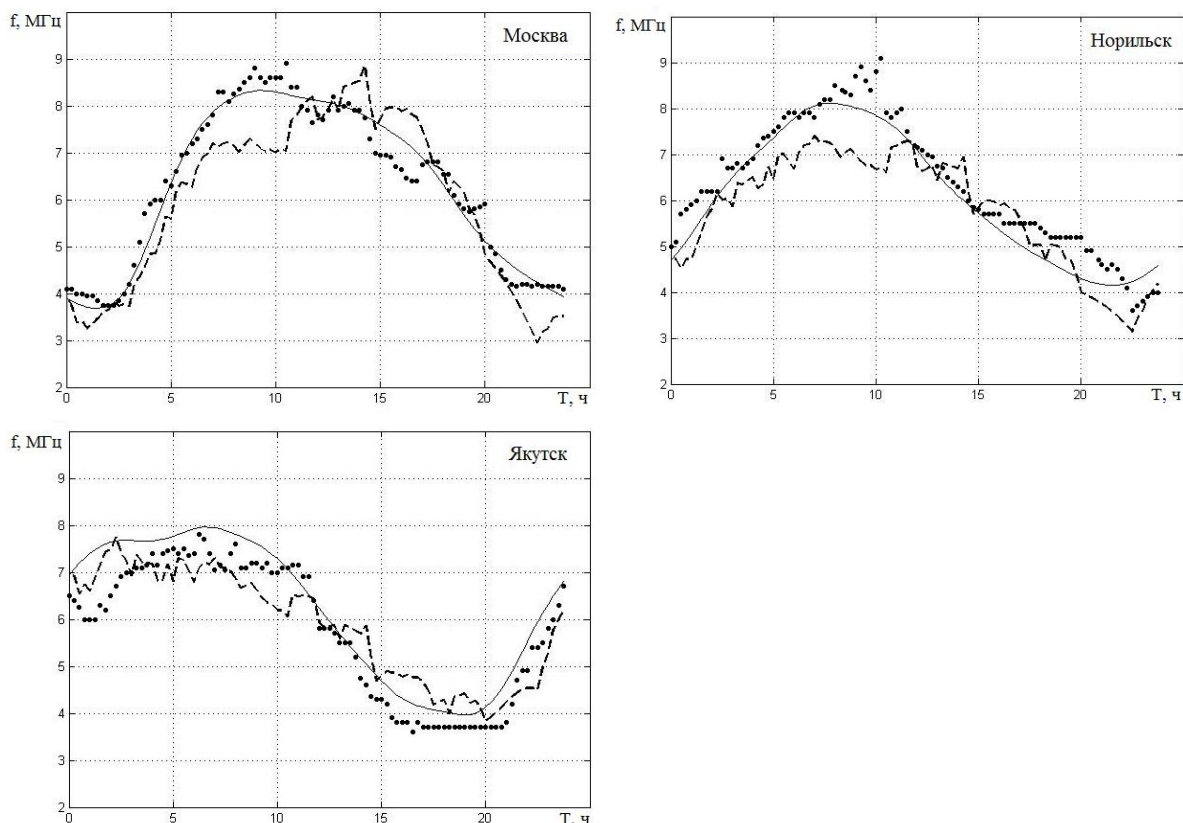


Рис. 2. Суточные изменения критической частоты слоя F2 по результатам моделирования с учетом адаптивного параметра (сплошная линия), моделирования с учетом данных станции ВЗ (пунктирная линия) и по данным ионозондов (точечный график)

Для сравнения результатов полученных различными методами вычислим среднее значение погрешности и СКО относительно f_0F2 -ионозондов:

$$\langle \Delta f_0F2 \rangle = \frac{\sum_{i=1}^N (f_0F2_{\text{model}} - f_0F2_{\text{ion}})}{N}, \quad (3)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (f_0F2_{\text{model}} - f_0F2_{\text{ion}})^2}{N}}, \quad (4)$$

где f_0F2_{model} - результаты моделирования, f_0F2_{ion} - значения критических частот по данным ионозондов.

Местоположение	Моделирование		Моделирование с адаптацией		Моделирование с учетом данных ВЗ	
	$\langle \Delta f_0 F2 \rangle$, МГц	σ , МГц	$\langle \Delta f_0 F2 \rangle$, МГц	σ , МГц	$\langle \Delta f_0 F2 \rangle$, МГц	σ , МГц
Москва	-1.01	1,08	-0.02	0.33	-0.32	0.82
Иркутск	-0,60	0,73	0.39	0.67	-	-
Норильск	-1,26	1,32	0.28	0.45	0.58	0.84
Якутск	-0,53	0,64	0.46	0.57	0.11	0.61

Из таблицы следует, что наибольшие ошибки прогнозирования характерны при моделировании критической частоты с использованием среднемесячных значений R_{12} (средняя погрешность достигла значения 1.26 МГц). Рассмотренная в работе методика с использованием для расчета числа солнечных пятен, вычисленного по данным ВЗ, позволяет снизить погрешность определения $f_0 F2$ (средняя погрешность не превысила 0.6 МГц), но уступает по точности моделированию с адаптацией по числу солнечных пятен.

Заключение. В работе рассматривается методика расчета критической частоты слоя F2. Представлены результаты численного моделирования, как с учетом адаптивного параметра, так и без него. Полученные результаты сравнивались с данными станций вертикального зондирования. Проведенный анализ показал, что использование адаптивного параметра значительно уменьшает среднюю погрешность вычислений от 1.26 до 0.46 МГц. Рассмотрена методика оценки числа солнечных пятен по данным ионозондов и проанализирована возможность использования этого параметра для расчета $f_0 F2$ в различных географических точках.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] ITU-R Reference Ionospheric Characteristics // Recommendation ITU-R P.1239-2. – 2010.
- [2] *Анишин М.М.* Моделирование и исследование полей декаметровых волн: дис. ... канд. тех. наук. Ростов-на-Дону. 2003. – 156 с.
- [3] *Брюнелли Б.Е.* Физика ионосферы / Б.Е. Брюнелли, А.А. Намгладзе – М.: Наука, 1988. – 528 с.
- [4] *Вертоградов Г.Г.* Комплексные исследования ионосферного распространения декаметровых радиоволн на трассах разной протяженности: дис. ... д-ра физ.-мат. наук. Ростов-на-Дону. 2007. – 432с.
- [5] *Иванов В.А.* Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона / В.А. Иванов, Н.В. Рябова, В.В. Шумаев. – Йошкар-Ола: Изд-во МарГТУ, 1998. – 204 с.
- [6] *Яковлев О.И.* Распространение радиоволн / О.И. Яковлев, В.П. Якубов, В.П. Урядов, А.Г. Павельев – М.: ЛЕНАНД, 2009. – 496 с.

Васенина Алена Андреевна,

ОАО «Омский научно-исследовательский институт приборостроения»,
644009, г. Омск, ул. Масленникова 231, vas.al.an@rambler.ru

Оптические соединения в радиофотонике

А.Л. Ворожцов, магистрант

В.В. Шкуркин, доцент

Статья посвящена технологии оптических соединений в радиофотонике. Даны понятия терминам радиофотоника, оптические волноводы и оптические соединения. Освещены особенности разъёмных и неразъёмных соединений. Отмечены основные факторы, влияющие на потери в оптических соединениях.

Ключевые слова: радиофотоника, оптический разъём, оптическое соединение, сварка оптических волокон

Введение.

Последние десятилетия в сфере сверхширокополосных систем передач мы наблюдаем процесс замещения «электронных» систем на «фотонные». Связано это в первую очередь, с иной физической природой фотона. Отсутствие заряда и массы наделяет его свойствами невозможными для электрона, как следствие – фотонные системы не подвержены внешним электромагнитным полям, обладают гораздо большей дальностью передачи и шириной полосы пропускания сигнала. Эти, и многие другие преимущества фотонных систем, дают право говорить о возникновении нового направления – радиофотонике, включившей в себя и СВЧ оптоэлектронику, и микроволновую фотонику, и ряд других отраслей. Другими словами, под радиофотоникой следует понимать, объединяющий обширный комплекс областей науки и техники, связанных главным образом с проблемами передачи, приёма и преобразования информации с помощью электромагнитных волн и фотонных приборов и систем.

Как и радиоэлектроника, имеющая в основе свой металлизированный проводник, так и радиофотоника невозможна без оптического волновода и оптических соединений.

Оптический волновод (световод) – это область с определенной геометрией и показателем преломления и окружен средой с более низкими показателями преломления. Основным свойством оптического волновода является способность канализовать электромагнитную энергию оптического диапазона

Оптическое соединение осуществляется с использованием сращиваний (неразъемные соединения) и коннекторов (разъемные соединения).

Оптические волноводы по геометрии поперечного сечения можно разделить на планарные, полосковые и цилиндрические (оптоволокно). В радиофотонных устройствах хорошо зарекомендовали себя полосковые световоды и оптические одномодовые волокна SM (single mode).

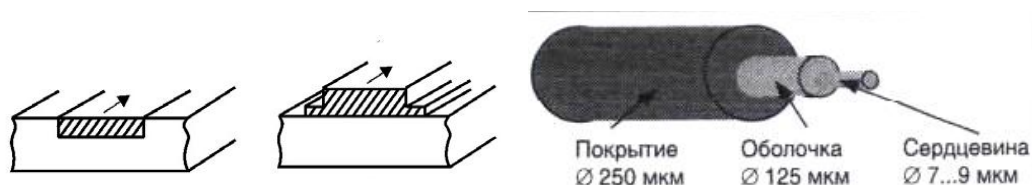


Рис. 1 Оптические волноводы: полосковый внедренный, полосковый гребенчатый, цилиндрический (оптоволокно)

Основные типы таких волокон нормируются международными стандартами ITU-T Rec. G. 652...G. 655. Но существуют ещё несколько специальных типов одномодовых волокон применяемых в радофотонике. Это активные волокна с примесью редкоземельных элементов, применяемых в оптических усилителях, например, в EDFA – Erbium Doped Fiber Amplifier, и волокна сохраняющие состояние поляризации излучения (PM – Polarization Maintaining), применяемые в гироскопах, поляризационных делителях и смесителях.

Оптические соединения

Потери световой энергии в процессе соединения, вызваны рядом факторов:

- Поперечная невыравненность сердечников волноводов (волокон)
- Различия в диаметрах волноводов
- Несовпадение осей волноводов
- Различие числовой апертуры волноводов
- Отражение от конца волновода
- Зазор между волноводами
- Конечная отделка и чистота волноводов

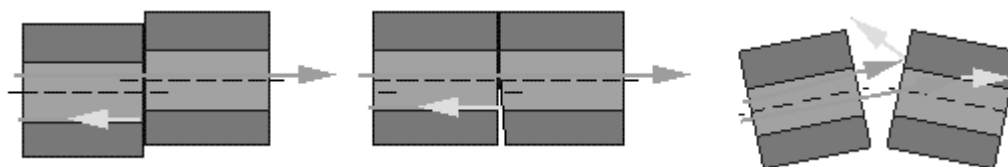


Рис.2 Потери в оптических соединениях

Потеря мощности или затухание оптического сигнала возникает при неточной центровке световодов. В случае неточной центровки световодов часть лучей просто не переходит в следующий световод, или входит под углом более критического. При неполном физическом контакте волокон образуется воздушный зазор. В связи с чем возникает эффект возвратных потерь. Часть лучей при прохождении прозрачных сред с разной плотностью отражается в обратном направлении. Достигая резонатора, они усиливаются и вызывают искажения сигналов.

Неидеальная геометрическая форма волокон также вносит вклад в потери мощности. Это может быть и эллиптичность световода и нецентричность его сердцевины. Торцевая часть световода может содержать деформации: сколы и шероховатости, что в свою очередь уменьшает рабочую поверхность соприкосновения волокон.

Оптические разъёмные соединения.

Для многократного (500..1000 раз) и простого оптического соединения световоды могут оконцовываться оптическими разъёмами (коннекторами).

Учитывая, что современные световоды – это микронные технологии, оконцовка волокна коннекторами представляет собой непростую задачу.

Внутри наконечников существует канал, в который вводится и фиксируется химическим или механическим способом очищенный от оболочки световод. Внутри наконечника световод может фиксироваться как по всей длине канала (чаще это методы на основе клея), так и в точке ввода волокна в наконечник (механические методы).

Простейший вариант торца наконечника – плоская форма. Но ей присущи большие возвратные потери, поскольку вероятность возникновения воздушного зазора в окрестности световодов велика.

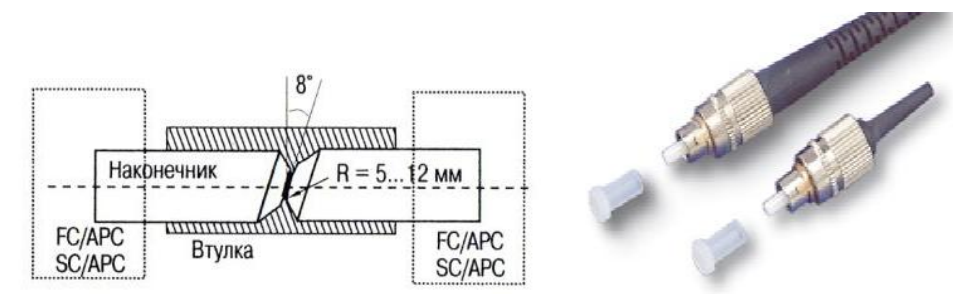


Рис. 3. Оптический разъем FC/APC

Поэтому торцевые поверхности волокон в оптических разъемах имеют сферическую форму с радиусом закругления 10...25 мм для PC разъемов (PC – Physical Contact) и 5...12 мм для APC разъемов (APC – Angled Physical Contact). Полировка с углом (APC) обеспечивает минимальный уровень обратного отражения из-за вывода отраженного сигнала в оболочку. В соединенном состоянии торцы стыкуемых наконечников прижимаются друг к другу с определенным усилием (обычно 8...12 Н). Возникающая при этом эластичная деформация наконечников приводит к появлению оптического контакта. Две поверхности считаются находящимися в оптическом контакте, если расстояние между ними много меньше длины волны света.

Из множества оптических коннекторов широко применимы разъемы стандартного типоразмера FC и полировкой наконечника APC. Этот разъем обладает креплением в виде накидной гайки, а наличие ключа делает возможным оконечивание специальных волокон, плюс – это единственный тип разъема, рекомендованный для применения на подвижных объектах, так как он лучше других выдерживает вибрацию и удары. Нужно отметить, что тип полировки Ultra PC сравним с Angled PC по величине обратных потерь (50 и 60 дБ соответственно), но в процессе эксплуатации уже после десятка подключений полировка UPC неизбежно загрязняется и разрушается микроцарапинами, и обратные потери возрастают до 30 дБ (уровень PC).

Оптические неразъемные соединения

Наиболее высокое качество соединений волокон достигается при их сварке. Средние потери в сростках одномодовых волокон составляют около 0.02 дБ, а прочность сростков волокон такова, что при прикладывании к волокну

разрушающей нагрузки сrostок волокон чаще всего остается целым. Однако для того, чтобы добиться столь малых потерь в месте соединения волокон смещение сердцевин волокон друг относительно друга (d) не должно превышать десятых долей длины волны. Так, например, при $d \cong 0.3 \lambda$, $w \cong 7 \lambda$ и $\Delta w = 0$ согласно расчётам получаем оценку: $\alpha d(\text{дБ}) = 0.01 \text{ дБ}$. Создание сrostков волокон с малыми потерями сильно осложняется из-за наличия эксцентриситета между сердцевиной и кварцевой оболочкой, т.к. оси сердцевин волокон могут быть смещены относительно осей кварцевой оболочки примерно на 0.5 мкм. При сварке волокон силы поверхностного натяжения стремятся совместить оси оболочек и развести (при наличии эксцентриситета) оси сердцевин волокон (рис. 4). Поэтому, если не производить коррекцию эксцентриситета, то сердцевины волокон в сrostках могут быть смещены друг относительно друга на величину порядка 1 мкм. Потери при таком смещении получаются очень большими: $\alpha d(\text{дБ}) \cong 0.16 \text{ дБ}$ (при $d = 1 \text{ мкм}$, $w = 10 \text{ мкм}$ и $\Delta w = 0$).

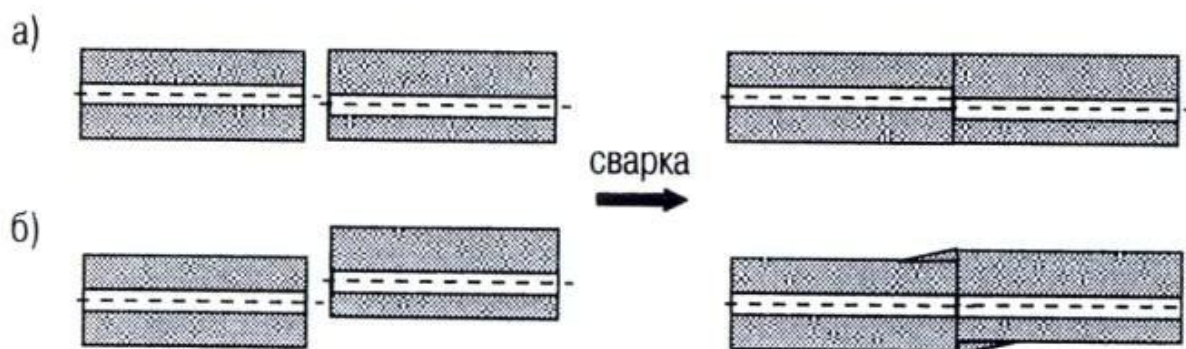


Рис.4 Сварки волокон обладающих эксцентриситетом (а) без коррекции (б) с коррекцией эксцентриситета

Юстировка оптического волокна в сварочных аппаратах имеет несколько реализаций в зависимости от производителя.

Критерии оценки волокна в сварочных приборах:

По внешней оболочке

- V-образная канавка

По сердцевине

- Система PAS (Profile Alignment System по внешнему профилю преломления)
- Система LID (Local Light Injection and Detection по анализу прохождения света)
- Система RTC (Real Time Control по тепловому изображению сердцевины канала)

Выравнивание в V-образной канавке:

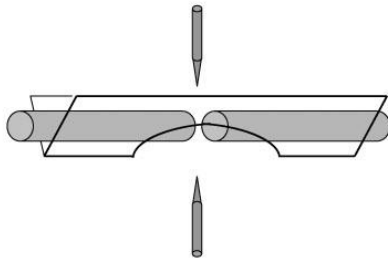


Рис.5 Выравнивание в V-образной канавке, сварочный аппарат Fujikura FSM-18S

Выравнивание осуществляется за счет плотного прилегания оболочек ОВ к стенкам канавки. Метод очень чувствителен к качеству (геометрии) ОВ и попаданию пыли

Метод LID (Local light Injection and Detection):

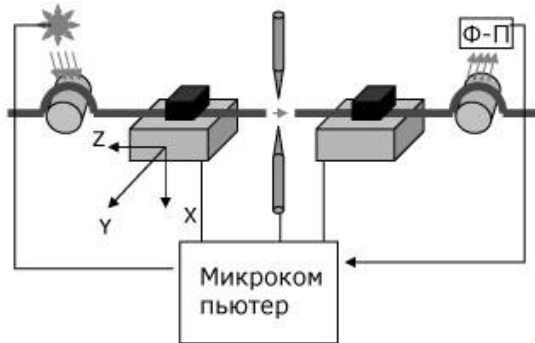


Рис. 6 Метод LID, сварочный аппарат Corning M90e

Выравнивание волокон осуществляется по уровню прошедшего через стык оптического сигнала. Излучение вводится в ОВ на изгибе под малым радиусом. Оценка потерь производится прямым измерением прошедшего через стык излучения

Метод PAS (Profile Alignment System):

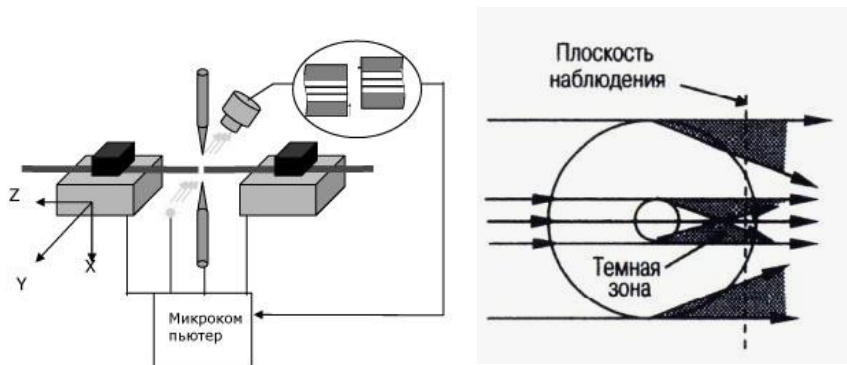


Рис. 7 Метод PAS, сварочный аппарат Fujikura FSM-60S

Выравнивание ОВ осуществляется по изображению, полученному при поперечном просвечивании параллельным пучком видимого излучения. Оценка потерь производится по геометрическим характеристикам стыка.

Метод RTC (Real Time Control) или метод «тепловых фотографий»:

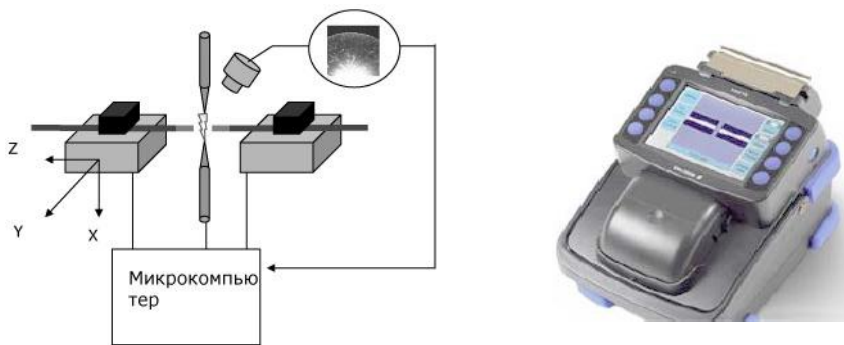


Рис. 8 Метод RTC, сварочный аппарат Ericsson FSU 15 FI

Предварительный разогрев ОВ при помощи короткой дуги дает возможность видеть сердцевину волокна и по полученной «тепловой фотографии» выровнять волокна. Оценка потерь производится по геометрии стыка (последней «тепловой фотографии»).

Сварка специальных волокон:

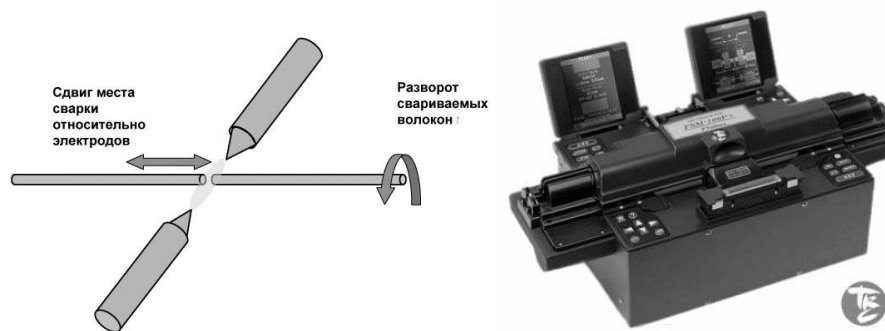


Рис.9 Сварка специальных волокон, сварочный аппарат Fujikura FSM-100P

При юстировке специальных волокон, недостаточно перемещений волокна вдоль одной оси (как с V-образной канавкой) или в трёх осях как в методах LID, PAS и RTC. Необходимо еще вращение волокон а также выбор оптимального расстояния каждого волокна до зоны сварочной дуги. Для этого используют распространённые технологии выравнивания волокон по аксиальному изображению плюс нехарактерные для большинства моделей технологии – POL (Polarization Observation by Lens Effect) и IRA (Interrelation Profile Analysis) для различения слабоконтрастных волокон.

Оптическое соединение полоскового волновода с оптоволоком

В последние годы широкое распространение получил способ введение оптического излучения из оптоволокну в торец световода. Для облегчения совмещения и повышения механической прочности соединения, оптоволокну оконечивается в-группом (V-groove).

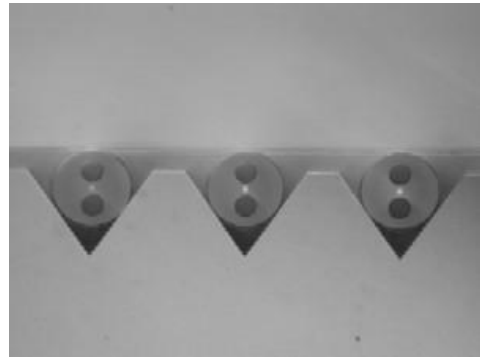
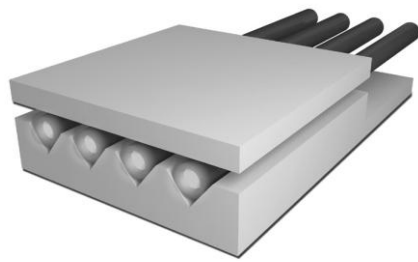


Рис.10 В-групп (V-groove array) с волокнами с сохранением поляризации (PM) PANDA

Для чего в кристалле кремния вытравливается V – образная канавка в которую укладывается волокно. Приклейка к торцу световода производится на оптический клей УФ-отверждения. Использование таких клеевых составов позволяет сократить время фиксации с нескольких часов до нескольких секунд, что значительно снижает смещение оптоволокна в результате усадки при полимеризации клея.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Листвин А.В. Рефлектометрия оптических волокон / М., 2005
- [2] Г.А. Иванов, В.П. Первадчук Технология производства и свойства кварцевых волокон / Пермь, 2011
- [3] Волноводная оптоэлектроника. / под ред. Т. Тамира, М. 1991
- [4] Д. Бейли, Э. Райт Волоконная оптика: Теория и практика / М. 2006

Александр Леонидович Ворожцов, магистрант
Омский Государственный Университет им. Ф.М. Достоевского
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, shtorm_n@mail.ru

Владимир Владимирович Шкуркин, доцент
Омский Государственный Университет им. Ф.М. Достоевского
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А,

Верификация проекта цифрового корреляционного приёмника

М.А. Губаренко,
магистрант

Рассмотрена работа цифрового корреляционного приёмника, реализованного на языке VHDL. Заданы входные сигналы приёмника и получены выходные сигналы. С целью повышения производительности программируемых логических интегральных схем выполнена оптимизация программного кода генератора синусоидальных сигналов.

Ключевые слова: корреляционный приёмник, оптимизация, цифровая обработка сигнала.

При описании коррелятора на языке VHDL [3,7,9], корреляционный интеграл представляется суммой N слагаемых, где N равно базе рассматриваемых сигналов. Каждое слагаемое является произведением отсчетов коррелируемых сигналов. Отсчет сигнала квантован и представим двоичным числом. В работе решены следующие задачи:

1. Формирование входных сигналов коррелятора и системы захвата сигнала;

2. Оптимизация программного кода генератора синусоидального сигнала в программной среде Xilinx.

Для решения первой задачи в программной среде ModelSim 10.1d запущена тестовая программа коррелятора test_correlator.vhd [1,2,5]. Заданы сигналы: CLK – тактовый сигнал с периодом следования импульсов 100 нс, что соответствует частоте 10 МГц; ENA – сигнал разрешения генерации, задан значением 1; RESET – сигнал сброса, после первого периода задан значением 0, на первом периоде RESET = 1; DELTA_PHI_M – значение приращения фазы для генератора m -последовательности; DELTA_PHI_C – значение приращения фазы для генератора несущей; START_STATE – начальное состояние регистров генератора m -последовательности, все регистры имеют значения 1; POL – полином, порождающий m -последовательность, выбран следующим: 1001000000; OUT_SIN, OUT_COS – фазоманипулированные сигналы, модулированные m -последовательностью, получены с выхода генератора; SUM – сумма двух слагаемых подынтегрального выражения, вычисляется в ходе симуляции; OUT_MULT – значение подынтегрального выражения на текущий момент времени, складывается из значений SUM.

Проведена проверка некоторых значений, выдаваемых коррелятором (Рис. 1). Для этого в первом случае в файле test_correlator.vhd на вход перемножителя поданы одинаковые сигналы SIN. В значении интеграла OUT_MULT получена единица в десятом разряде. Во втором случае в файле test_correlator.vhd на вход перемножителя поданы различные сигналы: SIN, COS. В значении интеграла OUT_MULT получена единица в пятом разряде. То есть величина интеграла значительно меньше. Полученный результат является следствием некоррелированности сигналов SIN и COS.

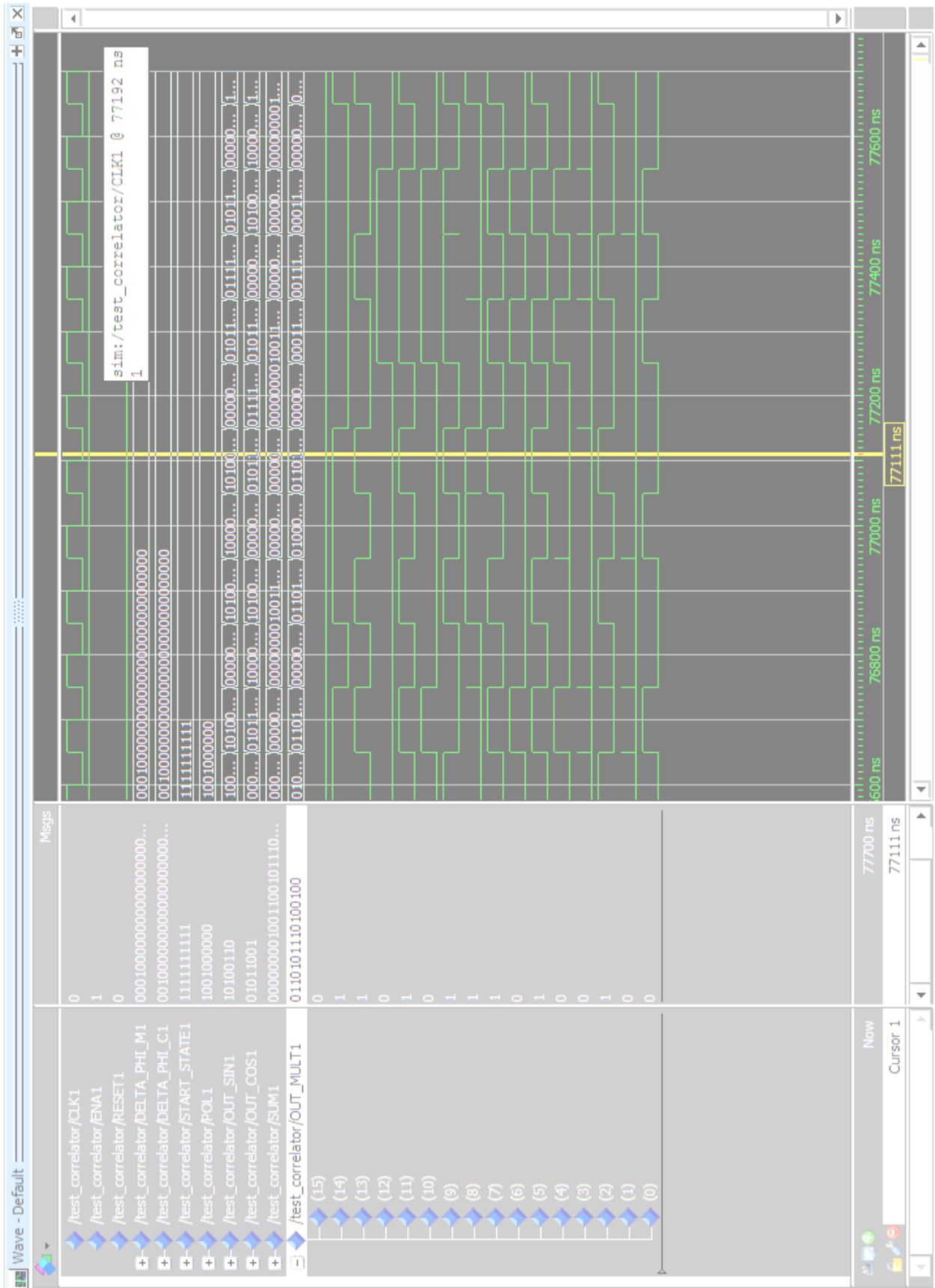


Рис. 1 Значения сигналов блоков коррелятора: генератора m-последовательности и интегратора

Если входные сигналы коррелятора согласованы между собой [6], то корреляционная функция (Рис 2) этих сигналов принимает вид автокорреляционной функции:

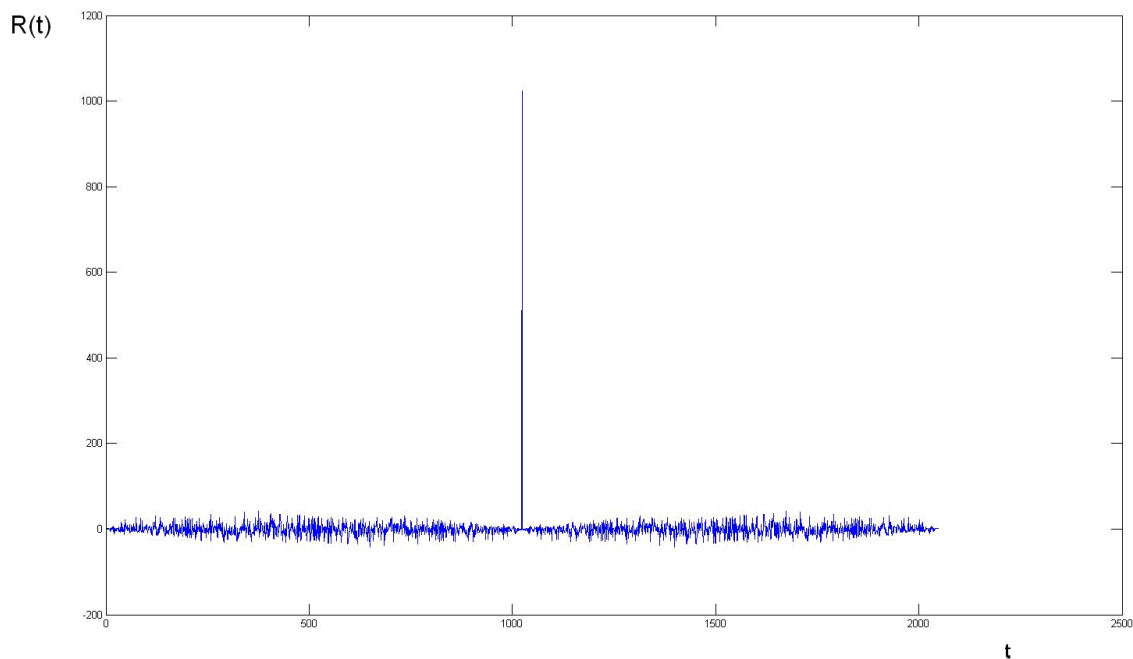


Рис.2 Автокорреляционная функция сигнала

Для решения второй задачи оптимизирован программный код генератора синусоидального сигнала `dds.vhd`. Оператор `if` требует для каждой своей реализации мультиплексор на ПЛИС [8]. Оператор `case` использует один мультиплексор с множественным входом: по одному входу на каждый случай. Поэтому рассмотрение значений фаз РНІ выполнено через оператор `case` [4]. При этом, согласно таблице, полученной в Xilinx (Рис 3), количество lut, занимаемых на ПЛИС блоком `dds`, реализованным через `if`, равно 272:

Device Utilization Summary			
Logic Utilization	Used	Available	Utilization
Number of Slice Flip Flops	32	9,600	1%
Number of 4 input LUTs	272	9,600	2%
Number of occupied Slices	124	5,472	2%
Number of Slices containing only related logic	124	124	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	124	0%
Total Number of 4 input LUTs	272	9,600	2%
Number of bonded IOBs	50	240	20%
Number of BUFG/BUFGCTRLs	1	32	3%
Number used as BUFGs	1		
Average Fanout of Non-Clock Nets	3.95		

Рис. 3 Количество lut, занимаемых блоком `dds`, реализованным через оператор `if`

Количество lut (Рис 4), занимаемых на ПЛИС блоком `dds`, реализованным через `case`, равно 196:

Device Utilization Summary			
Logic Utilization	Used	Available	Utilization
Number of Slice Flip Flops	32	9,600	1%
Number of 4 input LUTs	196	9,600	1%
Number of occupied Slices	124	5,472	2%
Number of Slices containing only related logic	124	124	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	124	0%
Total Number of 4 input LUTs	196	9,600	1%
Number of bonded IOBs	50	240	20%
Number of BUFG/BUFGCTRLs	1	32	3%
Number used as BUFGs	1		
Average Fanout of Non-Clock Nets	3.95		

Рис. 4 Количество lut, занимаемых блоком dds, реализованным через оператор case

В результате оптимизации размер блока dds сокращен на 76 lut. Освобожденные ресурсы ПЛИС Xilinx Virtex XCV400E PQ240 могут быть использованы для размещения других блоков.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бабинцев В. В. Разработка методов защиты устройств быстрого поиска шумоподобных сигналов от гармонических и структурных помех: Дис. канд. техн. наук, Киров, 2003. – 129 с.
- [2] Бибило П. Н. Основы языка VHDL / П. Н. Бибило - БХВ –Петербург, 2007 – 322с.
- [3] Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1995. – 384 с.
- [4] Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. / Р. Лайонс. - М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – 656 с.
- [5] Максфилд К. Проектирование на ПЛИС. Архитектура, средства и методы/ Максфилд К – М. Додэка – XXI, 2007 – 407 с.
- [6] Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю. Б. Окунев. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
- [7] Половко А. М., Бутусов П. Н. Matlab для студента / А. М. Половко, П. Н. Бутусов. – СПб.; БХВ-Петербург, 2005. – 320 с.
- [8] Суворова Е. А. Шейнин Ю. Е. Проектирование цифровых схем на VHDL/ Суворова Е. А. Шейнин Ю. Е. – БХВ –Петербург, 2003 – 558 с.
- [9] Черных И. В. Simulink - среда создания инженерных приложений / И. В. Черных – М.: ДИАЛОГ- МИФИ, 2003 – 496 с.

Михаил Андреевич Губаренко,

Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского, физический факультет,
644077, г. Омск, пр. Мира 55-а, 89236865280 gubarenko.misha@mail.ru

Комплекс ЛЧМ зондирования для задач назначения частот связи

М.П. Зубков,
аспирант, инженер-программист

Рассматривается проблема назначения оптимальных рабочих частот (ОРЧ) для осуществления сеансов коротковолновой связи по результатам наклонного (НЗ), вертикального (ВЗ), возвратно-наклонного (ВНЗ) зондирования ионосферы ЛЧМ сигналом.

Описываются основные принципы назначения частот связи по результатам зондирования. Приводится обоснование применения комплексного подхода назначения частот связи.

Ключевые слова: Ионосфера, вертикальное зондирование, наклонное зондирование, возвратно-наклонное зондирование, оптимальная рабочая частота, дистанционно-частотная характеристика.

Системы коротковолновой связи обеспечивают передачу информации на большие расстояния путем многократных последовательных отражений от ионосферы и земной поверхности. Это свойство КВ используется при построении систем дальней радиосвязи и загоризонтной радиолокации. Ионосферная плазма, как среда распространения радиоволн, характеризуется неоднородностями различных масштабов, дисперсией, поглощением, анизотропией и, при определенных условиях, нелинейностью. Для различных длин волн и видов радиотрасс эти свойства среды проявляются в виде разнообразных эффектов, которые во многих случаях действуют в комплексе и формируют сложные особенности процесса распространения радиосигналов. Применительно к декаметровым радиоканалам адаптация сводится к рациональному выбору рабочих частот. Реализация такого рода адаптации возможна по данным зондирования.

Из большого многообразия используемых для диагностики ионосферных радиолиний сигналов наиболее перспективным признается ЛЧМ. Применение таких сигналов позволяет существенно повысить помехозащищенность и разрешающую способность систем диагностики ионосферного радиоканала. Основное преимущество ЛЧМ ионозондов, это малая мощность передатчика зондирующих сигналов.

Известны различные методы зондирования ионосферы вертикальное (ВЗ), наклонное (НЗ) и возвратно - наклонное зондирование (ВНЗ).

Наклонное зондирование ионосферы.

При наклонном зондировании передающая антенна ориентирована под некоторым углом к горизонту, отличным от 90 градусов. Приемная и передающая аппаратура разнесена в пространстве. Неотъемлемой частью системы наклонного зондирования ЛЧМ сигналом является система синхронизации [1]. Чаще всего используется временная синхронизация с использованием спутниковых систем точного времени ГЛОНАСС, GPS.

Передающей антенной ионозонда излучается пучок лучей, от ионосферы отражаются лишь те из лучей, для которых угол падения больше или равен критическому. Радиоволны различных частот могут испытывать отражение от

различных ионосферных слоев. В результате измерений для каждого луча строится график зависимости времени задержки от частоты $\tau(f)$, либо производный от него график $p(f)$, показывающий зависимость группового пути от частоты. Данные графики называется дистанционно-частотной характеристикой (ДЧХ) радиолинии, или ионограммой. На рисунке 1 приведена ионограмма наклонного зондирования.

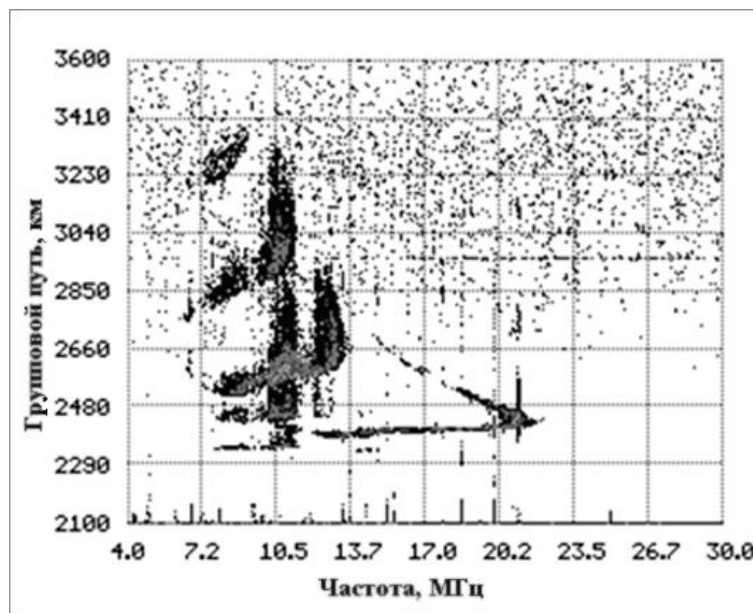


Рис. 1. Ионограмма наклонного зондирования

Зондирующий сигнал во время Δt является эмпирической моделью связного сигнала. Если для такого сигнала, частотой f приходят моды 1F2, 2F2, 3F2, то и для связного сигнала будет иметь место распространения этими же модами [2]. Измерение функции мощности принимаемого зондирующего сигнала и функции шума, позволяет в результате зондирования измерять отношение сигнал/шум и тем самым оценивать помехоустойчивость связи. При этих оценках необходимо учитывать различия в приемо-передающих трактах систем зондирования и конкретных систем связи, т.е. вводить поправочные коэффициенты $K_{усПРД}(f)$ – коэффициент учитывающий усиление передающей антенны, $K_{усПРМ}(f)$ – коэффициент учитывающий усиление приемной антенны, $K_{мощн}$ – отношение мощностей связного и зондирующего сигналов.

Оперативный выбор ОРЧ по результатам НЗ производится по критерию максимального отношения сигнал/шум. Для широкополосных сигналов и сигналов сложной формы необходимо производить пересчет полученного соотношения сигнал/шум в полосу связного сигнала, поэтому целесообразно ввести поправочный коэффициент $K_{полос}$, учитывающий данное обстоятельство.

С учетом всех поправочных коэффициентов суммарный коэффициент пересчета уровня отношения сигнал/шум рассчитывается по формуле:

$$K(f) = K_{усПРД}(f) + K_{усПРМ}(f) + K_{мощн} + K_{полос}$$

В ходе работы, были разработаны алгоритмы расчета ОРЧ по результатам НЗ с пересчетом соотношения сигнал/шум в полосу связного сигнала, с учетом характеристик приемо-передающих трактов систем зондирования и связи,

выбор ОРЧ по критическим параметрам (сигнал/шум, только сигнал, только шум, вероятность ошибочного приема), по модам распространения, с использованием списка разрешенных для связи частот.

Уровень отношения сигнал/шум является для оператора связи приблизительной оценкой ожидаемого качества связи. Более полной является вероятность ошибочного приема, а соответственно и достоверность (надёжность) радиосвязи. По этой причине был разработан алгоритм пересчета уровня отношения сигнал/шум в значение вероятности ошибочного приема, с учетом типа связного сигнала используя соотношения для данного типа связного сигнала приведенного в [3,4].

Далее приводится пример расчета ОРЧ по НЗ по разработанному алгоритму (Рис. 2).

Параметры расчета ОРЧ:

- пороговое значение сигнала минус 30 дБ;
- пороговое значение сигнал/шума 20 дБ;
- пороговое значение шума минус 60 дБ;
- достоверность 0,95;
- шаг частоты интерполяции 2000 Гц.

Параметры ШПС сигнала:

- полоса парциального канала 3200 Гц;
- количество парциальных каналов 13;
- разнос между парциальными каналами 3200 Гц.

Параметры приемо-передающих устройств:

- КУ передающей антенны 10;
- КУ приемной антенны 10;
- мощность передатчика 1кВт.

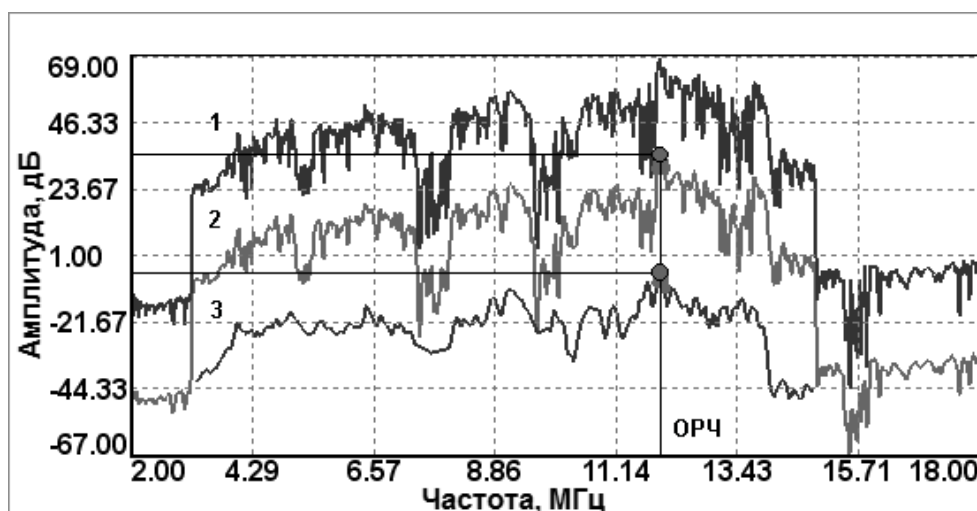


Рис. 2. График соотношения сигнал/шум (1), график соотношения сигнал/шум с учетом параметров связи (2), график АЧХ сигнала (3) и результатов расчета ОРЧ КВ трассы.

Вертикальное зондирование ионосферы

При вертикальном зондировании ионосферы передающая антенна ориентирована в зенит, ЛЧМ сигнал излучается вертикально вверх [1,2]. Волна

с частотой f отражается от ионосферы на высоте h , если частота волны равна плазменной частоте ионосферы для данной высоты. В результате ионозонд фиксирует время запаздывания τ отраженного ЛЧМ импульса по отношению к излученному.

Время запаздывания τ позволяет определить высоту h , от которой произошло отражение импульса. Если предположить, что весь путь до области отражения и обратно импульс проходит со скоростью света c , то высота отражения определяется через τ из соотношения:

$$h_0 = c \cdot \frac{\tau}{2}$$

где c – скорость света в вакууме.

Высота h_0 называется действующей. Действующая высота отражения отличается от истинной высоты h , так как импульс распространяется в ионосфере не со скоростью света, а с групповой скоростью $v_{gp} < c$.

В результате измерений строится график зависимости $h_0 = \varphi(f_0)$, который называется высотно-частотной характеристикой (ВЧХ) или ионограммой. На рисунке 3 изображена типичная ионограмма ВЗ [2].

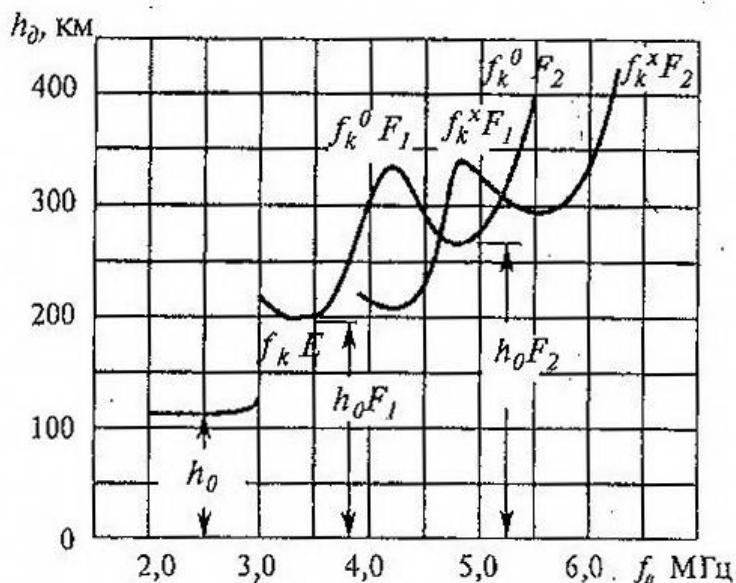


Рис. 3. Типичная ионограмма ВЗ.

На графике отмечены основные характеристики слоев h_0 – высота нижней границы слоя, $f_{кр}$ – критическая частота слоя. Еще одним из основных параметров ионосферного слоя является величина $Z_m = h_m - h_0$ называемой полутолщиной слоя, h_m – максимальная высота ионосферного слоя.

ОРЧ по данным ВЧХ назначается из тех соображений [2], что в каждый момент времени от ионосферы отражается широкий диапазон частот. Считается, что при увеличении частоты растет отношение сигнал/шум и уменьшается искажение сигнала от многолучевости. Поэтому для работы радиолинии выбирается частота, близкая к предельно высокой частоте – МПЧ, на которой может быть принята волна на заданном расстоянии. Один из способов назначения ОРЧ по результатам ВЗ – построение ДЧХ ВЗ.

Возвратно-наклонное зондирование.

При ВНЗ методе зондирующий сигнал излучается наклонно. От ионосферы отражаются лучи, для которых угол падения равен либо больше критического угла. Пучок отраженных лучей облучает большую зону на земной поверхности, в пределах которой возможен прием. В пределах этой зоны вследствие неровной поверхности Земли происходит диффузное частичное отражение по всем направлениям, в результате которого незначительная часть электромагнитной энергии рассеивается в обратном направлении [2,5]. Обратный рассеянный сигнал после отражения от ионосферы достигает точки приема и регистрируется приемным устройством, находящимся в той же точке, что и первоначально излученный сигнал. Результатом измерения по методу ВНЗ является ДЧХ ВНЗ по лучу представляющая собой график функции $p(f)$, где p – групповой путь, f – частота. Последняя показывает зависимость максимально применимой частоты от расстояния передачи [5]. Для практических целей необходимо пересчитать полученную ДЧХ ВНЗ по лучу в ДЧХ ВЗ по земле до корреспондента.

При определении с помощью ВНЗ каких-либо характеристик радиолинии считаются неизвестными параметры ионосферы, определяемые из результатов сеанса ВЗ, поэтому целесообразно применять совместный метод зондирования ВЗ и ВНЗ. Ионограмма данного метода приведена на рисунке 4. Данный метод должен повышать информативность диагностики условий распространения радиоволн.

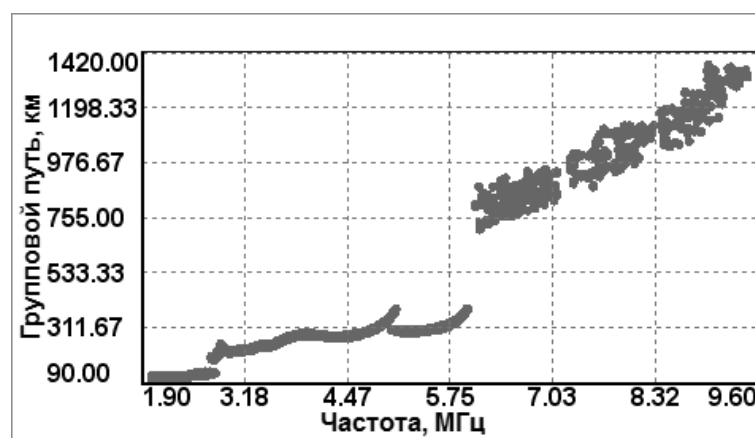


Рис. 4. Ионограмма совместного метода зондирования ВЗ и ВНЗ.

Экспериментальную ДЧХ по результатам ВНЗ зачастую можно получить только на ограниченной области ввиду малой мощности передатчика ЛЧМ сигнала. Поэтому для получения информации на участках за пределами зоны эффективного отражения, также необходимо использовать модели построения ДЧХ, с помощью которых, путём аппроксимации, необходимо экстраполировать интересующую ДЧХ на большие дальности.

Для задач построения ДЧХ ВНЗ по результатам ВЗ существует множество моделей, различающихся используемыми приближениями и исходными данными. Из всего разнообразия разработанных моделей, в данной работе используются модели плоской и сферической земли и ионосферы с отражением сигнала по закону секанса и построение ДЧХ ВНЗ по результатам ВЗ и модели

плоской и сферической земли в приближении параболического распределения электронной концентрации.

Для назначения рабочих частот радиолинии по ДЧХ в зависимости от расстояния до корреспондента, полученных при проведении сеанса ВЗ, ВНЗ и совместного метода зондирования ВН и ВНЗ, был проведен анализ моделей построения ДЧХ по критерию наименьшей среднестатистической погрешности относительно линии аппроксимации экспериментально полученных ДЧХ ВНЗ [6]. Результаты сравнительного анализа приведены на рисунке 5.

По результатам анализа, рекомендуемая модель расчета ДЧХ за пределами зоны отражения – модель сферической земли и параболическая модель ионосферы, ввиду малой величины отклонения и близкой к постоянной систематической ошибке.

В случае определения ОРЧ на коротких трассах до 800 км можно использовать модель плоской земли и построения ДЧХ по закону секанса.

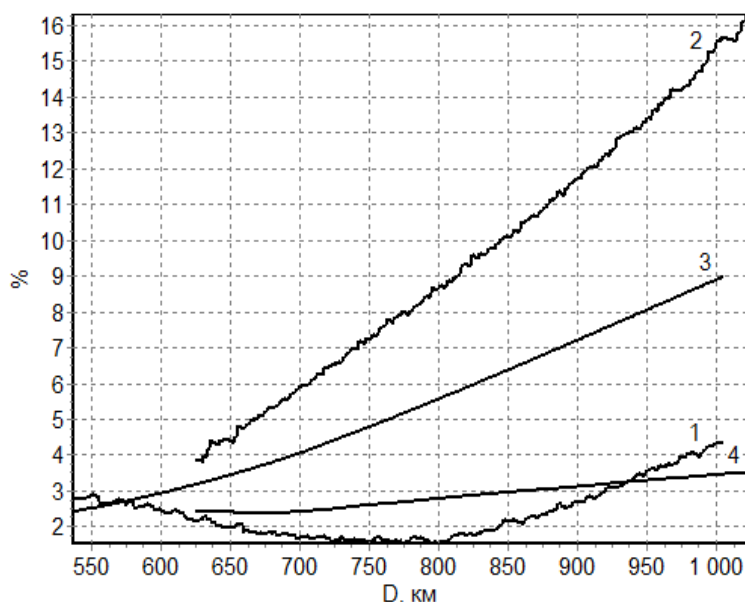


Рис.5. Графики погрешностей (в %) по дальности до корреспондента для различных моделей относительно экспериментальной ДЧХ:

- 1 – модель плоской земли и ионосферы с отражением сигнала по закону секанса и построение ДЧХ по результатам ВЗ; 2 – модель сферической земли и ионосферы с отражением сигнала по закону секанса и построение ДЧХ по результатам ВЗ; 3 – модель плоской земли и параболическая модель ионосферы; 4 – модель сферической земли и параболическая модель ионосферы

Данные выводы были учтены при разработке алгоритмов расчета ДЧХ и соответственно выбора частот связи.

Приведём пример обработки типовой ионограммы совместного метода зондирования ВЗ и ВНЗ.

Параметры ионосферных слоев и границу трека ВНЗ определяем непосредственно из ионограммы. Для дальности 2000 км результаты построения ДЧХ и расчета ОРЧ приведены на рисунке 6.

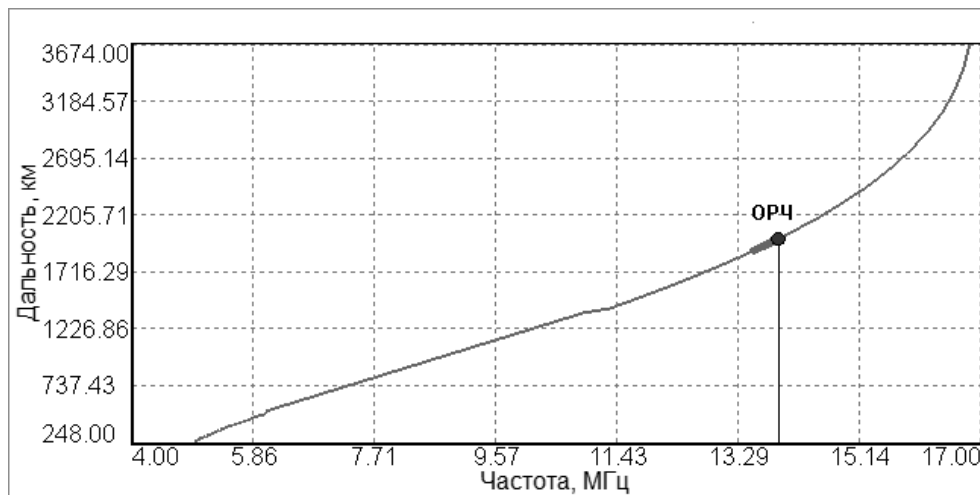


Рис. 6. График ДЧХ ВЧЗ и результаты расчета ОРЧ.

По предварительным оценкам использования комплексного подхода при назначении частот связи по результатам зондирования ионосферы ЛЧМ сигналом дает значительный выигрыш по сравнению с назначением частот связи по результатам долгосрочного прогноза, особенно в период ионосферных возмущений, где погрешность долгосрочного прогноза может достигать наибольшие погрешности 40-50% [2]. Также на практике с целью минимизации риска по результатам прогноза назначаются рабочие частоты в среднем на 30% ниже МПЧ. Случайный выбор ОРЧ в пределах 30% от МПЧ может привести к попаданию в точку минимума коэффициента передачи. В то время как выбор по результатам ЛЧМ зондирования всегда в максимуме АЧХ даёт наилучшую по прохождению ОРЧ, что приводит к повышению надежности связи до 0,95 [2].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Свешников Ю. К. Общие принципы построения сети ЛЧМ зондов.//Научно-технический сборник «Техника радиосвязи». – Омск: ФГУП «ОНИИП». – 2004. – Вып. 9. – с. 61-68.
- [2] Иванов В.А., Рябова Н.В., Шумаев В.В. Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона. – Йошкар-Ола: МарГТУ,1998.-204с.
- [3] Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надёжность КВ связи. - М., Связь, 1997. – 135 с.
- [4] Комарович В.Ф., Волошин Н.И. Помехоустойчивость приёма ЧТ и ОФТ сигналов в частотно адаптивных радиоприемах//«Радиотехника» - 1976. - №6. - с.3-7.
- [5] Чернов Ю.А. Возвратно-наклонное зондирование ионосферы. – М.: Связь, 1971. – 203 с.
- [6] Свешников Ю.К., Зубков М.П.. Сравнение моделей построения дистанционно-частотных характеристик по результатам вертикального и возвратно-наклонного зондирования ионосферы Земли // Научно-технический сборник «Техника радиосвязи». – Омск: ОАО «ОНИИП». - 2012. – Вып. 17. – с.18-26.

Михаил Павлович Зубков, Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского, Омский НИИ Приборостроения.

E-mail: info@oniip.ru

Обзор конструкций, расчет и моделирование направленного ответвителя в объеме подложки из ЛТСС керамики

С.С.Коновалов,
магистрант

В данной статье рассмотрены основные конструкции полосковых направленных ответвителей. Приведены их основные плюсы и минусы. Приведен расчет и описана методика моделирования трехдецибельного микрополоскового направленного ответвителя.

Ключевые слова: направленный ответвитель, микрополосковый.

Основной целью работы является расчет и моделирование направленного ответвителя на симметричных полосковых линиях, имеющего одну область сильной связи.

Направленный ответвитель — устройство для ответвления части электромагнитной энергии из основного канала передачи во вспомогательный. Направленный ответвитель (НО), как известно, представляет собой два (иногда более) отрезка линий передачи, связанных между собой определённым образом, основная линия называется первичной, вспомогательная — вторичной. Нерабочее плечо, или развязанное, вторичной линии должно быть нагружено на согласованную нагрузку, с рабочего, или ответвленного, плеча вторичной линии снимается ответвлённый сигнал, в зависимости от того, какую волну в первичной линии надо ответить — падающую или отражённую, выбирается, какое плечо вторичной линии будет рабочим. Математические свойства направленных ответвителей описываются с помощью волновых матриц рассеяния или S-матриц.

Наиболее компактные и широкополосные направленные ответвители в СВЧ диапазоне получают при использовании эффектов взаимной связи в многопроводных линиях передачи с Т-волнами, они могут быть реализованы как коаксиальные или полосковые НО. Полосковый НО — два отрезка близко лежащих полосковых линий с общим экраном с выводами в виде коаксиальных разъёмов.

Рассмотрим различные вариации исполнения НО. В начале приведем простейший пример направленного ответвителя в диапазоне УКВ. Особенностью согласованного направленного ответвителя является то, что он обеспечивает постоянный фазовый сдвиг, равный 90° между ответвленным и прошедшим напряжениями падающей волны. Направленный ответвитель на связанных линиях передачи является весьма широкополосным устройством, развязка и согласование в нем вообще не зависят от частоты и при выборе длины отрезка связанных линий равной $\frac{1}{4}\lambda$, где λ — длина волны сигнала на средней частоте диапазона, коэффициент перекрытия для таких устройств составляет 1,5-2.

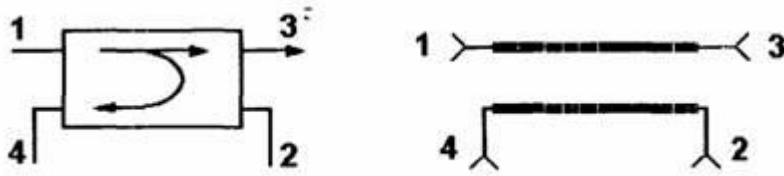


Рис. 1. Схема направленного ответвителя на связанных линиях

В планарном виде направленный ответвитель, имеющий уровень ответвления 3 дБ, получить практически невозможно, для этого используют конструкции типа моста Ланге, или тандемное включение двух НО с уровнем ответвления $\sim 8,43$ дБ.

Однако такой направленный ответвитель можно реализовать в виде трехмерной конструкции на основе многослойной подложки. На рисунке 2 показана схема и конструкция трехдецибельного НО на квазисосредоточенных элементах, являющегося аналогом шлейфного моста. Данная конструкция была представлена в работе [1].

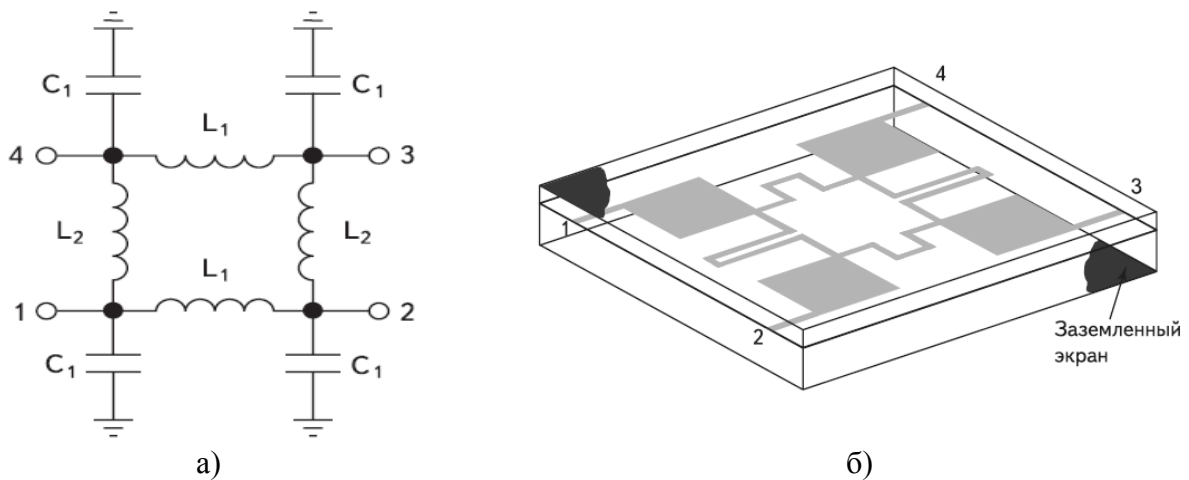


Рис. 2. Схема и конструкция трехдецибельного НО на квазисосредоточенных элементах

Для практической реализации данной конструкции была использована многослойная низкотемпературная керамика. При составлении эквивалентной схемы отрезки, кратные $\lambda/4$, заменяются П- и Т-образными ячейками. Поворот фазы осуществляется на каждом отрезке гибридного кольца. В нижней части диапазона СВЧ такая замена позволяет существенно сократить габариты устройства, как показано в работах [2 - 4].

Также рассмотрим НО, имеющий альтернативную конструкцию, приведенную на рисунке 3. Данная конструкция применима для высокочастотных линий передачи.

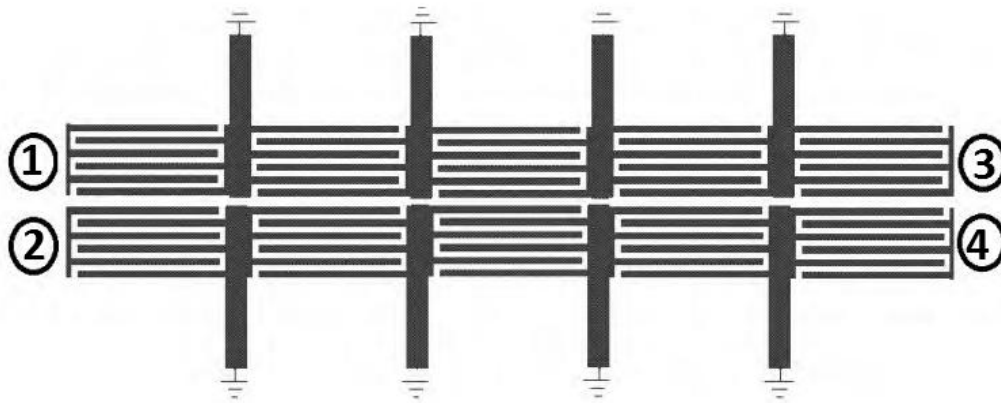


Рис. 3. НО на основе отрезков искусственных ЛПД и ЛОД, эквивалентный НО на связанных линиях с торцевой связью

На рисунке 4 показана схема и конструкция трехдецибелного НО с трехячейчной структурой. Приведенный ниже НО используется в диапазоне частот от 4 до 6 ГГц. Данная конструкция была представлена в работе [5]. Положительным качеством данной конструкции являются меньшие габариты в сравнении с предыдущим вариантом исполнения.

Минусами конструкции является большое количество переходных отверстий, и усложнение модели. На некоторой частоте электрическая длина линий, выполняющих функцию параллельно включенных индуктивностей, станет равна половине длины волны, они сыграют роль шлейфов, таким образом, будет получено короткое замыкание. Этим ограничен диапазон рабочих частот такой конструкции.

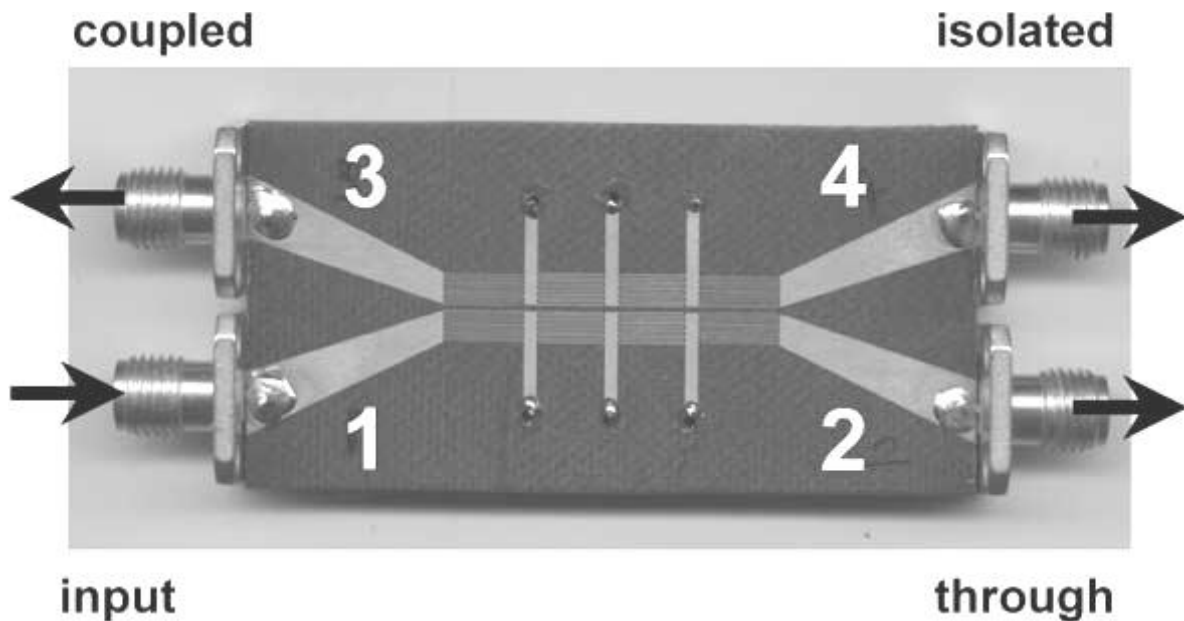


Рис. 4. Изображение трехдецибелного НО с трехячейчной структурой

Следующий вариант конструкции НО приведен на рисунке 5. Данная конструкция была представлена в работе [6]. В качестве плюсов в данной конструкции, как и в рассмотренном выше случае, можно отметить меньшие габариты. Минусом данной модели является усложнение конструкции.

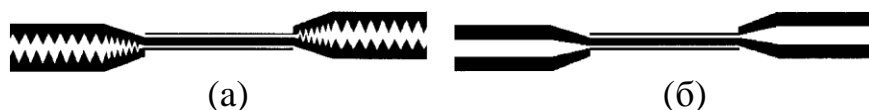


Рис. 5. Изображение НО.

а - секции выполнены в виде зубьев пилы, б - секции выполнены в виде

НО широко применяют в разных отраслях радиоэлектроники, как в качестве самостоятельных устройств в кабельных и волноводных линиях, так и в качестве элементов радиоэлектронной аппаратуры. Как самостоятельные устройства, НО используются для разветвления сигнала и для контроля параметров сигнала в линии и её согласования. Как элементы аппаратуры, НО используются в основном в радиоизмерительных приборах — СВЧ ваттметрах, приборах для измерения КСВ, коэффициента передачи, установках для поверки аттенюаторов и измерения ослаблений и т.д.

В данном случае при расчете в качестве подложки использована низкотемпературная керамика LTCC Green Tape торговой марки DuPont.

Технология низкотемпературной керамики (LTCC, Low Temperature Co-fired Ceramics) в настоящее время быстро развивается и успешно применяется для различных приложений, например, для производства ВЧ- и СВЧ-микросхем низкой и средней степени интеграции. В относительно низкой частотной области на базе LTCC-подложек изготавливают устройства для GSM, CDMA и TDMA приложений. Данная технология обеспечивает недорогое решение в массовом производстве электронных устройств для коммерческой и военной областей электронной промышленности. Использование LTCC-подложек позволило увеличить степень интеграции и снизить массогабаритные параметры. К сожалению, разработчики, применяющие данную технологию столкнулись с рядом новых проблем. Главная из которых заключается в том, что LTCC-устройства имеют ярко выраженную трехмерную структуру. Интегрированные компоненты и проводники располагаются ближе друг к другу, поэтому хорошо зарекомендовавшие себя методики проектирования топологий печатных плат и интегральных схем не в полной мере подходят для их разработки [7].

В данном случае были заданы следующие параметры НО:

- диапазон рабочих частот ответвителя: 390-470МГц;
- уровень ответвления: $3 \pm 0,2$ дБ;
- развязка входов/выходов: < -20 дБ;
- КСВН входов/выходов: 1,1-1,2;
- диэлектрическая проницаемость материала: 7,8;
- слой в области связи: 0,096мм;
- толщина платы: 12 слоев по 0,216мм.

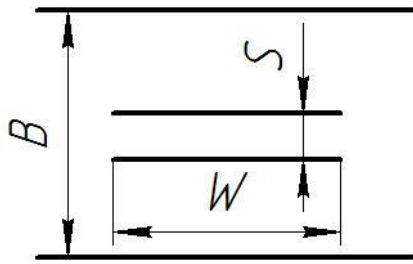


Рис. 6. Схематичное изображение ответвителя с указанием размеров

Синтез НО был проведен по методике, изложенной в [8].

Метод расчета полоскового ответвителя, в конструкции которого используют тонкие медные полоски толщиной 0,0508 мм, поддерживаемые LTCC керамическим диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=7,8$, заключается в следующем.

По известным параметрам — переходному затуханию на средней частоте полосы, равному 2,9 дБ (так, что $c=0,716$), и сопротивлению нагрузки $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ — используя выражения (1) и (2) получаем волновые сопротивления четных и нечетных типов волн:

$$Z_{oe} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c}{1-c}} = 122,9 \text{ Ом} \quad (1)$$

$$Z_{oo} = Z_0 \sqrt{\frac{1-c}{1+c}} = 20,3 \text{ Ом} \quad (2)$$

$$\sqrt{\epsilon_r} Z_{oe} = 343,2 \text{ Ом}$$

$$\sqrt{\epsilon_r} Z_{oo} = 56,7 \text{ Ом}$$

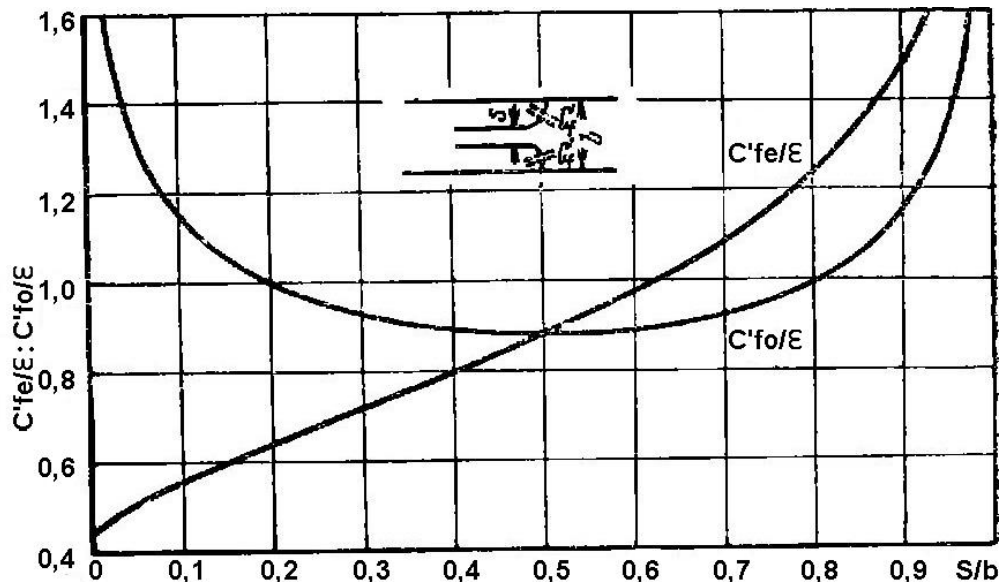


Рис.7. Определение краевых емкостей четного и нечетного типов колебаний для бесконечно тонких полосок, параллельных наружным проводникам линии

Расстояние между полосками выбрано равным 0,096 мм; таким образом, при $B = 2,16$ мм получаем $S/B = 0,04$. Тогда значение W/B определяется по формуле (3) с учетом значения величины $C'_{fe}/\varepsilon = 0,4$ из рисунка 6 получено:

$$\frac{W/B}{1-S/B} + \frac{C'_{fe}}{\varepsilon} = \frac{188,3/\sqrt{\varepsilon_r}}{Z_{0e}} \quad (3)$$

С учетом выражений (1) и (2) из выражения (3) можно вычислить ширину проводящей полоски:

$$W = \left(\frac{188,3}{\sqrt{\varepsilon_r}} - \frac{C'_{fe}}{\varepsilon} \right) \left(1 - \frac{S}{B} \right) B = 0,3 \text{ мм} \quad (4)$$

Общая длина линии связи вычисляется по формуле (5):

$$L = \frac{c}{4f_{cp}\sqrt{\varepsilon_r}} = 62,45 \text{ мм} \quad (5)$$

По результатам расчета в программной среде HFSS, предназначенной для электромагнитного моделирования была построена трехмерная модель направленного ответвителя.

Процесс проектирования с помощью HFSS включает в себя ряд стандартных шагов:

1. Создание модели анализируемой структуры, в том числе:
 - создание трехмерной графической модели структуры (чертежа);
 - задание параметров материалов, из которых состоит структура.
 2. Определение электродинамических параметров структуры, включающее:
 - задание граничных условий на поверхностях, формирующих анализируемый объект;
 - определение и калибровка портов;
 - задание параметров решения.
 3. Электродинамический анализ исследуемого объекта, в том числе:
 - анализ объекта в полосе частот;
 - параметрический анализ объекта;
 - параметрическая оптимизация объекта.
 4. Визуализация результатов электродинамического анализа, включающая:
 - построение графиков в декартовых, полярных координатах, диаграмм Смита, диаграмм направленности и т.д.;
 - анимация распределений электромагнитного поля и электрического тока;
 - сохранение результатов анализа в файлах данных.
- Результат работы с программой представлен на рисунке 8.

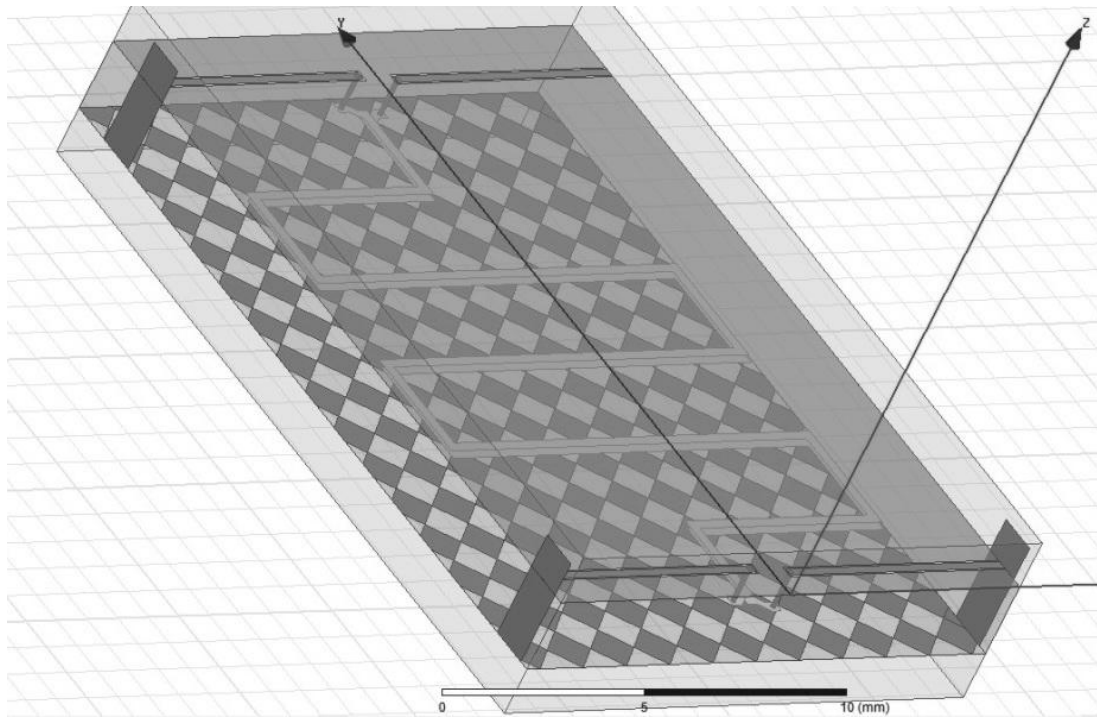


Рис.8. Модель НО, построенная в среде HFSS

Для уменьшения габаритов платы ответвитель был смоделирован миандровидной формы. Межслойные переходы с токонесущих проводников, расположенных на внутренних слоях платы, на копланарную линию, реализованную на верхнем слое, осуществлены в виде переходных отверстий, заполненных проводящей пастой.

Улучшения развязки, а также значений КСВ, графики которых представлены на рисунках 9 и 10 соответственно, удалось добиться путем смещения полосковых линий относительно друг друга в плоскости XY. Также было произведено разбиение нижнего экрана на сетку, размеры элементов такой сетки много меньше $\lambda/4$.

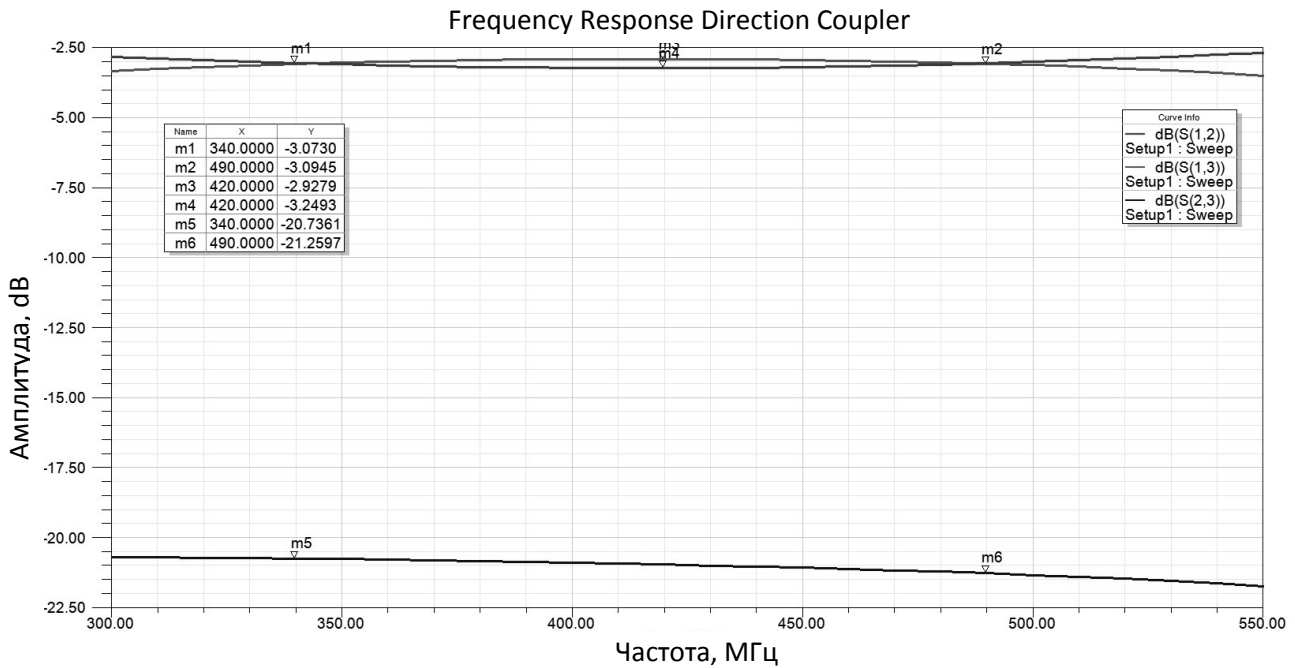


Рис. 9. АЧХ НО

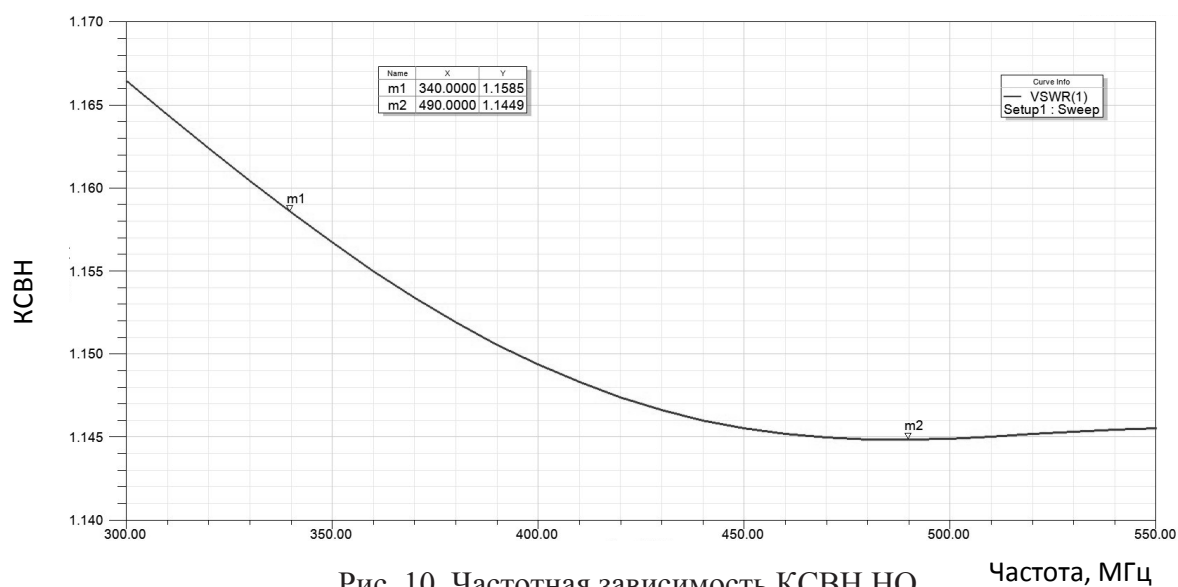


Рис. 10. Частотная зависимость КСВН но Частота, МГц

Результатом проделанной работы является рассчитанный и промоделированный направленный ответвитель, параметры которого полностью соответствуют требованиям технического задания:

- КСВН направленного ответвителя 1,159 на 340МГц, 1,145 на 490МГц;
- развязка направленного ответвителя -20,74 дБ;
- уровень ответвления в диапазоне рабочих частот $3 \pm 0,2$ дБ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вендик, И.Б. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. Средства проектирования и реализация пассивных устройств [текст] / И.Б. Вендик, Д.В. Холодняк, А.В. Симин // Компоненты и технологии – 2005 - № 6 – с 210-216.
- [2] Caloz, C A Broadband Left-Handed (LH) Coupled Line Backward Coupler with Arbitrary Coupling Level [текст] / Christophe Caloz, Atsushi Sanada, Lei Liu, Tatsou Itoh // IEEE MTT-S Digest – 2003 – v. TU2D-3 – pp. 317-320.
- [3] Geron, E Asymmetric Microstrip Right/Left-handed Line Coupler with Variable Coupling Ratio [текст] / E. Geron, T. Ditchi, J. Lucas and S. Hole // Piers Online – 2011 – v. 7, № 4 – pp. 371-375.
- [4] Movahhedi, M Coupled-Line Couplers Based on the Composite Right/Left-Handed (CRLH) Transmission Lines [текст] / Masoud Movahhedi and Rasool Keshavarz // Trends in Electromagnetism – From Fundamentals to Applications – 2010 – pp. 251-276.
- [5] Christophe Caloz «A Novel Composite Right-/Left-Handed Coupled-Line Directional Coupler With Arbitrary Coupling Level and Broad Bandwidth»
- [6] Duncan K. Y. Lau «Simplified Design Technique for High-Performance Microstrip Multisection Couplers»
- [7] Ю. Потапов «Особенности технологии проектирования и производства модулей LTCC»
- [8] Д.Л.Маттея и Л.Янга «Фильтры СВЧ. Согласующие цепи и цепи связи»

Коновалов Сергей Сергеевич, магистрант ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.

Профессиональная мобильная радиосвязь стандарта TETRA: основные возможности и применения

А.Б. Лысак,
руководитель группы, аспирант

В докладе рассматриваются основные характеристики стандарта TETRA и оборудования, функционирующего в рамках данного стандарта. Приводятся примеры построенных и успешно функционирующих систем связи для решения практических задач в различных отраслях. Описываются основные компоненты систем связи стандарта TETRA, разрабатываемые в ОАО "ОНИИП"

Ключевые слова: профессиональная мобильная радиосвязь, TETRA

К настоящему моменту системы профессиональной мобильной радиосвязи получили огромное распространение по всему миру для решения широкого спектра различных задач. Несмотря на то, что наиболее применяемыми остаются системы конвенционального типа, где за каждым абонентом жестко закреплен соответствующий канал связи, большое развитие, в том числе и в нашей стране, сейчас получают транкинговые системы связи. Большинство таких систем работает в соответствии со стандартом TETRA, впервые опубликованном европейским институтом телекоммуникационных стандартов ETSI в 1995 году, но не утратившим актуальности и в настоящее время. Стандарт детально описывает радиоинтерфейс, что позволяет оборудованию различных производителей совместно работать в одной системе связи.

Аппаратура радиосвязи может работать в диапазоне частот от 300 МГц до 1 ГГц согласно стандарту[1], однако реальные диапазоны частот ограничиваются как производителями оборудования, так и законодательством различных государств в сфере регулирования использования радиочастотного спектра. На территории России для построения систем связи стандарта TETRA разрешено использование полос радиочастот 412-417 МГц/422-427 МГц и 457,4-459 МГц/467,4-469 МГц[2], в связи с чем, все изложенное ниже справедливо для частот из данных диапазонов. Используется модуляция типа $\pi/4$ DQPSK, шаг сетки частот составляет 25 кГц. Для организации двунаправленной связи между базовой и абонентской станциями используется пара частот с дуплексным разносом равным 10 МГц. Обычно верхняя частота используется для передачи базовой станцией, нижняя — для передачи абонентскими радиостанциями. Каждая пара несущих частот с помощью технологии временного разделения обеспечивает функционирование четырех каналов, каждый из которых может быть выделен абоненту, если только этот канал не является служебным. Каждая базовая станция в системе связи стандарта TETRA должна обеспечивать как минимум один служебный канал (MCCN — Main Control Channel), может быть также выделено до 3 дополнительных служебных каналов (SCCN — Secondary Control Channel) на той же паре несущих частот, если емкости одного не достаточно.

Системы связи стандарта TETRA предоставляют своим абонентам следующие стандартные типы сервисов:

- индивидуальные полудуплексные голосовые вызовы;
- групповые полудуплексные голосовые вызовы;
- индивидуальные дуплексные голосовые вызовы;
- короткие текстовые сообщения;
- короткие статусные сообщения;
- одноканальная передача пакетных данных;
- многоканальная передача пакетных данных.

Сервис передачи коротких сообщений (SDS — Short Data Service) использует служебные каналы, разделяемые всеми зарегистрированными абонентскими радиостанциями. Это является основной причиной применения дополнительных служебных каналов в системах связи с высокой интенсивностью передачи SDS сообщений.

Сервис голосовых вызовов использует каналы передачи данных (TCH — Traffic Channel). При этом при дуплексном вызове каждая базовая станция выделяет по одному каналу на зарегистрированного на ней участника вызова, а при полудуплексном — по одному каналу на вызов, если на ней зарегистрированы участники данного вызова. Очевидно, что использование групповых вызовов значительно экономит ресурсы системы связи и, согласно статистике, подавляющее большинство вызовов является именно групповыми.

Сервис пакетной передачи данных (PDS — Packet Data Service) также использует выделенные каналы передачи информации. В зависимости от конфигурации конкретной системы связи несколько радиостанций могут разделять один канал для этой цели. Потенциальная скорость передачи данных в одноканальном режиме ограничена значением 7,2 кбит/с, в многоканальном — 28,8 кбит/с. При этом скорость передачи полезной нагрузки редко превышает 3-4 кбит/с. Практические эксперименты показывают, что в большинстве случаев прирост скорости при использовании многоканального режима является незначительным, что связано как с аппаратными ограничениями абонентских устройств, так и с особенностями функционирования протоколов верхнего уровня.

Общая структура системы связи стандарта TETRA приведена на рисунке 1. Традиционными логическими топологиями являются «звезда» и «расширенная звезда», при которых в центре системы располагается центральный коммутатор, а базовые станции и шлюзы в другие системы связи подключаются к нему используя линии связи E1 в прошлом или IP, активно распространяющиеся в настоящее время. Такой подход характеризуется наличием единой точки отказа, что приводит к необходимости использования резервных коммутаторов в системе или применения более надежных топологий. Современные системы связи, в том числе и разрабатываемые в ОАО «ОНИИП», позволяют использовать «ячеистую» топологию, при которой базовые станции связываются друг с другом напрямую. Такой подход требует

больших затрат производительности, однако гарантирует отсутствие единой точки отказа и существенно повышает надежность функционирования системы.

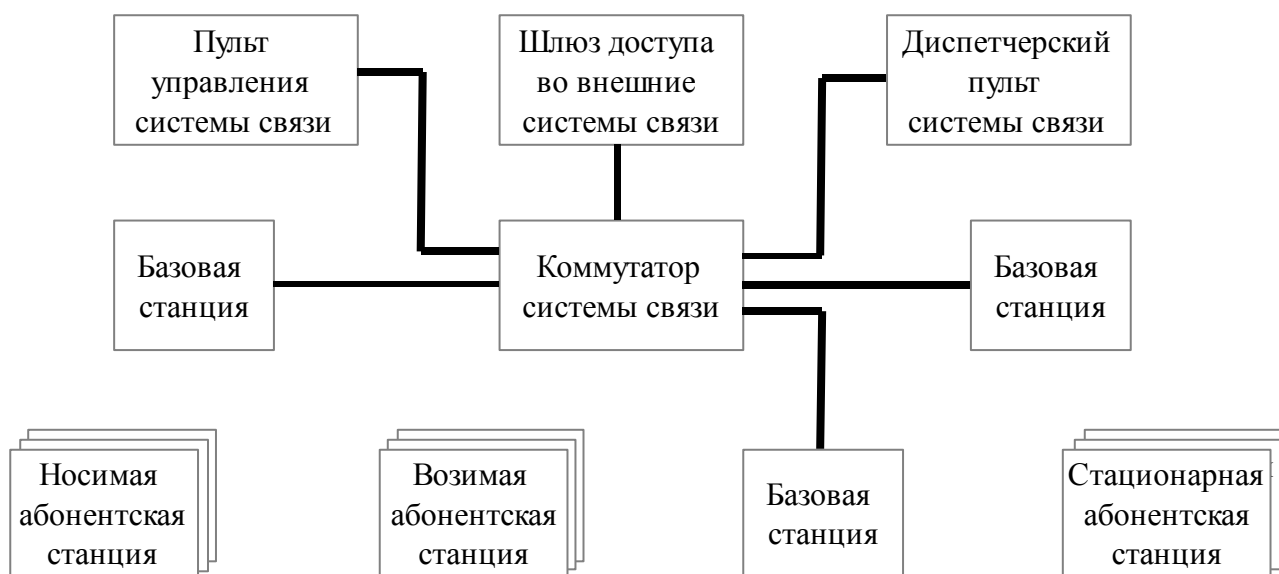


Рис. 1. Общая структура системы связи стандарта TETRA

Помимо описанных выше стандартных сервисов, стандарт TETRA предусматривает и другие сценарии использования оборудования, описывая механизмы для их реализации.

Одним из таких механизмов является интерфейс подключения периферийных устройств (PEI — Peripheral Equipment Interface), который позволяет стороннему оборудованию (такому, как промышленные контроллеры или ЭВМ) использовать функции системы связи стандарта TETRA. Схема подключения приведена на рисунке 2. Периферийное оборудование может управлять абонентской радиостанцией, использовать сервис коротких сообщений с помощью AT-команд, а также использовать PPP соединение для доступа к IP-сетям с помощью сервиса передачи пакетных данных, если это предусмотрено конфигурацией системы связи.



Рис. 2. Подключение периферийных устройств с помощью PEI

Также в системах связи стандарта TETRA широко используется механизм получения координат мобильных абонентов и их передача на диспетчерский пульт, где они отображаются на карте местности с помощью специализированного программного обеспечения. Координаты абонентская радиостанция получает с помощью встроенного приемника глобальных навигационных систем (GPS в большинстве устройств) и передает на заданный номер диспетчерского пульта с помощью механизма коротких сообщений. Формат передаваемых данных регламентируется протоколом определения

местоположения (LIP — Location Information Protocol), который описан в стандарте TETRA. Данный протокол также позволяет удаленно с диспетчерского пульта изменять настройки отправки координат для определенной радиостанции.

Особенности систем связи стандарта TETRA позволяют эффективно использовать их для связи службами обеспечения безопасности (МВД, ФСО, ФСИН и т. д.), службами быстрого реагирования (МЧС, пожарная охрана, служба скорой медицинской помощи и т. д.), а также в сфере общественного транспорта и энергетической отрасли.

Так одним из примеров применения систем связи стандарта TETRA является полностью автоматизированный метрополитен в Сингапуре. Голосовые сервисы и служба коротких сообщений позволяют осуществлять:

- удаленный контроль системы управления поезда;
- голосовую связь с пассажирами в экстренных ситуациях;
- удаленное управление системой информирования пассажиров.

Эффективность использования систем связи стандарта TETRA в электроэнергетике подтверждает пример гонконгской энергетической компании, которая с ее помощью осуществляет:

- удаленный контроль и управление подстанциями;
- географическую локализацию мест обрыва линий электропередач;
- связь с персоналом, устраняющим неполадки.

Аппаратура и системы связи стандарта TETRA, разрабатываемые в ОАО «ОНИИП» позволяют решать как вышеперечисленные, так и многие другие задачи. Современный подход к проектированию систем связи и осуществление комплексных работ от производства базовых станций до разработки специализированного программного обеспечения позволяют удовлетворить нужды практически любого заказчика на рынке профессиональной мобильной радиосвязи.

ЛИТЕРАТУРА

[1] ETSI EN 300 392-2 V3.2.1 (2007-09) Clause 6.2 Frequency bands and channel arrangement

[2] Решение ГКРЧ РФ от 26 июня 2006 года № 06-15-03-001 Об использовании полос радиочастотного спектра радиоэлектронными средствами для построения (создания) сетей подвижной радиосвязи стандарта TETRA

Антон Борисович Лысак,

Омский НИИ Приборостроения, Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского, 644009, г. Омск, ул. Масленникова, 231,
+7-904-322-49-49, antonlysak@gmail.com

Использование графических процессоров NVIDIA в решении задач диаграммообразования

В.В. Подгорецкий,
аспирант, инженер-конструктор

В статье описан практический опыт использования графических процессоров NVidia в решении задачи классического диаграммообразования.

Ключевые слова: графические процессоры, классическое диаграммообразование

Предложенная компанией Nvidia технология CUDA (Compute Unified Device Architecture) значительно упрощает написание приложений, предназначенных для решения неграфических задач на графических процессорах. Упрощение состоит в том, что приложение разрабатывается на языке C, расширенном, к примеру, спецификаторами, определяющими, где будет запускаться та или иная функция: на центральном процессоре (CPU) или на графическом процессоре (GPU). Среди прочих преимуществ технологии CUDA можно отметить следующие:

- бесплатность;
- наличие широкого спектра документации и готовых библиотек;
- кроссплатформенность;

CUDA строится на концепции, в которой GPU выступает в роли массивно-параллельного сопроцессора к CPU. Программа на CUDA задеиствует как CPU, на котором выполняется последовательный код, так и GPU, на котором выполняется параллельный код (kernel, ядро), представляющий собой набор одновременно работающих нитей (threads), выполняющих одни и те же операции, но над разными данными. Порядок работы с GPU следующий:

- 1) выделение памяти на GPU;
- 2) копирование данных из памяти CPU в память GPU;
- 3) запуск ядра на GPU;
- 4) копирование данных из памяти GPU в память CPU;
- 5) освобождение памяти GPU.

Для эффективной загрузки GPU необходимо использовать огромное число параллельно выполняющихся нитей. Физически параллельно выполняются группы по 32 нити (warp). При этом управление нитями прозрачно осуществляет сам GPU.

В проведенном эксперименте решалась задача классического диаграммообразования, которая сводится к операции комплексного умножения квадратурных составляющих радиосигнала \dot{x}_i на соответствующие весовые коэффициенты \dot{w}_i и последующему их сложению:

$$\dot{y} = \sum_{i=1}^N \dot{x}_i \dot{w}_i,$$

где $N=3$ – количество источников сигнала (цифровых радиоприемных устройств, подключенных в общем случае к отдельным элементам антенной решетки), y - результирующий выходной отсчет.

Описанная задача для сравнения решалась на центральном четырех-ядерном процессоре Intel Core i7-2600K с тактовой частотой 3.4 ГГц на микроархитектуре Sandy Bridge и на графическом ускорителе NVidia Tesla C2070 с архитектурой Fermi. Указанный графический ускоритель состоит из 14 потоковых мультипроцессоров, которые, в свою очередь, содержат по 32 вычислительных ядра и различную периферию (рис. 1.):

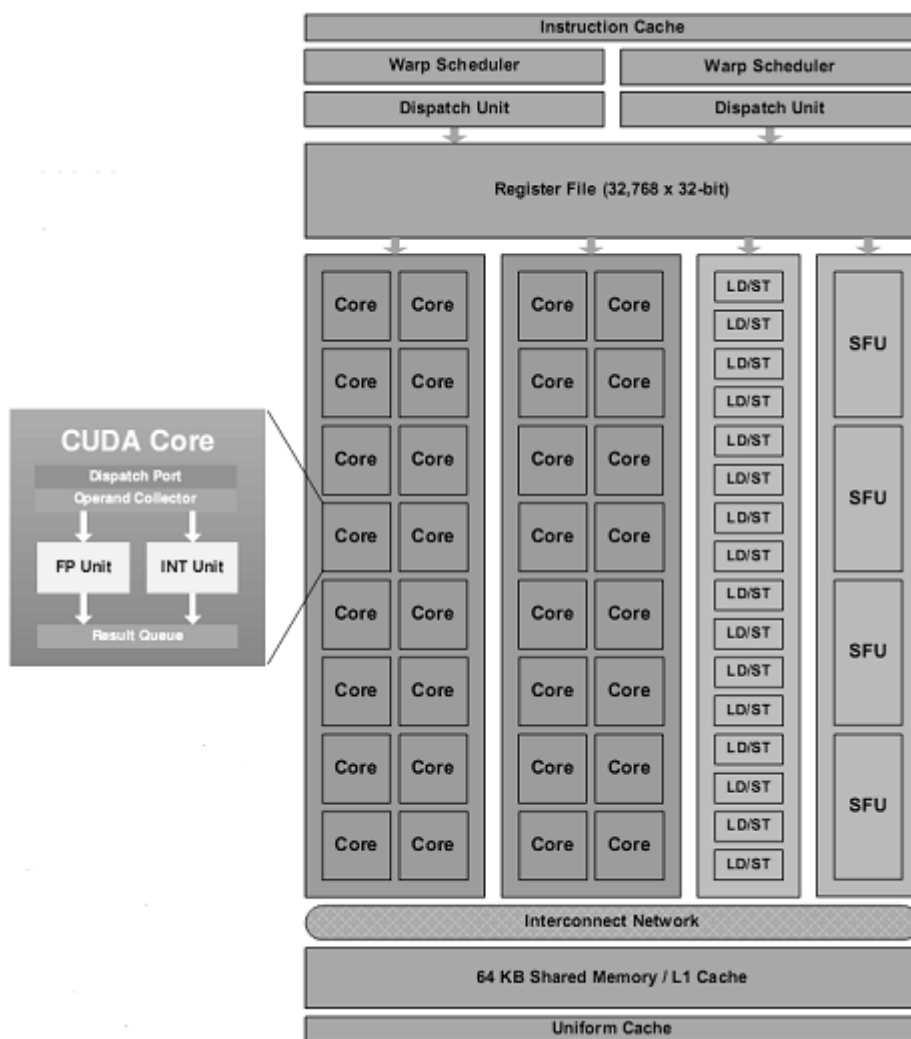


Рис.1. Потоковый мультипроцессор Fermi [1].

Как было указано ранее, для эффективного использования технологии CUDA необходимо использовать как можно больше нитей, однако такой подход к решению задачи классического диаграммообразования не всегда приемлем. Чаще всего требуется построение цифровой диаграммы направленности в реальном времени. Т.к. цифровые отсчеты (квадратурные составляющие) от радиоприемных устройств поступают с фиксированной частотой дискретизации (обычно от нескольких сотен до нескольких десятков тысяч отсчетов/с), то накопление больших объемов информации для эффективной загрузки графического ускорителя становится недопустимым.

В качестве показателя производительности использовалось время, затраченное на обработку $N=3$ буферов входных отсчетов различной длины. Полученные результаты приведены на рис. 2.

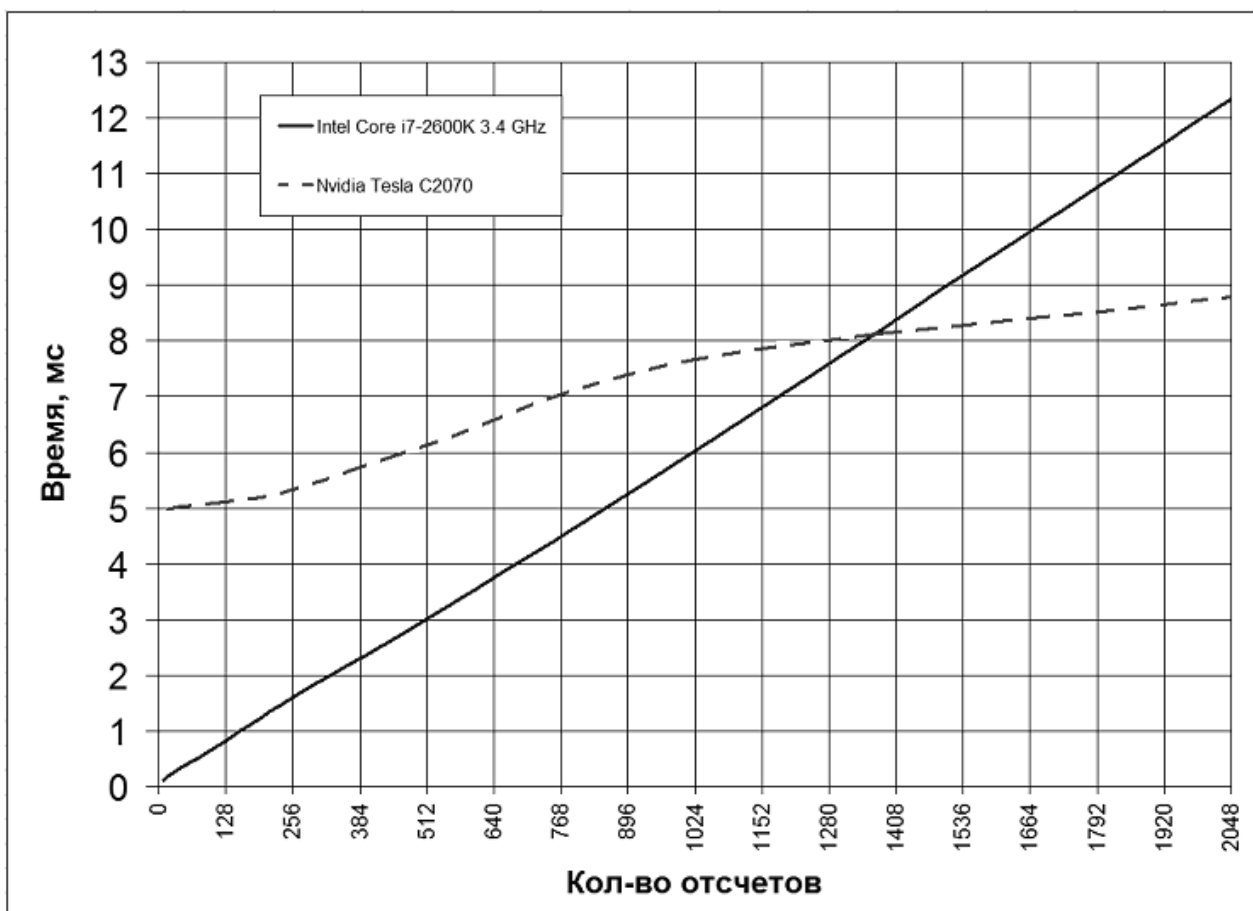


Рис. 2. Время, требуемое для обработки буферов входных отсчетов различной длины CPU Intel Core i7-2600K и GPU NVidia Tesla C2070.

Таким образом, показано, что использование графического процессора NVidia Tesla C2070 для решения задачи классического диаграммообразования целесообразно при размерах входных буферов более 1400 отсчетов. В случаях меньших объемов целесообразнее использовать центральный процессор Intel Core i7-2600K. При этом следует учитывать необходимость решения задачи в реальном времени.

ЛИТЕРАТУРА

[1] NVIDIA's Next Generation CUDA Compute Architecture: Fermi, http://www.nvidia.com/content/PDF/fermi_white_papers/NVIDIA_Fermi_Compute_Architecture_Whitepaper.pdf.

Владимир Владимирович Подгорецкий
ОмГУ им. Ф.М. Достоевского
ОАО «Омский НИИ приборостроения»

Воздействие высотного ядерного взрыва на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн

И.С. Попов.

Научный сотрудник кафедры теоретической физики.

Первый доклад серии докладов «Некоторые вопросы физики развития ядерного взрыва». Проведение серии работ связано с необходимостью получения количественных данных по процессам развития ядерного взрыва с целью их последующего применения в исследовании действия ядерного взрыва, о чем было доложено на серии докладов «Действие ядерного взрыва на металлические конструкции и электронные схемы радиоэлектронного оборудования». В данной работе проведено численное моделирование развития высотного ядерного взрыва в верхней атмосфере.

Ключевые слова: высотный ядерный взрыв, развитие ядерного взрыва, численное решение уравнений газовой динамики, численное моделирование течений высокотемпературных реагирующих потоков.

Предисловие к серии докладов

Ядерный взрыв – явление, начинающееся с момента создания условий для осуществления цепных реакций деления или реакций синтеза взрывного типа в небольшом объёме на время порядка от нескольких наносекунд до нескольких миллисекунд и заканчивающееся распадом распределённых по атмосфере и поверхности земного шара радиоактивных продуктов взрыва в течение многих лет [1].

Компьютерное моделирование развития и действия ядерного взрыва является актуальной современной задачей, имеющей большой практический и фундаментальный научный интерес [1-4]. Подписание 5 августа 1963 года между СССР, США и Великобританией договора «О запрещении испытаний ядерного оружия в атмосфере, космическом пространстве и под водой», а затем подписание 24 сентября 1996 года и ратификация 30 июня 2000 года РФ договора «О всеобъемлющем запрещении ядерных испытаний», сделали единственным надежным и достоверным методом изучения развития и действия ядерного взрыва и других смежных вопросов методы математического моделирования с проведением расчетов на быстродействующих ЭВМ. Современные методы физического моделирования, т.н. воспроизводства факторов ядерного взрыва в лабораторных и полигонных условиях, основываются либо на данных математического моделирования, либо на данных натурных испытаний давних лет. В период 1971-1992 гг. [1] Б.В. Замышляев, член-корр. РАН, генерал-лейтенант, д.т.н., обосновал необходимость, организовал и воплотил в жизнь переход от исследования параметров поражающих факторов ядерного взрыва в натурном эксперименте к физическому и математическому моделированию процессов развития, действия и других эффектов взрыва. Такой переход предполагал обязательное использование накопленного в натурных экспериментах фактического материала для тестирования разрабатываемых физических и математических моделей. Тем самым были обеспечены актуальные потребности практики не

только исчерпывающими количественными данными о параметрах физических полей, в т.ч. и в недоступных для экспериментального исследования пространственно-временных областях, но и гарантирована высокая надежность и достоверность получаемых данных.

В условия современной войны, в случае применения ядерного оружия, одним из объектов действия ядерного взрыва является радиоэлектронное оборудование. Для обеспечения стабильной и надёжной радиосвязи, работы радиолокационных станций и систем радионавигации, функционирования орбитальных группировок спутников, а также для должного функционирования любого электрооборудования, требуется обеспечение мер по защите радиоэлектронного оборудования от поражающего действия ядерного взрыва, как на этапе разработки и проектирования, так и во время эксплуатации.

В данной серии работ произведено моделирование развития ядерного взрыва в некоторых конкретных условиях, что было впоследствии использовано для исследования поражающего действия ядерного взрыва на радиоэлектронное оборудование.

Воздействие высотного ядерного взрыва на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн

Физика развития ядерного взрыва существенно зависит от высоты подрыва ядерного взрывного устройства [1]. Под высотными понимают ядерные взрывы, произведенные на высотах более 20-25 км выше уровня моря [1,4], где существенную роль начинает играть неоднородность распределения плотности воздуха с высотой. В связи с особенностями протекающих процессов высотные ядерные взрывы обычно классифицируют [1] на высотные ядерные взрывы на высоте менее 40 км, взрывы на высотах от 40 км до 80 км, взрывы на высотах от 80 км до 120 км, взрывы в верхней атмосфере (от 120 км до 250-350 км), магнитосферные ядерные взрывы (более 300-400 км), и редко отдельно выделяют ядерный взрыв в открытом космосе, который обычно объединяют в одну группу с магнитосферным. Каждому из указанных диапазонов высот подрыва соответствуют свои особенности развития, свое распределение энергии по поражающим факторам и т.д.

Основными целями и задачами проведения подрыва ядерных взрывных устройств на высотах более 20 км является формирование областей воздействия на трассы распространения радиоволн, поражение высоколетящих высокоскоростных летательных аппаратов в задачах ПРО, а также воздействие на оптические системы спутников и различных систем наблюдения и прицеливания. Это ставит задачи определения возможного воздействия данного вида ядерного взрыва на действие и функционирование радиоэлектронной аппаратуры.

В данной работе исследовано развитие высотного ядерного взрыва в верхней атмосфере на примере моделирования развития взрыва ядерного взрывного устройства с энергосвободением 0,3 Мт на высотах 150 км и 250 км. Выбраны эти параметры были из соображений наличия в открытом доступе

данных других авторов, с которыми есть возможность сравнить полученные результаты. Распределение атмосферных параметров с высотой выбиралось в форме стандартной атмосферы (ГОСТ-4401-81).

Начальная стадия развития ядерного взрыва моделировалась путем численного решения уравнений радиационной газовой динамики двухкомпонентной неравновесной плазмы с учетом протекающих физико-химических превращений:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{\rho} \right) &= \frac{1}{\rho} \operatorname{div} \mathbf{u}; \\
 \frac{d\mathbf{u}}{dt} &= -\frac{1}{\rho} \vec{\nabla} (p_i + p_e) + \mathbf{g}; \\
 \frac{d\varepsilon_i}{dt} &= -\frac{p_i}{\rho} \operatorname{div} \mathbf{u} - Q_{ie} + \sum_{k=1}^L C_{ik} L_k; \\
 \frac{d\varepsilon_e}{dt} &= -\frac{p_e}{\rho} \operatorname{div} \mathbf{u} + Q_r + Q_{ie} - \frac{1}{\rho} \operatorname{div} \mathbf{S}_e + \sum_{k=1}^L C_{ek} L_k; \\
 \Omega \vec{\nabla} I_v &= \chi_v [I_{vp}(T_e) - I_v]; \\
 \frac{d\varphi_a}{dt} &= \sum_{k=1}^L C_{\alpha k} L_k; \\
 \alpha &= 1, \dots, j_i; \\
 L_k &= S_{kmn} \varphi_m \varphi_n; \\
 \varepsilon_e &= \varepsilon_e(\rho, T_e); \quad p_e = p_e(\rho, T_e); \\
 \varepsilon_i &= \varepsilon_i(\rho, T_i); \quad p_i = p_i(\rho, T_i); \\
 Q_r &= \frac{1}{\rho} \operatorname{div} \mathbf{S}; \quad Q_{ie} = \frac{T_i - T_e}{\tau_{ie}}; \quad \mathbf{S}_e = -\chi_e \vec{\nabla} T_e;
 \end{aligned} \tag{1}$$

Обозначения стандартные. Численное решение производилось с использованием метода расщепления временного шага по физическим процессам. Газодинамические течения моделировались с использованием комбинированного сеточно-характеристического алгоритма с использованием элементов метода распада разрыва Годунова. Уравнения кинетики диссоциации и ионизации решались с учетом факторов неравновесности для констант скоростей реакций. Уравнения переноса излучения решались в диффузионном приближении с использованием многогруппового разбиения спектрального диапазона. Примеры полученных результатов приведены на рис. 1.

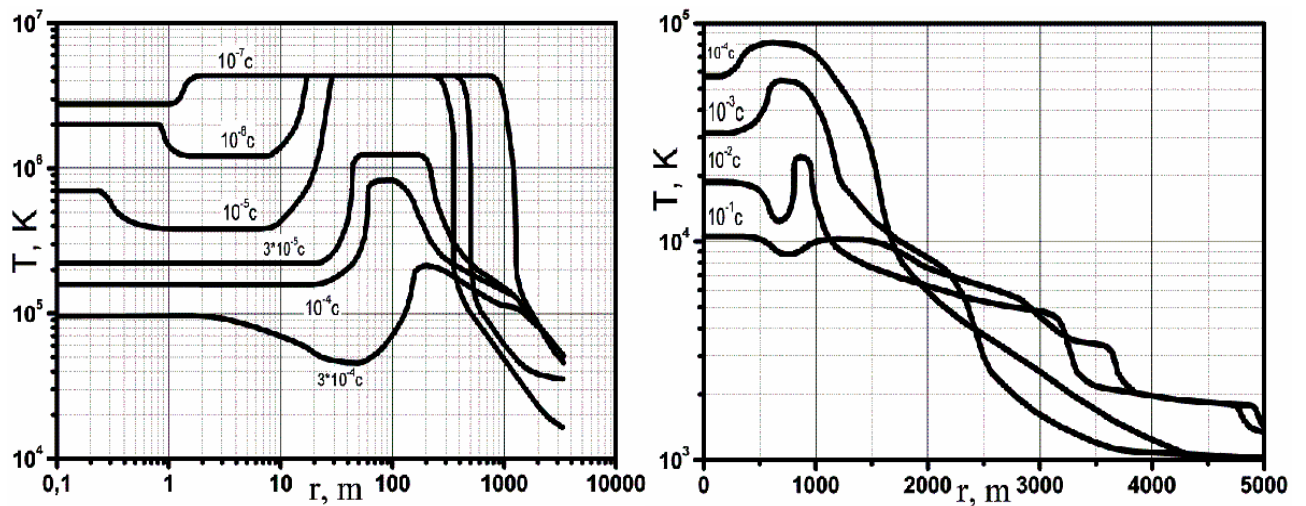
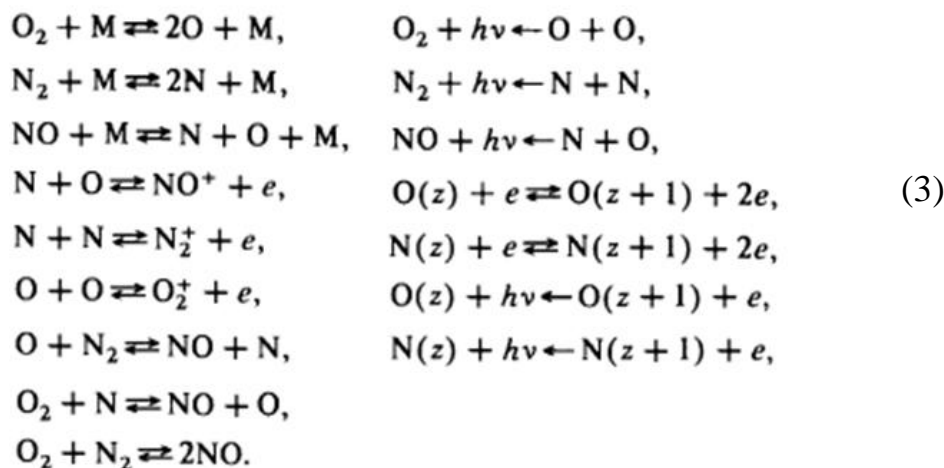


Рис. 1. Распределение температуры в возмущенной области взрыва 0,3 Мт на высоте 150 км на начальной стадии. Слева: на этапе распространения тепловой волны. Справа: на этапе формирования ударных волн.

На следующей стадии важную роль в процессах ионизации представляют протекающие химические реакции за фронтом проходящей через химически активную плазму (прогретую излучением на первой стадии) ударной волны. Для определения пространственно-временного распределения концентрации электронов, ионов и нейтралов произведён совместный расчёт уравнений магнитной газовой динамики и химической кинетики. Уравнения магнитной газовой динамики были выбраны в виде:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial n_{sz}}{\partial t} + \operatorname{div} (n_{sz} \cdot \mathbf{u}_s) &= S_{sz}, \\
 m_s n_s \frac{d\mathbf{u}_s}{dt} &= -\nabla p_s + e z_s n_s \left(\mathbf{E} + \frac{\mathbf{u}_s \times \mathbf{B}}{c} \right) + \mathbf{R}_s, \\
 -\nabla p_e - e n_e \left(\mathbf{E} + \frac{\mathbf{u}_e \times \mathbf{B}}{c} \right) + \mathbf{R}_e &= 0, \\
 \frac{3}{2} n_e \frac{dT_e}{dt} + n_e T_e \operatorname{div} \mathbf{u}_e &= Q_e - \operatorname{div} \mathbf{q}_e, \\
 \frac{3}{2} n_s \frac{dT_s}{dt} + n_s T_s \operatorname{div} \mathbf{u}_s &= Q_s - \operatorname{div} \mathbf{q}_s,
 \end{aligned} \tag{2}$$

Кинетика ионизационных процессов и химических реакций в атмосферном воздухе выбрана в следующем виде:



На рис. 2 приведены результаты моделирования развития ядерного взрыва энерговыведением 0,3 Мт на высоте 250 км.

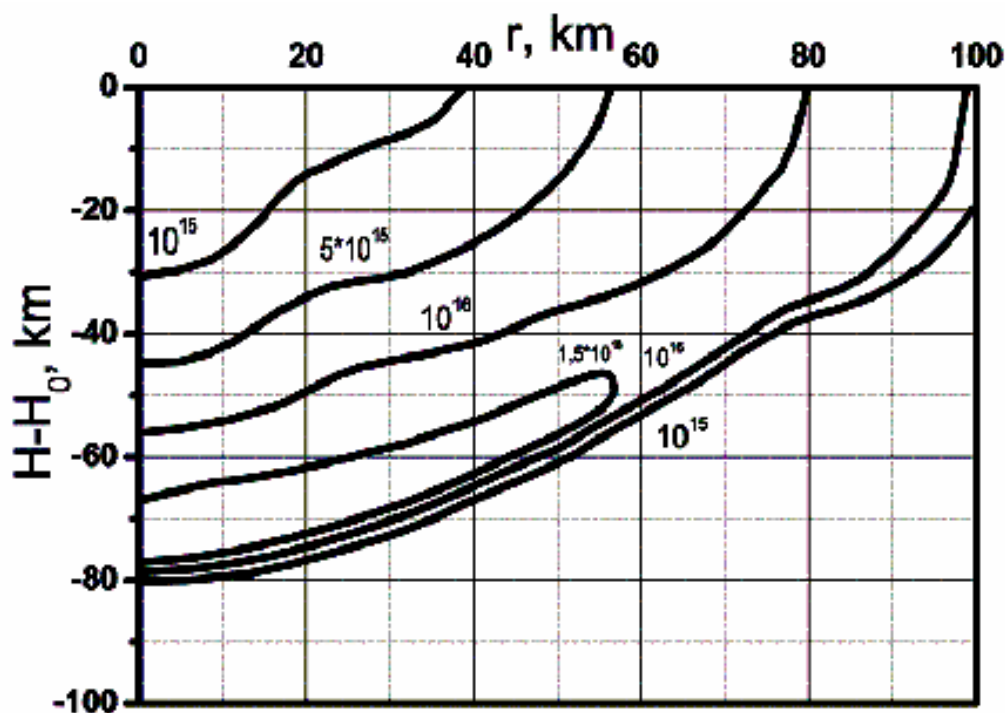


Рис. 2. Распределение электронной плотности (в см^{-3}) при ядерном взрыве с энерговыведением в 0,3 Мт на высоте 250 км спустя 4,5 с после взрыва.

Результаты моделирования находятся в хорошем соответствии с результатами, опубликованными в [1].

Из полученных результатов сделаны выводы о масштабах и времени существования крупных ионизированных областей в верхней атмосфере, о влиянии на трассы распространения радиоволн КВ-диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 1. Развитие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2009. – 832 с.
- [2] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 2. Действие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2010. – 620 с.
- [3] Архипов В.Н., Борисов В.А., Будков А.М., Валько В.В. и др. Механическое действие ядерного взрыва / М.: Физматлит. 2003. – 384 с.
- [4] Федоров В.Ф., Котов Ю.Б., Мозгов К.С., Семенова Т.А. Микроволновое излучение ядерного взрыва / М.: «ЛИБРКОМ». 2013. – 304 с.

Попов Иван Сергеевич.
 Кафедра теоретической физики.
 Физический факультет ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.
 E-mail: diphosgen@mail.ru.

Воздействие ядерного взрыва вблизи поверхности земли на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн

И.С. Попов.

Научный сотрудник

Второй доклад серии докладов «Некоторые вопросы физики развития ядерного взрыва». В данной работе проведен общий обзор современного состояния дел в области моделирования проникающих излучений, электромагнитного импульса и ионизированных областей ядерного взрыва вблизи поверхности земли.

Ключевые слова: ядерный взрыв вблизи поверхности земли, развитие ядерного взрыва, проникающие излучения, электромагнитный импульс, ионизация атмосферы ядерным взрывом.

В данной статье дано краткое изложение обзора современного состояния дел в области моделирования проникающих излучений, электромагнитного импульса и характеристик ионизированных областей ядерного взрыва вблизи поверхности земли. Для получения более полной информации читатель может обратиться к презентации доклада на сайте семинара «Современные проблемы радиофизики и радиотехники», либо обратиться к главе 2 «Проникающие излучения» и главе 3 «Электромагнитный импульс» монографии [1].

Ядерный взрыв вблизи поверхности земли рассматривается как наиболее распространенный вид ядерного взрыва в гипотетической войне с применением ядерного оружия. Основные цели проведения такого рода взрывов являются уничтожение любых видов сухопутных целей, в т.ч. и подземных. Классификация ядерных взрывов вблизи поверхности земли основана на анализе приведенной высоты подрыва ядерного взрывного устройства, т.е. основную роль в классификации играет отношение реальной высоты подрыва от поверхности к кубическому корню из полного энергосодержания. Ядерные взрывы вблизи поверхности земли принято делить на подземные полные камуфлетные, подземные с неполной камуфлетностью (возникает холм или провальная воронка), подземные на выброс, слабозаглубленные, контактные, наземные, низкие воздушные и высокие воздушные [1]. Классификация эта связано с различными величинами распределения выделенной энергии по поражающим факторам, различными приоритетными поражающими факторами и типами целей поражения, а также существенно отличающейся физикой развития взрыва, что требует построения различных физических и математических моделей, различных численных реализаций.

К основным методам моделирования проникающих излучений ядерного взрыва вблизи поверхности относятся:

1. Методы дискретных ординат, основанные на аппроксимации интеграла в правой части уравнения переноса квадратурной формулой, последующие аппроксимации производных в левой части, в итоге что приводит к системе линейных алгебраических уравнений. Методы дискретных ординат используют для решения одномерных, реже двумерных, задач переноса

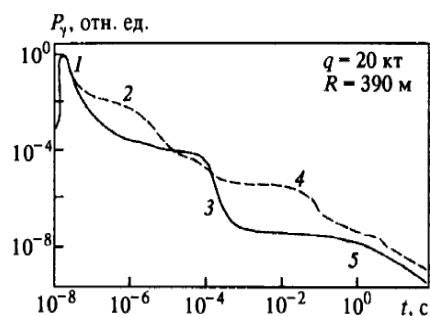
излучения. Использование в трехмерных задачах и двумерных со сложными границами этого метода неэффективно.

2. Методы Монте-Карло, основанные как на прямом моделировании движения и взаимодействия частиц, так и на неаналоговых методах, как сопряженное уравнение переноса, описывающее перенос ценности; использующие для моделирования последовательности случайных чисел (в случае программных реализаций на ЭВМ – псевдослучайных чисел), являются основными методами моделирования переноса излучения. Они без существенного увеличения времени счета обобщаются на многомерные задачи, позволяют просто решать задачи со сложными криволинейными границами, путем использования универсальных геометрических модулей. В одномерных и некоторых двумерных задачах методы Монте-Карло дополняют методы дискретных ординат, а в случае сложных границ и большего числа пространственных измерений они являются единственными методами надежного расчета полей излучения.

Одной из важнейших проблем решения задач переноса проникающих излучений является создание банков данных по сечениям элементарных процессов рассеяния частиц. На данный момент в мире накоплено огромное количество информации по сечениям таких процессов, но порой сечения для одних и тех же параметров, полученные различными экспериментальными методами, могут различаться на порядки значащей величины. Поэтому возникает необходимость использовать осредненные величины по нескольким независимым источникам данных. В качестве критерия достоверности полученных значений сечений процессов используют сопоставление с результатами т.н. базовых экспериментов. Также данный критерий является основным в области моделирования переноса проникающих излучений.

Моделирование полей электромагнитного импульса ядерного взрыва вблизи поверхности земли производят на основе решения системы уравнений Максвелла в нелинейной постановке с источниковыми членами в виде функционалов от функций токовых и потоковых характеристик полей проникающих излучений, а также уравнений кинетики протекающих в атмосферном воздухе физико-химических процессов.

Моделирование ионизации атмосферы ядерным взрывом вблизи поверхности земли производят на основе решения совместной задачи распространения проникающих излучений и решения уравнений кинетики протекающих в атмосферном воздухе физико-химических процессов.



На рис. 1-6 приведены некоторые примеры современных результатов.

Рис. 1. Временная форма гамма-излучения высокого (сплошная линия) и наземного (штриховая) ядерного взрывов. 1 – мгновенный компонент, 2 – гамма-излучения, рождаемые в актах неупругого рассеяния нейтронов, 3 – изомерное излучение, 4 – излучение, рождаемое в актах захвата нейтронов, 5 – осколочное излучение.

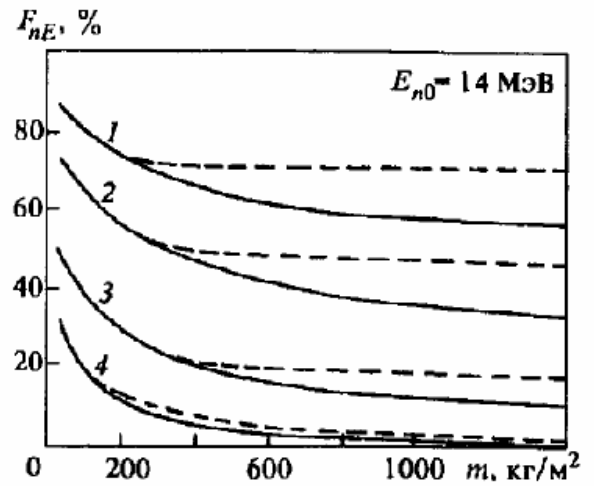
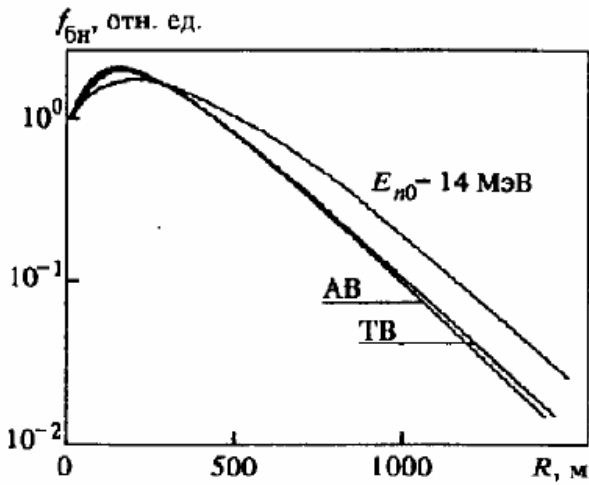


Рис. 2. Функция прохождения быстрых нейтронов в воздушной среде нормальной плотности для источников с различным исходным спектром: ТВ — термоядерный взрыв; АВ — атомный взрыв

Рис. 3. Пространственно-энергетическое распределение быстрых нейтронов в воздухе: 1 — группа с $E_n > 0,55$ МэВ; 2 — $E_n > 1,1$ МэВ; 3 — $E_n > 4,1$ МэВ; 4 — $E_n > 12,2$ МэВ; сплошные кривые — однородная среда; штриховые — у границы воздух-грунт

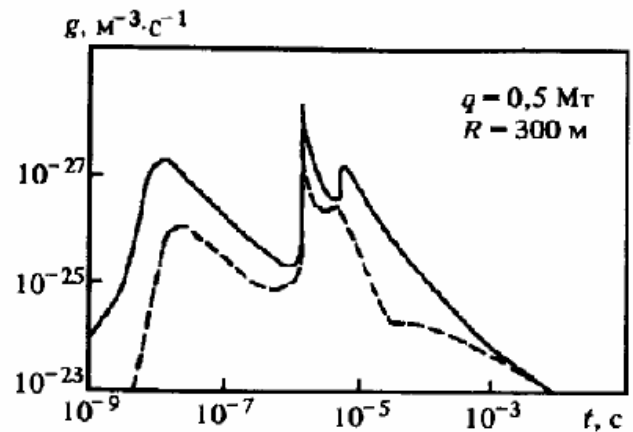
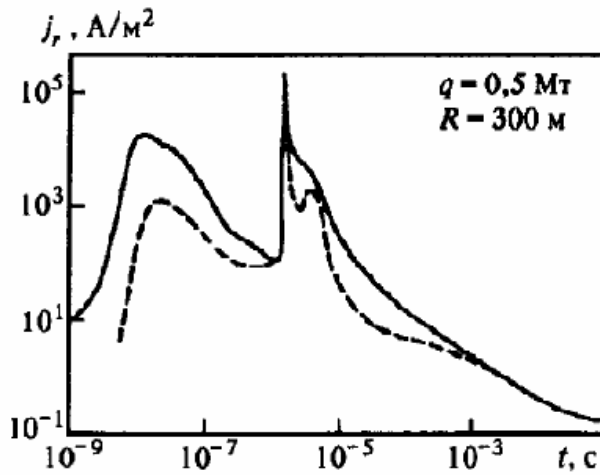


Рис. 4. Временная форма импульса радиального компонента плотности стороннего тока, возникающего при контактном взрыве: сплошная линия — полный ток, генерируемый, в основном, мгновенным и изомерным гамма-излучением; штриховая — доля тока, создаваемая вторичным гамма-излучением

Рис. 5. Временная форма импульса интенсивности ионизации, возникающей в воздухе вблизи поверхности земли при контактном взрыве: сплошная линия — полный импульс ионизации, обусловленный в области 1-го и 2-го пиков, в основном, мгновенным и изомерным гамма-излучением, а в области 3-го пика — тяжелыми заряженными частицами; штриховая — ионизация вторичным гамма-излучением

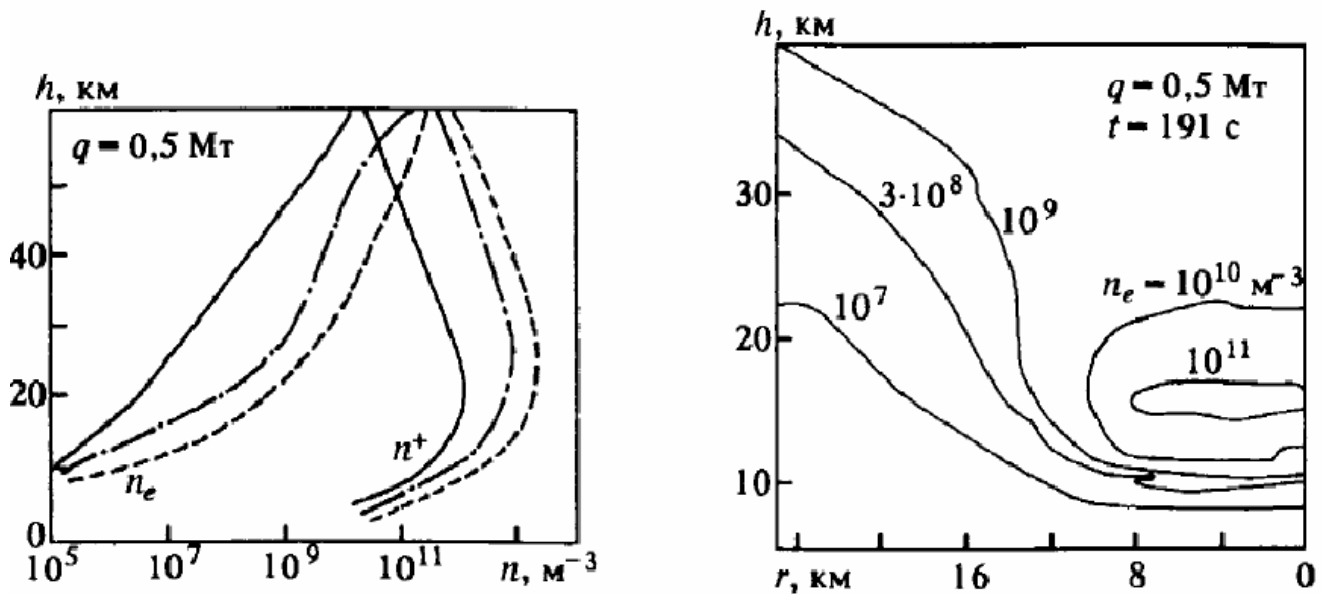


Рис. 6. Высотное распределение концентрации электронов n_e и ионов n^+ в области холодной ионизации наземного ядерного взрыва на расстоянии $R=15$ км от вертикали, проходящей через центр взрыва: штриховые линии — $t=1,5$ мин; штрих-пунктирные — 8 мин; сплошные — 80 мин

Рис. 7. Пространственное распределение концентрации электронов в дальней зоне наземного ядерного взрыва

Рис. 2-3 посвящены данным моделирования проникающих излучений, рис. 4-5 — электромагнитного импульса, рис. 6-7 — ионизированных возмущенных областей.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 1. Развитие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2009. — 832 с.

Попов Иван Сергеевич.
 Кафедра теоретической физики.
 Физический факультет ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.
 E-mail: diphosgen@mail.ru.

Воздействие высотного ядерного взрыва на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн

И.С. Попов,
научный сотрудник

Третий, заключительный, доклад серии докладов «Некоторые вопросы физики развития ядерного взрыва». В данной работе проведено численное моделирование развития никого воздушного ядерного взрыва на акватории.

Ключевые слова: ядерный взрыв на акватории, развитие ядерного взрыва, численное решение уравнений газовой динамики, численное моделирование течений высокотемпературных реагирующих потоков.

Актуальность исследование развития ядерного взрыва на акватории обуславливается широкими возможностями применения ядерного оружия против сил ВМФ. В приложении к действию на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн: вывод из строя, временное ослепление и нарушение нормального функционирования радиоэлектронной аппаратуры средств ВМФ и береговых сил, нарушение радиосвязи и возможностей радиолокационных станций и комплексов. В данной работе исследовался низкий воздушный ядерный взрыв на акватории, что было выбрано из нескольких соображений, как возможность сильного действия на радиоэлектронную аппаратуру и трассы распространения радиоволн, а также ряд особенностей физической модели задачи, что делает ее сильно отличной от соответствующих задач физики ядерного взрыва вблизи поверхности земли.

Начальная стадия развития ядерного взрыва моделировалась на основе решения системы уравнений радиационной газовой динамики [1]:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial \rho}{\partial t} + \operatorname{div}(\rho \mathbf{u}) &= 0, \\
 \frac{\partial(\rho \mathbf{u})}{\partial t} + \operatorname{div}(\rho \mathbf{u} \otimes \mathbf{u}) &= -\operatorname{grad} p^* + 2 \operatorname{div}(\mu \mathbf{D}), \\
 \frac{\partial(\rho \epsilon + U)}{\partial t} + \operatorname{div}(\rho \epsilon \mathbf{u} + \mathbf{W}) &= -p^* \operatorname{div} \mathbf{u} + 2\mu \mathbf{D}^2 + \rho f(\mathbf{r}, t), \\
 \frac{1}{c} \frac{\partial I}{\partial t} + \boldsymbol{\Omega} \operatorname{grad} I &= \kappa(I_p - I), \\
 U &= \frac{1}{c} \int_{4\pi} \int_{\nu} I d\Omega d\nu, \quad \mathbf{W} = \int_{4\pi} \int_{\nu} I \boldsymbol{\Omega} d\Omega d\nu, \\
 p^* &= p + p_{\text{из}} - \left(\xi + \frac{2}{3} \mu \right) \operatorname{div} \mathbf{u}, \\
 p &= p(\rho, T), \quad \epsilon = \epsilon(\rho, T), \quad \kappa = \kappa(\rho, T, \nu).
 \end{aligned} \tag{1}$$

Обозначения в формулах стандартные. Последующая газодинамическая стадия моделировалась на основе решения системы уравнений газовой динамики [2]:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial(r\rho)}{\partial t} + \frac{\partial(r\rho u_z)}{\partial z} + \frac{\partial(r\rho u_r)}{\partial r} &= 0, \\
\frac{\partial(r\rho u_z)}{\partial t} + \frac{\partial[r(\rho u_z^2 + p)]}{\partial z} + \frac{\partial(r\rho u_z u_r)}{\partial r} &= -g\rho r, \\
\frac{\partial(r\rho u_r)}{\partial t} + \frac{\partial(r\rho u_z u_r)}{\partial z} + \frac{\partial[r(\rho u_r^2 + p)]}{\partial r} &= p, \\
\frac{\partial(r\epsilon_\Sigma)}{\partial t} + \frac{\partial[r(\epsilon_\Sigma + p)u_z]}{\partial z} + \frac{\partial[r(\epsilon_\Sigma + p)u_r]}{\partial r} &= -g\rho u_z r.
\end{aligned} \tag{2}$$

Ударная волна рассчитывалась с использованием метода распада разрыва Годунова, со следующими параметрами на разрыве:

$$\begin{aligned}
&(\rho^{i-1/2} - \rho_{i-1/2})(z_i - z_{i-1}) + \tau [(RU)_i - (RU)_{i-1}] = 0, \\
&[(\rho u)^{i-1/2} - (\rho u)_{i-1/2}](z_i - z_{i-1}) + \\
&+ \tau [(P + RU^2)_i - (P + RU^2)_{i-1}] = -\tau g\rho(z_i - z_{i-1}), \\
&\left\{ [\rho(\epsilon + u^2/2)]^{i-1/2} - [\rho(\epsilon + u^2/2)]_{i-1/2} \right\} (z_i - z_{i-1}) + \\
&+ \tau \left\{ [RU(E + U^2/2) + PU]_i - [RU(E + U^2/2) + PU]_{i-1} \right\} = \\
&= -\tau g\rho u(z_i - z_{i-1}),
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&\{(RU)_i - (RU)_{i-1}\}, \\
&\left\{ (P + RU^2)_i - (P + RU^2)_{i-1} + g\rho(z_i - z_{i-1}) \right\}, \\
&[RU(E + U^2/2) + PU]_i - [RU(E + U^2/2) + PU]_{i-1} + g\rho u(z_i - z_{i-1})
\end{aligned} \tag{3}$$

Дисперсность среды и турбулентный перенос учитывались путем решения системы уравнений:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r\rho u) + \frac{\partial}{\partial h} (\rho v) &= \frac{\partial}{\partial h} (\rho q_r v_r), \\
\frac{\partial}{\partial t} (\rho q) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r\rho q u) + \frac{\partial}{\partial h} (\rho q v) &= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\mu_t}{\sigma_q} \frac{\partial q}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial h} \left(\frac{\mu_t}{\sigma_q} \frac{\partial q}{\partial h} \right) + \frac{\partial}{\partial h} (\rho q_r v_r), \\
\frac{\partial}{\partial t} (\rho q_r) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r\rho q_r u) + \frac{\partial}{\partial h} (\rho q_r v) &= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\mu_t}{\sigma_{qr}} \frac{\partial q_r}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial h} \left(\frac{\mu_t}{\sigma_{qr}} \frac{\partial q_r}{\partial h} \right) + \\
&+ \frac{\partial}{\partial h} (\rho q_r v_r) + J_{vr} + J_{cr}, \\
\frac{\partial}{\partial t} (\rho \epsilon) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r\rho \epsilon u) + \frac{\partial}{\partial h} (\rho \epsilon v) &= -p \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (ru) + \frac{\partial v}{\partial h} \right] + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \gamma_a \frac{\mu_t}{\sigma_\epsilon} \frac{\partial \epsilon}{\partial r} \right) + \\
&+ \frac{\partial}{\partial h} \left(\gamma_a \frac{\mu_t}{\sigma_\epsilon} \frac{\partial \epsilon}{\partial h} \right) + \rho v_b + \rho q_r v_r g + \frac{\partial}{\partial h} [\rho q_r v_r (C_{pv} T - L)], \\
\frac{\partial u}{\partial t} + u \frac{\partial u}{\partial r} + v \frac{\partial u}{\partial h} &= -\frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial r} - \frac{2}{3\rho} \frac{\partial}{\partial r} (\rho b) + \frac{1}{\rho} \left\{ \frac{2}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \mu_t \frac{\partial u}{\partial r} \right) + \right. \\
&+ \left. \frac{\partial}{\partial h} \left[\mu_t \left(\frac{\partial u}{\partial h} + \frac{\partial v}{\partial r} \right) \right] - \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{2}{3} \mu_t \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (ru) + \frac{\partial v}{\partial h} \right) \right] - \frac{2\mu_t \mu}{r^2} \right\},
\end{aligned}$$

$$\frac{\partial v}{\partial t} + u \frac{\partial v}{\partial r} + v \frac{\partial v}{\partial h} = -g - \frac{1}{\rho} \frac{\partial p}{\partial h} - \frac{2}{3\rho} \frac{\partial}{\partial h} (\rho b) + \frac{1}{\rho} \left\{ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[r \mu_t \left(\frac{\partial u}{\partial h} + \frac{\partial v}{\partial r} \right) \right] + \right. \\ \left. + 2 \frac{\partial}{\partial h} \left(\mu_t \frac{\partial v}{\partial h} \right) - \frac{\partial}{\partial h} \left[\frac{2}{3} \mu_t \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (ru) + \frac{\partial v}{\partial h} \right) \right] \right\}, \\ \frac{\partial}{\partial t} (\rho c_n) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \rho c_n u) + \frac{\partial}{\partial h} (\rho c_n v) = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\mu_t}{\sigma_c} \frac{\partial c_n}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial h} \left(\frac{\mu_t}{\sigma_c} \frac{\partial c_n}{\partial h} \right), \quad (4)$$

$$T = \frac{\varepsilon + q_r L}{(1-q)C_{wa} + qC_{wv} + q_r R_v}, \quad \text{при } q - q_r \leq q_{vs}$$

$$p = \rho[(1-q)R_a + (q - q_r)R_v]T,$$

$$(1-q)C_{va}T + qC_{pv}T + \frac{p_v(T)}{\rho R_v T} (L - R_v T) = \quad \text{при } q - q_r > q_{vs}$$

$$= \varepsilon + qL, \quad p = \rho(1-q)R_a T + p_v(T),$$

$$\mu_t = C_m \rho \frac{\delta^2}{v_b},$$

$$\frac{\partial}{\partial t} (\rho b) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \rho b u) + \frac{\partial}{\partial h} (\rho b v) = -\frac{2}{3} \rho b \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (ru) + \frac{\partial v}{\partial h} \right] +$$

$$+ \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{r \mu_t}{\sigma_b} \frac{\partial b}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial h} \left(\frac{\mu_t}{\sigma_b} \frac{\partial b}{\partial h} \right) + G(1 - R_f) - \rho v_b,$$

Для получения значений коэффициентов турбулентного переноса в дисперсной фазе использовалась полуэмпирическая модель турбулентности Джонса-Лаундера. Для описания процессов образования ионизированных областей использовалась модель химической кинетики, в которую входили 65 компонент, из которых 14 нейтральных:

$N_2, O_2, H_2O, CO_2, N, O, O_3, NO, NO_2, H, H_2, OH, HO_2, CO.$

51 заряженная компонента:

$N_2^+, O_2^+, N^+, O^+, H_2O^+, NO^+, CO_2^+, NO^+(N_2), NO^+(CO_2), NO^+(NO), NO^+(H_2O),$

$NO^+(H_2O)_n \square N_2, NO^+(H_2O)_n \square CO_2, NO^+(H_2O)_n \square NO, NO^+(H_2O)_{n+1}; \quad n=1,2;$

$N_2^+(N_2), O_2^+(H_2O), H_3O^+(OH), H^+(H_2O)_m, O^-, O_2^-, O_3^-, O_4^-, NO_2^-, NO_3^-, CO_3^-, CO_4^-,$

$OH^-, O_2^-(H_2O)_k, NO_2^-(H_2O)_k, NO_3^-(H_2O)_k, CO_3^-(H_2O), OH^-(H_2O); \quad k=1,2; m=1, \dots, 8.$

Общая схема расчета газодинамической стадии выглядела следующим образом:

1. Производится расчёт газодинамической стадии:

- 1) Строится адаптивная сетка, производится расчёт сеточных параметров.
- 2) Решается задача Римана для распада разрыва без учёта конвективных членов, изменений в дисперсной фазе и химических реакций.
- 3) Расчёт химических реакций в локально-кинетическом приближении.
- 4) Модификация переменных с учётом изменения теплоты в результате химических превращений.
- 5) Расчёт конвективной стадии с учётом поправок к плотности.
- 6) Расчёт диффузионных процессов.
- 7) Модификация переменных с учётом всех полученных данных.

- 8) Расчёт изменений дисперсной фазы с учётом турбулентного движения.
- 9) Введение поправок путём консервации схемы.
- 10) Корректировка полученных значений.

2. Производится расчёт гидродинамической стадии:

- 1) Вклад внешнего подвода энергии.
- 2) Перестройка адаптивной сетки.
- 3) Расчёт параметров гидродинамического течения без учёта диффузии, конвекции и химических реакций.
- 4) Расчёт химических превращений с учётом диффузии.
- 5) Модификация параметров течения.
- 6) Расчёт конвективного переноса.
- 7) Расчёт изменений дисперсной среды.
- 8) Модификация параметров системы с учётом полученных данных.
- 9) Введение поправок путём консервации схемы.
- 10) Корректировка полученных значений.

Для описания распространения радиоволн УКВ-диапазона через возмущенную ядерным взрывом область, использовалась стандартная модель электродинамики сплошных сред со случайными неоднородностями:

$$\Gamma = \int_L k \operatorname{Im} \varepsilon dl, \quad \dot{\varepsilon}_{\text{см}} = \dot{\varepsilon}_B + V \frac{3(\dot{\varepsilon}_n - \dot{\varepsilon}_B) \dot{\varepsilon}_B}{\dot{\varepsilon}_n + 2\dot{\varepsilon}_B},$$

$$E_r(j\omega) = E_0(\omega) \exp[-\Gamma(\omega)] \exp \left\{ j \left[\frac{\omega}{c} \int_0^r [1 - n(\omega)] dr + \varphi(\omega) \right] \right\},$$

$$E(t, r) = \frac{2}{\pi} \operatorname{Re} \left[\int_0^\infty E_0(\omega) \exp \left\{ j \left[\frac{\omega}{c} \int_0^r [1 - n(\omega)] dr + \varphi(\omega) \right] \right\} d\omega \right]. \quad (5)$$

$$\sigma_\Sigma = \sigma_p + \sigma_\Phi,$$

$$\sigma_0 = -\frac{\sin^2 \alpha k^4}{8} \left(\frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} \right)^2 \frac{dF(k)}{dk} \frac{1}{k_{\text{орт}}}, \quad \sigma_\Phi = \int_V \sigma_0(V) dV.$$

$$\left(\frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} \right)^2 = \frac{\omega_p^2}{\omega^2 + v_\Sigma^2 - \omega_p^2} \left[\left(1 - \frac{2v_\Sigma v_i}{\omega^2 + v_\Sigma^2} \right) \frac{\Delta N_\varepsilon}{N_\varepsilon} - \frac{v_\Sigma(v_n - 3v_i)}{\omega^2 + v_\Sigma^2} \frac{\Delta T}{T} \right]^2,$$

На основе данной модели были рассчитаны параметры развития низкого воздушного ядерного взрыва на акватории, а также рассчитаны параметры распространения радиоволн УКВ-диапазона через возмущенную область. Особо следует подчеркнуть [2] важность использования детальной химической кинетики ионизированной области, ибо расчеты по двухкомпонентной схеме дают большие отклонения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Архипов В.Н., Борисов В.А., Будков А.М., Валько В.В. и др. Механическое действие ядерного взрыва / М.: Физматлит. 2003. – 384 с.
- [2] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 1. Развитие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2009. – 832 с.

Попов Иван Сергеевич.

Кафедра теоретической физики. ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.

Взаимодействие ионизирующих излучений с преградой

И.С. Попов.
научный сотрудник

Первый доклад серии докладов «Действие ядерного взрыва на металлические конструкции и электронные схемы радиоэлектронного оборудования». Выбрана модель переноса проникающих излучений в преградах сложной геометрии и взаимодействия их с материалами преград. Произведена численная и программная реализация разработанной модели.

Ключевые слова: ядерный взрыв, действие ядерного взрыва, проникающие излучения, моделирование динамических полей проникающих излучений, методы Монте-Карло, описание геометрии объектов сложной формы.

Предисловие к серии докладов

Ядерный взрыв – явление, начинающееся с момента создания условий для осуществления цепных реакций деления или реакций синтеза взрывного типа в небольшом объёме на время порядка от нескольких наносекунд до нескольких миллисекунд и заканчивающееся распадом распределённых по атмосфере и поверхности земного шара радиоактивных продуктов взрыва в течение многих лет [1].

Компьютерное моделирование развития и действия ядерного взрыва является актуальной современной задачей, имеющей большой практический и фундаментальный научный интерес [1-4]. Подписание 5 августа 1963 года между СССР, США и Великобританией договора «О запрещении испытаний ядерного оружия в атмосфере, космическом пространстве и под водой», а затем подписание 24 сентября 1996 года и ратификация 30 июня 2000 года РФ договора «О всеобъемлющем запрещении ядерных испытаний», сделали единственным надежным и достоверным методом изучения развития и действия ядерного взрыва и других смежных вопросов методы математического моделирования с проведением расчетов на быстродействующих ЭВМ. Современные методы физического моделирования, т.н. воспроизводства факторов ядерного взрыва в лабораторных и полигонных условиях, основываются либо на данных математического моделирования, либо на данных натуральных испытаний давних лет. В период 1971-1992 гг. [1] Б.В. Замышляев, член-корр. РАН, генерал-лейтенант, д.т.н., обосновал необходимость, организовал и воплотил в жизнь переход от исследования параметров поражающих факторов ядерного взрыва в натурном эксперименте к физическому и математическому моделированию процессов развития, действия и других эффектов взрыва. Такой переход предполагал обязательное использование накопленного в натуральных экспериментах фактического материала для тестирования разрабатываемых физических и математических моделей. Тем самым были обеспечены актуальные потребности практики не только исчерпывающими количественными данными о параметрах физических полей, в т.ч. и в недоступных для экспериментального исследования

пространственно-временных областях, но и гарантирована высокая надежность и достоверность получаемых данных.

В условия современной войны, в случае применения ядерного оружия, одним из объектов действия ядерного взрыва является радиоэлектронное оборудование. Для обеспечения стабильной и надёжной радиосвязи, работы радиолокационных станций и систем радионавигации, функционирования орбитальных группировок спутников, а также для должного функционирования любого электрооборудования, требуется обеспечение мер по защите радиоэлектронного оборудования от поражающего действия ядерного взрыва, как на этапе разработки и проектирования, так и во время эксплуатации.

В данной серии работ рассматривается поражающее действие ядерного взрыва на радиоэлектронное оборудование в тех областях, где преобладающими по эффекту действия поражающими факторами являются ионизирующие излучения и электромагнитный импульс.

Взаимодействие ионизирующих излучений с преградой

Практический смысл решения задачи о взаимодействии ионизирующих излучений с преградой состоит в определении детальных пространственно-временных энергетически-угловых распределений полей ионизирующих излучений внутри облучаемого объекта. Для решения поставленной задачи были выбраны физическая и математическая модели описания переноса ионизирующего излучения в среде, произведена численная реализация математической модели с использованием метода Монте-Карло. Для проведения расчётов по которой была осуществлена программная реализация численного алгоритма на ЭВМ с возможностью использования на многопроцессорных суперкомпьютерах. Рассматривалось действие проникающего гамма-излучения и нейтронов ядерного взрыва.

Математическая модель переноса излучения в среде выбрана в виде кинетического уравнения Больцмана [5], отражающего линейное приближение, т.к. при рассматриваемых параметрах полей ионизирующих излучений изменение характеристик взаимодействия излучения со средой пренебрежимо мало. В случае малоразмерного источника излучения (например, щель в защитном объёме, в котором расположен облучаемый объект, когда проходящее сквозь защитный материал излучение можно не учитывать), для моделирования использовалось прямое кинетическое уравнение Больцмана с заданными начальными и граничными условиями. В случае облучения объекта распределённым источником использовалось сопряженное кинетическое уравнение, моделирующее перенос «ценности».

Прямое кинетическое уравнение:

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{v(E)} \frac{\partial \varphi(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega})}{\partial t} + \bar{\Omega} \bar{V} \varphi(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) + \Sigma_t(\vec{r}, t, E) \varphi(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) = \\
& = \int_E^{+\infty} dE' \int_{4\pi} d\bar{\Omega}' \left[\Sigma_S(\vec{r}, t, E' \rightarrow E, \bar{\Omega}' \rightarrow \bar{\Omega}) \varphi(\vec{r}, t, E', \bar{\Omega}') \right] + Q(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) ; \\
& \varphi(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) \Big|_{t=t_0} = \varphi_0(\vec{r}, E, \bar{\Omega}) ; \\
& \varphi(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) \Big|_{\vec{r}=\vec{r}_0} = \int_{\vec{r}'E'} R(\vec{r} \rightarrow \vec{r}, t, E' \rightarrow E, \bar{\Omega}' \rightarrow \bar{\Omega}) \varphi(\vec{r}', t, E', \bar{\Omega}') d\bar{\Omega}' dE' ;
\end{aligned} \tag{1}$$

Сопряженное кинетическое уравнение:

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{v(E)} \frac{\partial \varphi^+(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega})}{\partial t} - \bar{\Omega} \bar{V} \varphi^+(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) + \Sigma_t(\vec{r}, t, E) \varphi^+(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) = \\
& = \int_E^{+\infty} dE' \int_{4\pi} d\bar{\Omega}' \left[\Sigma_S(\vec{r}, t, E \rightarrow E', \bar{\Omega} \rightarrow \bar{\Omega}') \varphi^+(\vec{r}, t, E', \bar{\Omega}') \right] + Q(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) ; \\
& \varphi^+(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) \Big|_{t=t_0} = \varphi_0^+(\vec{r}, E, \bar{\Omega}) ; \\
& \varphi^+(\vec{r}, t, E, \bar{\Omega}) \Big|_{\vec{r}=\vec{r}_0} = \int_{\vec{r}'E'} R(\vec{r} \rightarrow \vec{r}, t, E \rightarrow E', \bar{\Omega} \rightarrow \bar{\Omega}') \varphi^+(\vec{r}', t, E', \bar{\Omega}') d\bar{\Omega}' dE' ;
\end{aligned} \tag{2}$$

Для описания гамма-излучения, возникающего в неупругих процессах взаимодействия ядер атомов среды с нейтронами, использовался источник (3):

$$\begin{aligned}
Q_{\gamma, \text{ЭТ}}(\vec{r}, t, E_\gamma, \bar{\Omega}) &= \int_0^{+\infty} dE_n \int_{4\pi} d\bar{\Omega}' \left[\Sigma_{n, X\gamma}(\vec{r}, t, E_n, E_\gamma, \bar{\Omega}) + \Sigma_{n, \gamma}(\vec{r}, t, E_n, E_\gamma, \bar{\Omega}) \right] \times \\
&\times \varphi(\vec{r}, t, E_n, \bar{\Omega}') ;
\end{aligned} \tag{3}$$

Для решения уравнения переноса излучения применялся метод Монте-Карло [5]. Моделировался вылет частицы из источника («псевдочастицы ценности» из детектора в случае сопряженного уравнения переноса), разыгрывалась длина пробега, разыгрывалось взаимодействие излучения со средой, при этом фиксировалось время прихода частицы в соответствии с пройденным расстоянием и скоростью движения, что использовалось при построении временной зависимости. Разыгрывалось большое количество вылетевших частиц, которые, в соответствии с затравочными данными генератора псевдослучайных чисел и многогрупповым разбиением для расчета погрешности, группировались в т.н. истории. Распараллеливание алгоритма производилось путём разбиения заданного числа групп на выделенные процессоры с последующим сбором и обработкой полученных результатов. Для генерации псевдослучайных чисел использовался генератор на основе метода

вихрей Мерсенна. Для устранения нарастания дисперсии, а также для снижения времени счёта до достижения требуемой точности, использовались методы неаналогового моделирования [5] с использованием статистических весов по выживанию, по рождению, по вылету, смещения индикатрисы рассеяния, экспоненциального преобразования в случае оптически толстых сред, а также методы расщепления и русской рулетки со среднегеометрическим выбором «центра» весового «окна».

Для решения уравнений (1-2) требовалось задать константное обеспечение по сечениям взаимодействия излучения с преградой. Константное обеспечение выбиралось аналогично [6]. Ядерно-физические константы различались как микроуровневые, т.е. для отдельных изотопов, и макроуровневые, т.е. для отдельных веществ. Подготовка ядерно-физических констант включало в себя:

- 1) Сбор и оценка элементарных сечений взаимодействий.
- 2) Формирование файлов оцененных сечений.
- 3) Переработка оцененных элементарных сечений в групповые микроконстанты для отдельных элементов.
- 4) Корректировка групповых микроконстант по результатам базовых экспериментов.
- 5) Расчёт групповых макроконстант для материалов.
- 6) Формирование рабочих форматов макроконстант для конкретных моделей прохождения излучений в преградах.

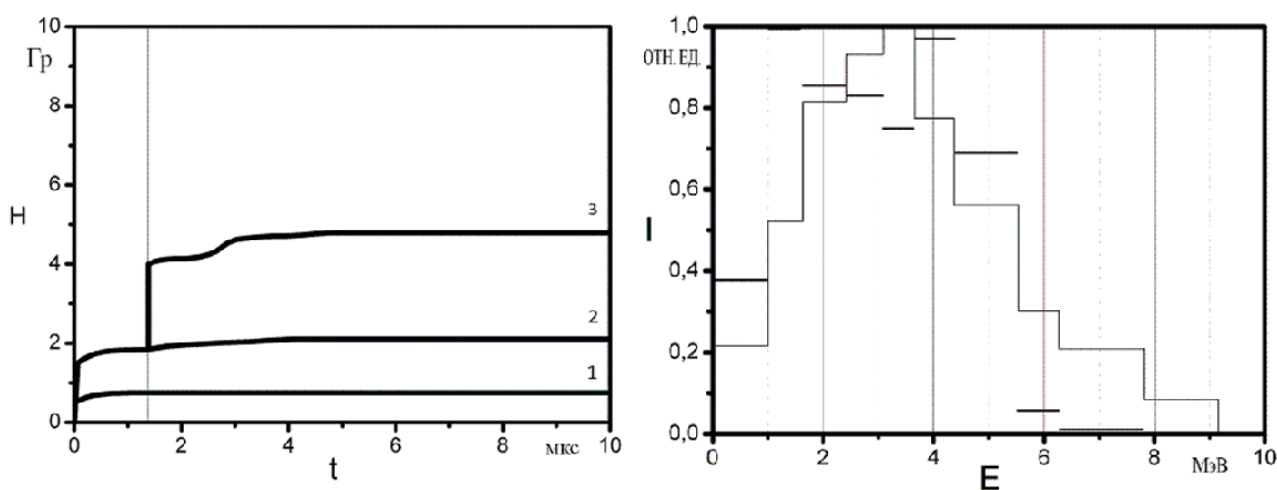


Рис. 1. Слева: Поглощенная доза во всех элементах транзистора при действии на радиоэлектронное устройство: 1 – ЯВУ атомного типа с ЭВ 10 кт, 2 – ЯВУ атомного типа с ЭВ 100 кт, 3 – ЯВУ термоядерного типа с ЭВ 700 кт. Справа: Изменение спектра гамма-квантов при прохождении пластины из вольфрамового сплава толщиной 5 г/см^2 . Тонкая линия – начальный спектр, толстая линия – спектр прошедшего излучения.

Описание геометрии облучаемого объекта производилось с использованием универсальных геометрических модулей [5] с использованием разбиения границ на пересечение, объединение и дополнение, применимые к поверхностям первого и второго порядка, а также к поверхности четвертого порядка – тору. Геометрический модуль программы решал задачи описания геометрии, в которой происходит перенос излучения, и определение вещества в

любой точке и оптического вектора между двумя произвольными точками области переноса.

Численный алгоритм был выполнен в виде структурных блоков для возможности использования в других программах для реализации более сложных составных моделей.

На рис. 1 приведены примеры полученных результатов. В расчётах, результаты которых приведены на рис. 1 слева использованы поля проникающих излучений от стилизованной модели ядерного взрывного устройства. Результаты, представленные на рис. 1 справа, хорошо сходятся с экспериментальными данными, рассогласование не более 15%.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 1. Развитие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2009. – 832 с.
- [2] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 2. Действие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2010. – 620 с.
- [3] Архипов В.Н., Борисов В.А., Будков А.М., Валько В.В. и др. Механическое действие ядерного взрыва / М.: Физматлит. 2003. – 384 с.
- [4] Федоров В.Ф., Котов Ю.Б., Мозгов К.С., Семенова Т.А. Микроволновое излучение ядерного взрыва / М.: «ЛИБРКОМ». 2013. – 304 с.
- [5] Панин М.П. Моделирование переноса излучения. – М.: МИФИ. 2008. – 212 с.
- [6] Воронков А.В., Гайфулин С.А., Журавлев В.И., Кондурушкин Н.А., Манаков С.Ф., Шаховский В.В. Универсальная система константного обеспечения расчёта переноса нейтронов, фотонов и заряженных частиц / Пятая Всероссийская научная конференция по защите от ионизирующих излучений ядерно-технических установок. Тезисы докладов. – Протвино: ИФВЭ. 1989. С. 65.

Попов Иван Сергеевич.

Кафедра теоретической физики.

Физический факультет ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.

E-mail: diphosgen@mail.ru.

Вторичные электромагнитные эффекты ядерного взрыва

И.С. Попов,
научный сотрудник

Второй доклад серии докладов «Действие ядерного взрыва на металлические конструкции и электронные схемы радиоэлектронного оборудования». Взаимодействие импульса ионизирующих излучений с объектом сопровождается целым рядом электродинамических процессов, называемых вторичными электромагнитными эффектами. В области моделирования действия ядерного взрыва на РЭО эти эффекты дают серьёзный вклад в наведение нештатных токов и напряжений и дают дополнительный нагрев объекта. Представлены современные методы моделирования вторичных электромагнитных эффектов ядерного взрыва, а также рассмотрены результаты моделирования.

Ключевые слова: ядерный взрыв, действие ядерного взрыва, проникающие излучения, вторичные электромагнитные эффекты ядерного взрыва.

Вторичные электромагнитные эффекты ядерного взрыва – совокупность электродинамических процессов, сопровождающих совместное действие импульса ионизирующих излучений и электромагнитного импульса ядерного взрыва на объект [1]. Физические процессы, составляющие вторичные электромагнитные эффекты:

- 1) Разделение зарядов.
- 2) Образование радиационных электрических токов и радиационного электромагнитного поля при рассеянии и поглощении излучений в средах.

Фотоны, распространяясь в среде, производят ионизацию атомов диссоциацию и ионизацию молекул. Основные физические эффекты, ответственные за ионизирующее действие фотонов диапазона рентгеновского и гамма-излучения ядерного взрыва: фотоэффект, рэлеевское (когерентное) и комптоновское (некогерентное) рассеяния, образование электрон-позитронных пар. При этом образуется поток первичных электронов высоких энергий, направлением движения преимущественно в направлении движения фотонов. Ассиметричный поток первичных электронов является сторонним электрическим током, генерирующим электромагнитное поле. В результате действия потока первичных электронов развивается вторичная ионизация среды, образуется низкотемпературная плазма вторичных электронов и ионов. Образующиеся частицы и плазма движутся и захватываются возникающим электромагнитным полем, в результате чего возникает в плазме ток, обратный току первичных электронов. В итоге электромагнитное поле создается суммарной плотностью тока всех заряженных частиц, образующихся при ионизационном действии потока фотонов в среде. Когда в качестве среды, рассеивающей ионизирующее излучение, рассматривают только материалы конструкции самого объекта воздействия излучения, возникают вторичные электромагнитные эффекты. Для объектов с металлическими корпусами принято различать электромагнитный импульс, генерированный самой системой – электромагнитное поле в окрестности объекта, а также внутренний

электромагнитный импульс – электромагнитное поле, формирующееся в корпусе объекта [1].

Для описания вторичных электромагнитных эффектов использовалась математическая модель [1], представляющая систему уравнений Максвелла-Власова, т.е. в рамках введения самосогласованного поля:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + e c \int \vec{\beta} f(\vec{r}, \vec{p}, t) d^3 p ; \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} ; \\ \frac{\partial f(\vec{r}, \vec{p}, t)}{\partial t} + \operatorname{div} \vec{v} f(\vec{r}, \vec{p}, t) + \\ &+ e \operatorname{div}_p \left[\vec{E} + \mu_0 \vec{v} \times \vec{H} f(\vec{r}, \vec{p}, t) \right] + \hat{I} f(\vec{r}, \vec{p}, t) = 0 ; \end{aligned} \quad (1)$$

Для решения системы уравнений (1) произведено расщепление уравнений по физическим процессам, в данном случае отдельно производился расчёт функций распределения первичных электронов, получение которой также разбивалось на решение двух кинетических уравнений, а по ним производился расчёт функций распределения вторичных электронов. Вследствие чрезвычайной громоздкости формул даже результаты не выписаны. Полученная в итоге система уравнений движения и уравнений Максвелла решалась численно с использованием метода частиц в ячейках. Алгоритм выполнен распараллеленным, для проведения расчётов на суперкомпьютерах.

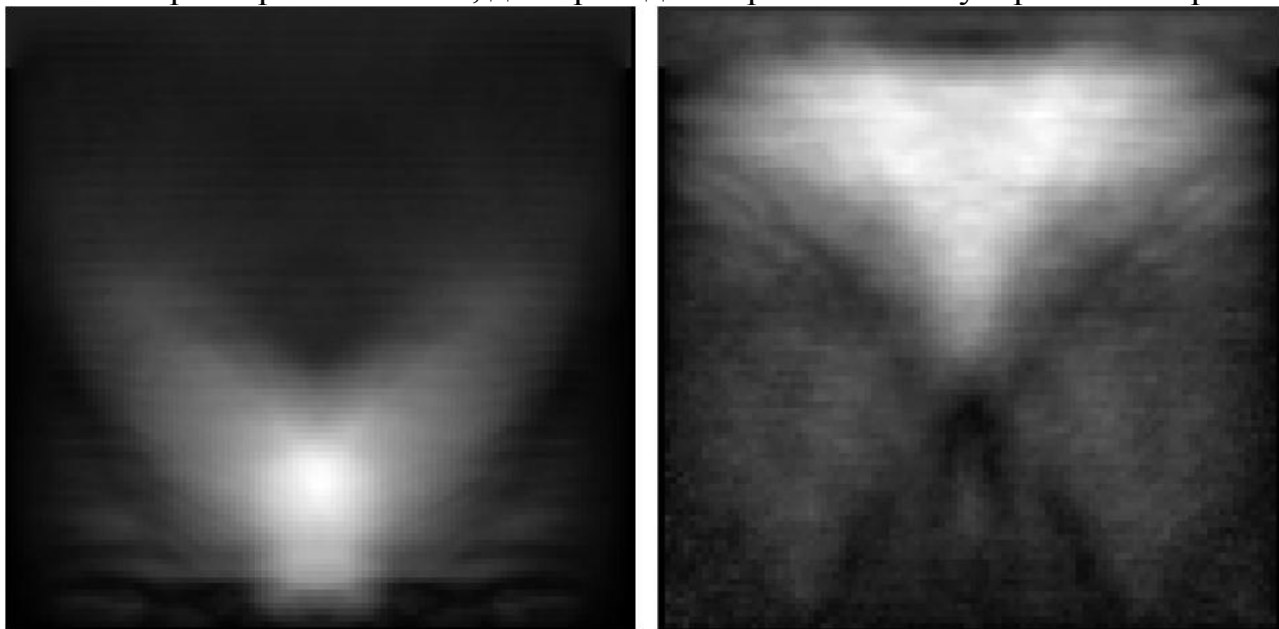


Рис. 1. Конфигурация электронного облака вокруг металлического корпуса в момент времени 40 и 70 нс при падении импульса по вертикали.

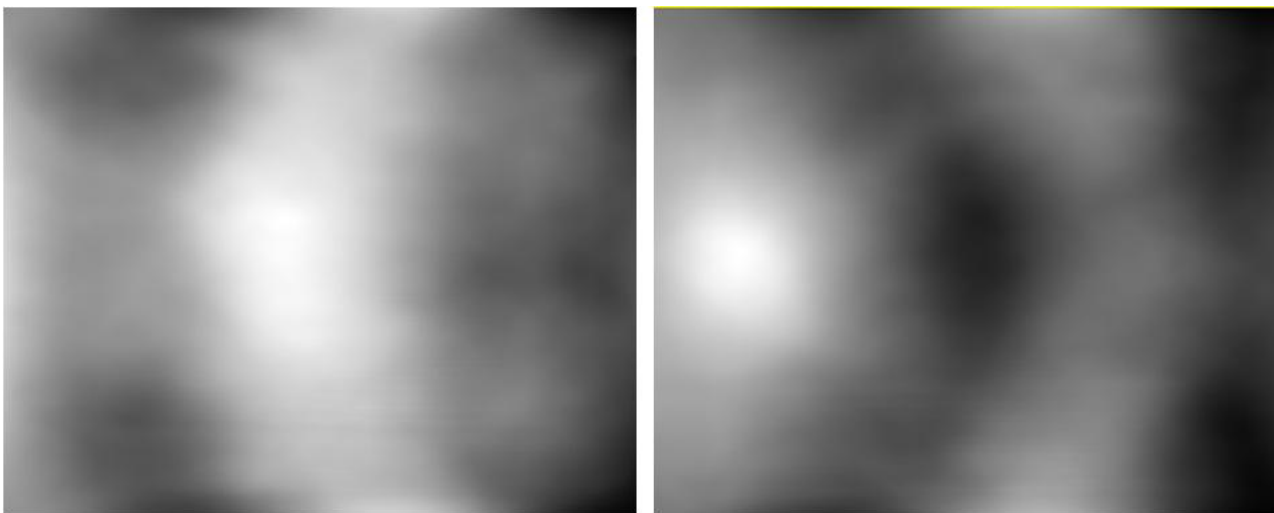


Рис. 2. Конфигурация электронного облака вокруг металлического корпуса в момент времени 40 и 70 нс при падении импульса под углом 45 градусов вертикали.

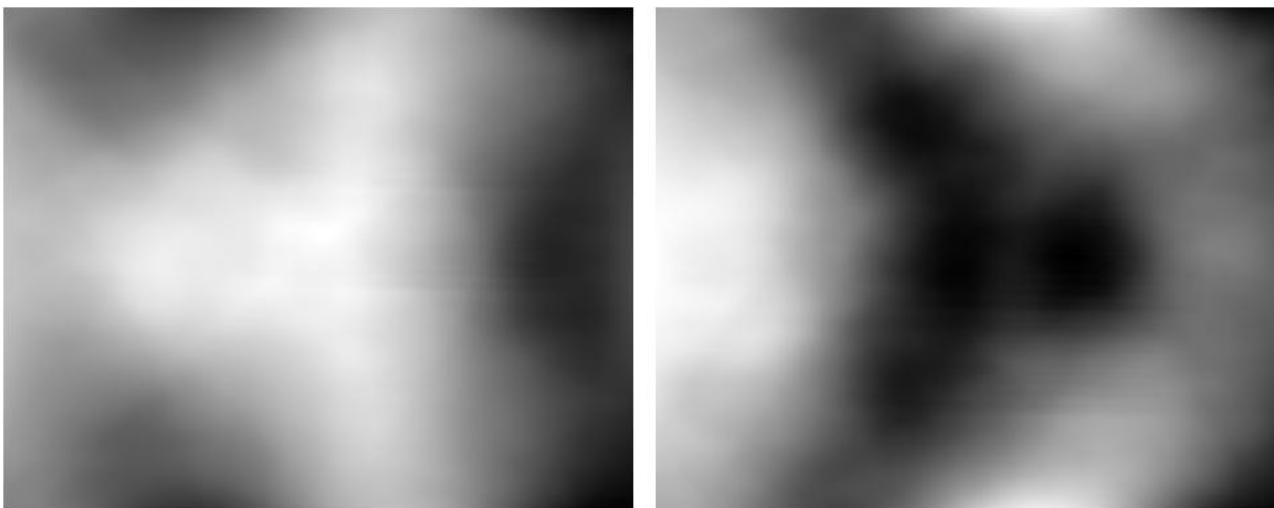


Рис. 3. Конфигурация электронного облака вокруг металлического корпуса в момент времени 40 и 70 нс при падении импульса сбоку.

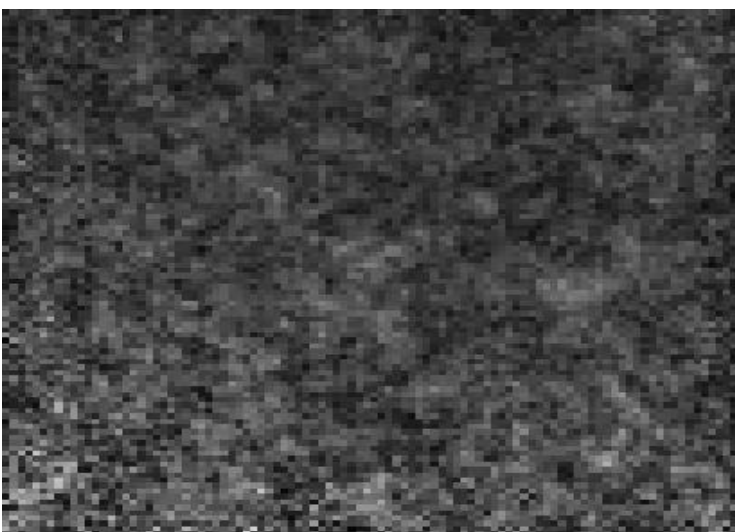


Рис. 4. Флуктуации плотности электрического заряда в области 2x2 мкм в электронном облаке.

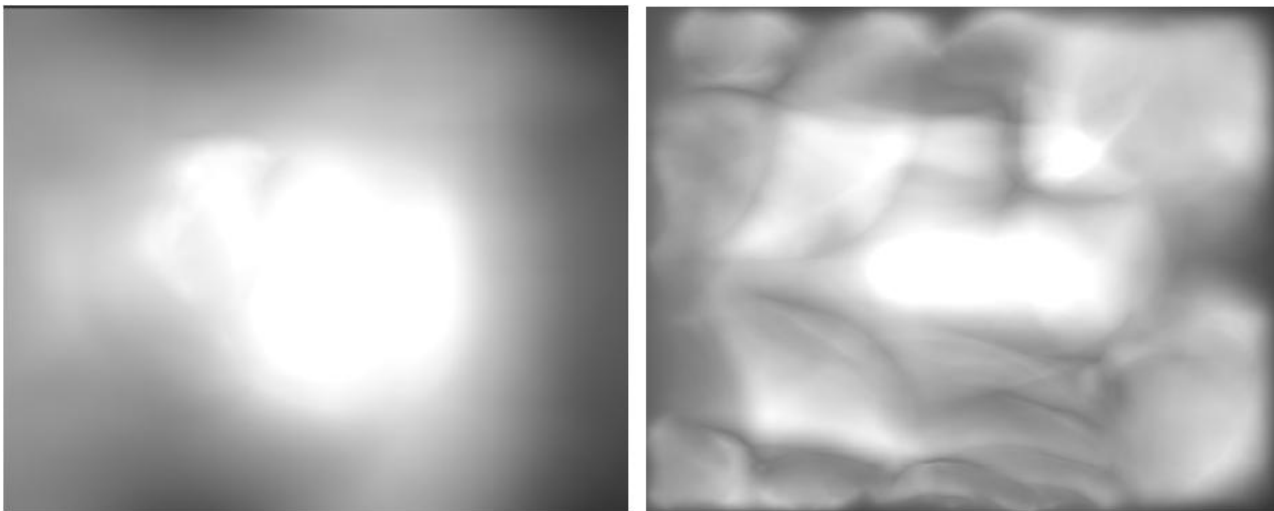


Рис. 5. Конфигурация электронного облака вокруг металлического корпуса несимметричной сложной формы в момент времени 40 и 70 нс.

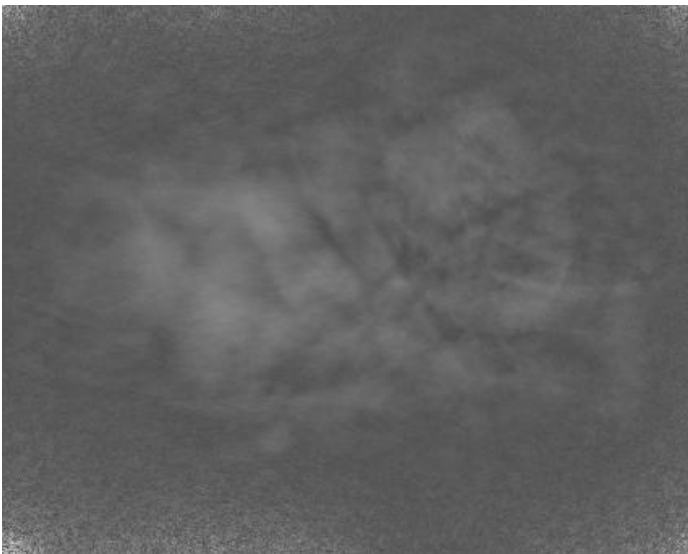


Рис. 6. Конфигурация электронного облака вокруг металлического корпуса несимметричной сложной формы в момент времени 120 нс в больших пространственных масштабах.

На рис. 1-6 приведены результаты моделирования образования электронных облаков вокруг металлических корпусов при падении на них импульса рентгеновского и гамма-излучения, имитирующих соответствующие импульсы высотного ядерного взрыва на комические объекты, как например корпуса спутников и других космических аппаратов.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 2. Действие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2010. – 620 с.

Попов Иван Сергеевич.

Кафедра теоретической физики.

Физический факультет ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.

E-mail: diphosgen@mail.ru.

Действие ионизирующих излучений и электромагнитного импульса ядерного взрыва на проволочные антенны

И.С. Попов,
научный сотрудник

Четвертый доклад серии докладов «Действие ядерного взрыва на металлические конструкции и электронные схемы радиоэлектронного оборудования». Рассмотрены возникающие физические процессы и разработана физическая модель комплексного действия излучений и частиц ядерного взрыва, полей электромагнитного импульса ядерного взрыва и других поражающих факторов ядерного взрыва на проволочные антенны. На основе физической модели разработана комплексная математическая модель протекающих процессов, произведена ее численная реализация с целью проведения расчетов на ЭВМ. Создан пакет программ для проведения расчетов с возможностью использования на суперкомпьютерах.

Ключевые слова: ядерный взрыв, действие ядерного взрыва, ионизирующие излучения, электромагнитный импульс ядерного взрыва, комплексное совместное действие поражающих факторов.

При действии высотного ядерного взрыва на космические объекты, как спутники, может происходить поражающее действие сразу несколькими факторами [1,2], совместное действие которых сильно отличается от простой суперпозиции действий этих факторов в отдельности, что связано с возникающей связью и взаимодействием между протекающими физическими процессами, в отдельных случаях приводящих к синергетическому воздействию. Это может привести как снижению общего поражающего действия взрыва, так и к его заметному повышению, что делает задачу определения параметров комплексного действия ядерного взрыва в подобных ситуациях особенно актуальной областью исследований физики ядерного взрыва. К таким поражающим факторам [1], в первую очередь, относятся излучения и частицы ядерного взрыва – ультрамягкое, мягкое и жесткое рентгеновское, гамма-излучение, нейтроны, ультрарелятивистские бета-электроны; электромагнитный импульс, при чем как самого ядерного взрыва, так и наведенный внешний и внутренний электромагнитный импульс; а на больших временах к поражающим факторам может присоединиться действие разреженного плазменного облака, если его плотность еще не слишком мала, при прохождении космического объекта через облако, либо при близком подрыве ядерного взрывного устройства.

Комплексная модель была разработана по принципу расщепления временного шага по физическим процессам, с использованием модульной реализации общего алгоритма.

Моделирование действия электромагнитного импульса ядерного взрыва в рамках комплексной модели производилось на основе решения уравнения Поклингтона:

$$\frac{i\vec{\tau}(s)}{\omega\epsilon} \left[\text{grad div} \int_L \mathbf{I}(\mathbf{p})\vec{\tau}(\mathbf{p}) \frac{\exp(-ikR(\mathbf{p},s))}{4\pi R(\mathbf{p},s)} d\mathbf{p} + \right. \\ \left. + k^2 \int_L \mathbf{I}(\mathbf{p})\vec{\tau}(\mathbf{p}) \frac{\exp(-ikR(\mathbf{p},s))}{4\pi R(\mathbf{p},s)} d\mathbf{p} \right] = \vec{E}^0(s)\vec{\tau}(s); \quad (1)$$

Численная реализация решения данного уравнения производилась с использованием метода согласованных реакций, являющимся разновидностью метода Галеркина:

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m; \quad m=1, \dots, n;$$

$$V_m = - \int_{l_{m-1}}^{l_m} \frac{\sin[k^+(l-l_{m-1})]}{\sin[k^+d_{m-1}]} \vec{\tau}_{m-1}(l) \vec{E}_{m-1}^0(l) dl - \int_{l_m}^{l_{m+1}} \frac{\sin[k^+(l_m-l)]}{\sin[k^+d_m]} \vec{\tau}_m(l) \vec{E}_m^0(l) dl; \quad (2)$$

$$Z_{mn} = \int_{l_{n-1}}^{l_n} \frac{\sin[k^+(l-l_{n-1})]}{\sin[k^+d_{n-1}]} \vec{\tau}_{n-1}(l) \vec{E}_{mn}^0(l) dl + \int_{l_n}^{l_{n+1}} \frac{\sin[k^+(l_n-l)]}{\sin[k^+d_n]} \vec{\tau}_n(l) \vec{E}_{mn}^0(l) dl;$$

Моделирование действия излучений и частиц ядерного взрыва производилось с помощью модификации алгоритма, описанного в докладе «Вторичные электромагнитные эффекты ядерного взрыва» в рамках данной серии докладов. Основывалось оно на решении кинетического уравнения Больцмана:

$$\frac{\partial f(\vec{r}, \vec{p}, t)}{\partial t} + \text{div} \vec{v} f(\vec{r}, \vec{p}, t) + \\ + e \text{div}_p \left[\vec{E} + \mu_0 \vec{v} \times \vec{H} f(\vec{r}, \vec{p}, t) \right] + \hat{I} f(\vec{r}, \vec{p}, t) = 0; \quad (3)$$

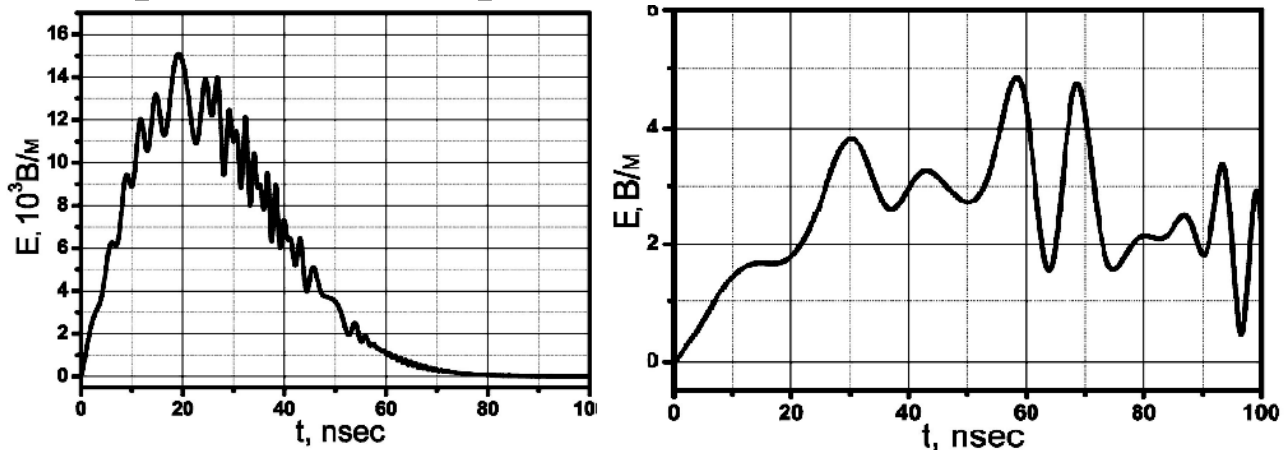


Рис. 1. Форма импульса ЭМИ при действии на антенну на металлическом корпусе. Слева: антенна без специальной защиты. Справа: защищенная антенна.

Для решения системы уравнения (3) произведено расщепление уравнений по физическим процессам, в данном случае отдельно производился расчёт функций распределения первичных электронов, получение которой также разбивалось на решение двух кинетических уравнений, а по ним производился расчёт функций распределения вторичных электронов. Вследствие

чрезвычайной громоздкости формул даже результаты не выписаны. Общий численный алгоритм выполнен распараллеленным, для проведения расчётов на суперкомпьютерах.

На рис. 1-3 приведены некоторые результаты моделирования.

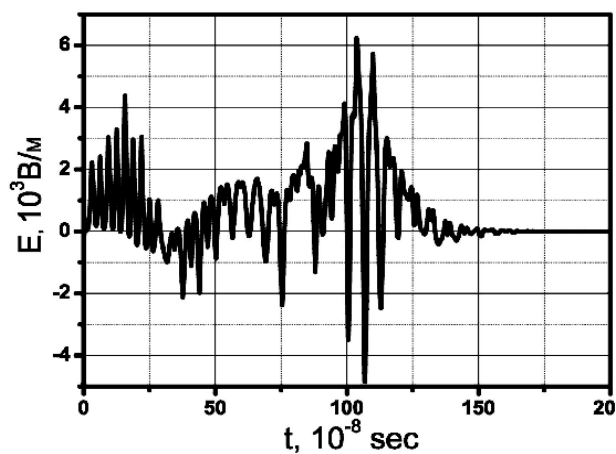


Рис. 2. Электрический компонент электромагнитного поля в комплексной модели, действующего на антенну без специальной защиты.

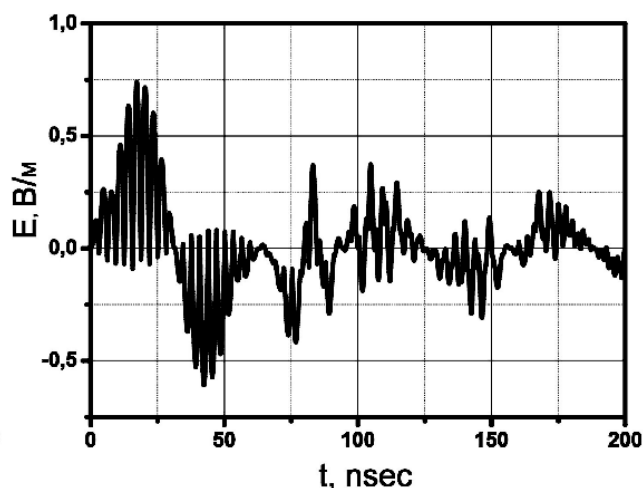
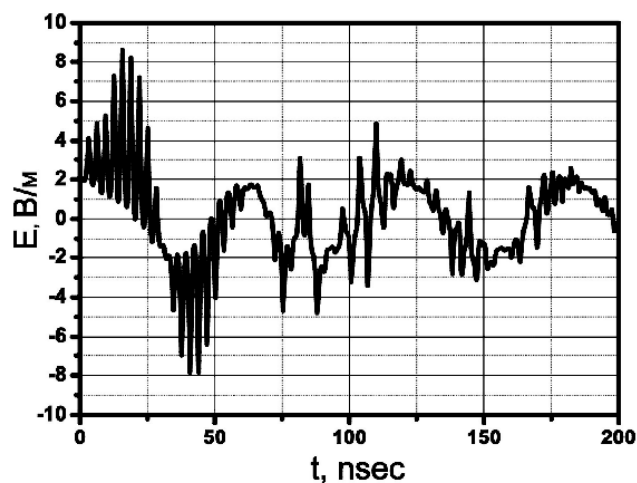


Рис. 3. Электрический компонент электромагнитного поля в комплексной модели, действующего на защищенную антенну. Слева: модель защиты 1. Справа: модель защиты 2.

Сравнение полученных данных с результатами расчётов по методам, учитывающим пофакторное действие, показало, что учет комплексного характера действия при решении таких задач необходим.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 1. Развитие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2009. – 832 с
- [2] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 2. Действие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2010. – 620 с.

Попов Иван Сергеевич.

Кафедра теоретической физики.

Физический факультет ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.

E-mail: diphosgen@mail.ru.

Взаимодействие полей электромагнитного импульса ядерного взрыва с объектами

И.С. Попов,
научный сотрудник

Третий доклад серии докладов «Действие ядерного взрыва на металлические конструкции и электронные схемы радиоэлектронного оборудования». Рассмотрены вопросы физики и методов математического и численного моделирования взаимодействия полей электромагнитного импульса ядерного взрыва с различными объектами сложной геометрии. Произведена программная реализация распараллеленного алгоритма для расчета действия электромагнитного импульса ядерного взрыва на различные объекты.

Ключевые слова: ядерный взрыв, действие ядерного взрыва, электромагнитный импульс ядерного взрыва, численное решение уравнений Максвелла.

На расстояниях от эпицентра взрыва, где действие ионизирующих излучений на радиоэлектронное оборудование мало, может проявляться действие такого поражающего фактора ядерного взрыва, как электромагнитного импульса [1].

Механизм формирования поля электромагнитного импульса ядерного взрыва [2] связан с возникновением потока комптоновских электронов, возникающих при распространении ионизирующих излучений в воздушной среде вблизи эпицентра взрыва. При этом сферически симметричный ток комптоновских электронов не может излучать (по теореме «о причисывании ежа», для соленоидального поля) электромагнитные волны, поэтому для формирования поля электромагнитного импульса требуется наличие асимметрии течения тока, либо возникновения стороннего тока, не обладающего сферической симметрией. Обычно такими факторами нарушения сферической симметрии являются, в зависимости от высоты подрыва и типа подстилающей поверхности, грунт или поверхность водоема, градиент плотности воздуха с высотой (барометрический механизм), геомагнитное поле (магнитотормозной механизм). Обычно время действия электромагнитного импульса не превышает 0,1-100 мкс.

В случае высотных ядерных взрывов возникает ещё одна компонента электромагнитного импульса – магнитогидродинамический электромагнитный импульс [2]. Он содержит две фазы. Первая фаза связана с почти сферическим разлетом плазмы продуктов взрыва и увлекаемого ею воздуха, сопровождаемые образованием кольцевых токов и вытеснением геомагнитного поля из объёма источника. Вторая фаза связана с конвективным всплытием возмущенной области в геомагнитном поле. Продолжительность первой фазы магнитогидродинамического электромагнитного импульса – до нескольких секунд, второй фазы – от нескольких десятков секунд до нескольких минут.

Для описания процесса действия электромагнитного импульса на различные объекты решалась система уравнений Максвелла в дифференциальной форме:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{E} &= -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}; \\ \operatorname{rot} \vec{H} &= \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}; \end{aligned} \quad (1)$$

с соответственно заданными начальными и граничными условиями.

Численное решение системы уравнений (1) производилось на основе методики [3] с использованием конечно-разностного метода FDTD (Finite Difference Time Domain) с явной разностной схемой. Для описания широкого класса объектов различной геометрии была выбрана декартова прямоугольная система координат, в которой конечно-разностные выражения, например, для z-компоненты полей, имеют вид:

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right);$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right);$$

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(i,j,k+1/2) &= \frac{1-\psi}{1+\psi} E_z^n(i,j,k+1/2) + \frac{\Delta t}{\varepsilon(i,j,k+1/2)} \frac{1}{1+\psi} \times \\ &\times \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2,j,k+1/2) - H_y^{n+1/2}(i-1/2,j,k+1/2)}{\Delta x} + \right. \\ &\left. + \frac{H_x^{n+1/2}(i,j-1/2,k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i,j+1/2,k+1/2)}{\Delta y} \right]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_z^{n+1}(i,j,k+1/2) &= H_z^n(i+1/2,j+1/2,k) + \frac{\Delta t}{\mu(i+1/2,j+1/2,k)} \times \\ &\times \frac{1}{1+\psi} \left[\frac{E_x^n(i+1/2,j+1,k) - E_x^n(i+1/2,j,k)}{\Delta x} + \frac{E_y^n(i+1/2,j+1,k) - E_y^n(i+1/2,j,k)}{\Delta y} \right]; \end{aligned} \quad (2)$$

Величины токов и плотностей токов задавались в виде:

$$\begin{aligned} I_y(t) &= \Delta x \Delta y \sum_{i,k} \sigma(i,j,k) E_y(i,j,k,t) + \sigma(i,j,k) \frac{\partial E_y(i,j,k,t)}{\partial t}; \\ J_y(t) &= \sigma(i,j,k) E_y(i,j,k,t) + \sigma(i,j,k) \frac{\partial E_y(i,j,k,t)}{\partial t}; \end{aligned} \quad (3)$$

Условие устойчивости схемы использовалось в виде:

$$\Delta t \leq \sqrt{\frac{\varepsilon \mu}{1/\Delta x^2 + 1/\Delta y^2 + 1/\Delta z^2}}; \quad (4)$$

Внешние граничные условия выбирались в виде условий [3-5], условий Мура [6], а также специальных граничных условий в запаздывающем времени [7]. Для учета наличия скачков электрофизических параметров среды использовались специальные граничные аппроксимации:

$$\begin{aligned} \varepsilon(i+1/2,j,k) &= \frac{1}{4} [\varepsilon(i+1/2,j+1/2,k+1/2) + \varepsilon(i+1/2,j-1/2,k+1/2) + \\ &+ \varepsilon(i+1/2,j+1/2,k-1/2) + \varepsilon(i+1/2,j-1/2,k-1/2)]; \\ \sigma(i+1/2,j,k) &= \frac{1}{4} [\sigma(i+1/2,j+1/2,k+1/2) + \sigma(i+1/2,j-1/2,k+1/2) + \\ &+ \sigma(i+1/2,j+1/2,k-1/2) + \sigma(i+1/2,j-1/2,k-1/2)]; \\ \mu(i,j+1/2,k+1/2) &= \frac{2\mu(i-1/2,j+1/2,k+1/2)\mu(i+1/2,j+1/2,k+1/2)}{\mu(i-1/2,j+1/2,k+1/2) + \mu(i+1/2,j+1/2,k+1/2)}; \\ \varepsilon(x,y,z) &= \frac{1}{2} \left[\varepsilon(x,y+\frac{1}{2}\Delta y,z) + \varepsilon(x,y-\frac{1}{2}\Delta y,z) \right]; \\ \sigma(x,y,z) &= \frac{1}{2} \left[\sigma(x,y+\frac{1}{2}\Delta y,z) + \sigma(x,y-\frac{1}{2}\Delta y,z) \right]; \\ \mu(x,y,z) &= \frac{2\mu(x,y+\frac{1}{2}\Delta y,z)\mu(x,y-\frac{1}{2}\Delta y,z)}{\mu(x,y+\frac{1}{2}\Delta y,z) + \mu(x,y-\frac{1}{2}\Delta y,z)}; \end{aligned} \quad (5)$$

Учёт наличия тонких проводников и тонких щелей производился путем определения полей на границах ячеек с вычислением по теореме о циркуляции.

На рис. 1-2 приведены некоторые результаты моделирования.

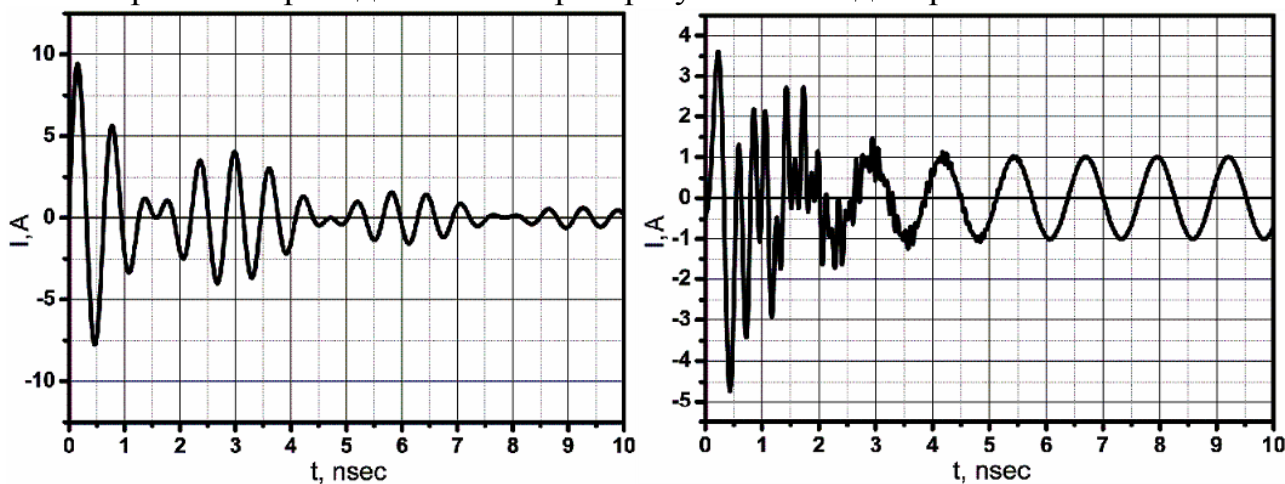


Рис. 1. Слева: действие падающей электромагнитной волны на колебательный контур.
Справа: действие электромагнитного импульса ядерного взрыва на генератор синусоидальных колебаний.

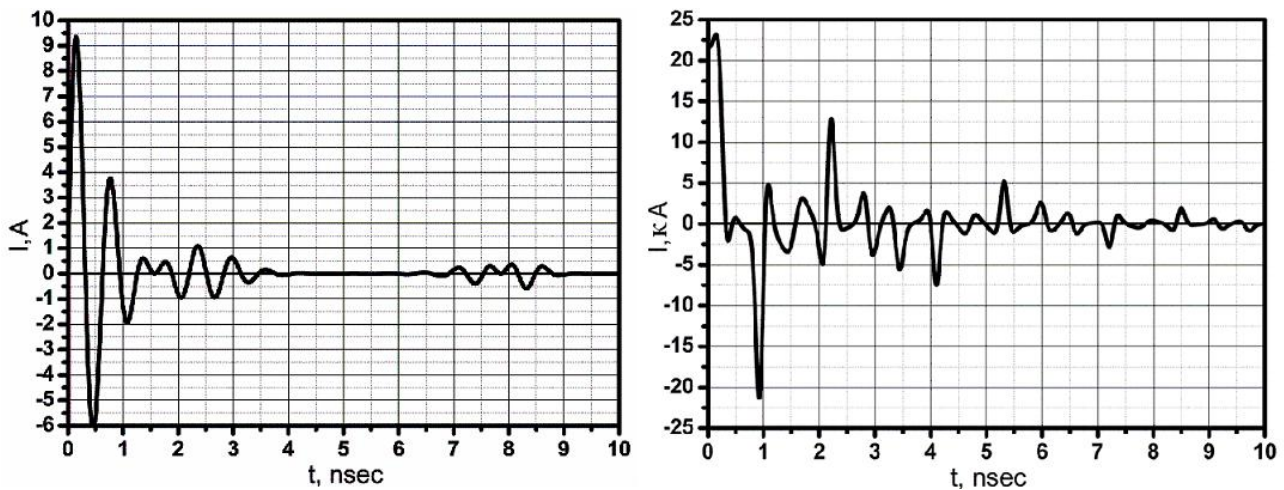


Рис. 2. Слева: наведённый ЭМИ ядерного взрыва ток в антенне на металлическом корпусе. Справа: ток в проводнике радиоэлектронного устройства, вызванный ЭМИ ядерного взрыва, при пробое защиты.

Результаты, представленные на рис. 1, полученные для тестирования модели, отлично сходятся с экспериментальными данными, что показывает высокую надежность разработанной модели.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 2. Действие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2010. – 620 с.
- [2] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 1. Развитие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2009. – 832 с.
- [3] Давыдов А.А., Кондратьева А.И., Плыгач В.А. Трёхмерная методика расчёта параметров взаимодействия электромагнитных полей с объектами. – ЦФТИ МО РФ. М.: 1999. 91 с.
- [4] Bayliss A., Turkel E. Radiation boundary conditions for wave-like equation // Commun. Pure Appl. Math. 1980. V.33. P.707-725.
- [5] Holland R. THREDE: A free EMP coupling and scattering code // IEEE Transaction on Nuclear Science. 1977. V.NS-24. № 6. P. 2416-2421.
- [6] Mur G. Absorbing boundary conditions for finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations // IEEE Transaction Electromagnetic Computation. 1981. V.EMC-23. № 4. P. 1073-1077.
- [7] Berntsen S., Hornselt S.N. Retarded time absorbing boundary conditions // IEEE Transaction Antennas Propagat. 1994. V. 42. № 8. P. 1059-1064.

Попов Иван Сергеевич.
 Кафедра теоретической физики.
 Физический факультет ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.
 E-mail: diphosgen@mail.ru.

Действие излучений и электромагнитного импульса ядерного взрыва на электронные системы

И.С. Попов,
научный сотрудник

Заключительный доклад серии докладов «Действие ядерного взрыва на металлические конструкции и электронные схемы радиоэлектронного оборудования». Представлены физическая и математическая модели, а также численная реализация последней с элементами параллелизма, действия излучений и частиц ядерного взрыва, а также плазменных образований высотного ядерного взрыва, на электронные системы. Приведены полученные результаты моделирования.

Ключевые слова: ядерный взрыв, действие ядерного взрыва, действие ядерного взрыва на электронные системы.

Действию излучений и частиц, а также электромагнитного импульса, в т.ч. и ядерного взрыва, посвящено много работ, некоторый обзор которых в приложении к ядерному взрыву можно найти в монографии [1].

В данной работе проведено исследование действия на электронные системы проникающего излучения и электромагнитного импульса высотного ядерного взрыва, бета-электронов, эмитированных облаком радиоактивной плазмы, возникающем при проведении магнитосферного ядерного взрыва, а также плазмы самого облака, при прохождении поражаемого объекта сквозь него.

Для детального моделирования действия проникающих излучений и электромагнитного импульса использованы физические и математические модели, которые подробно описаны в предыдущих публикациях данной серии докладов. Для моделирования действия бета-электронов и других компонент разлетающегося плазменного облака использована разработанная комбинация метода молекулярной динамики и модели стохастической гидродинамики с выводом уравнений путем осреднения стохастических уравнений Ланжевена с корреляторами случайной силы, отличными от дельта-функций. Метод молекулярной динамики, с элементами метода Монте-Карло для учета взаимодействия с твердой поверхностью, использовался для получения величин коэффициентов переноса в условиях развития многопучковых и модуляционных неустойчивостей, а также взаимного влияния различных мод колебаний плазмы.

Численная реализация включала в себя распараллеленные реализации моделей действия проникающих излучений и электромагнитного импульса, которые подробно описаны в предыдущих публикациях данной серии докладов, а также распараллеленный алгоритм реализации метода молекулярной динамики и конечно-разностный метод решения уравнений стохастической гидродинамики, разработанный на основе метода кинетически-согласованных разностных схем.

Некоторые результаты моделирования приведены на рис. 1-2.

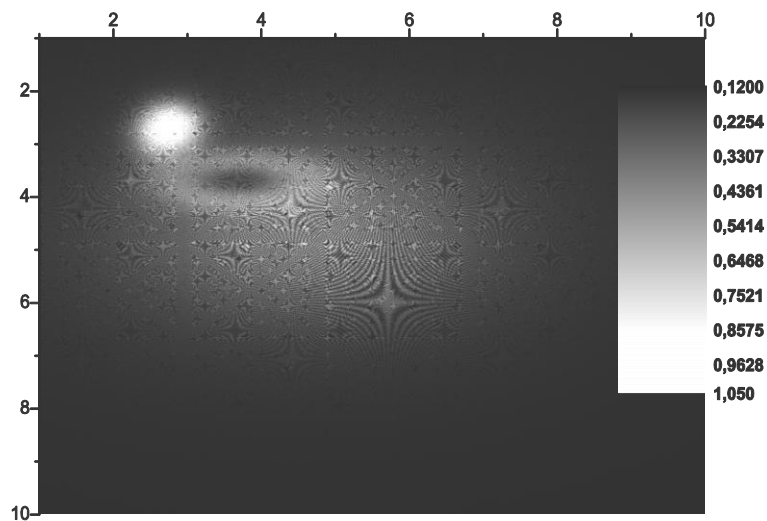
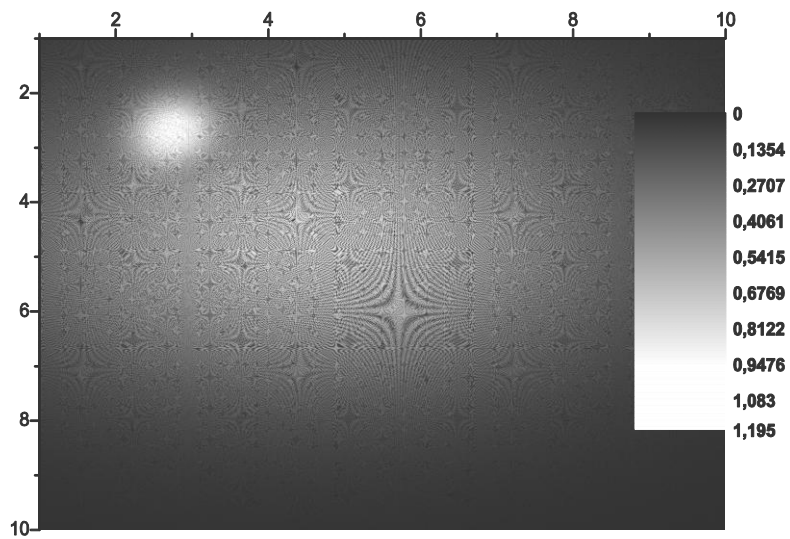


Рис. 1. Пространственное распределение плотности поверхностного тока, выраженное в единицах критического значения плотности наведенного тока, на корпусе радиоэлектронного устройства при действии потока бета-электронов, в различные моменты времени. Возникновение упорядоченных структур связано с фрактальной структурой защитной экранировки. Возникновение кольцевого тока снизу и справа от места непосредственного действия пучка связано с наведенным импульсным электромагнитным полем.

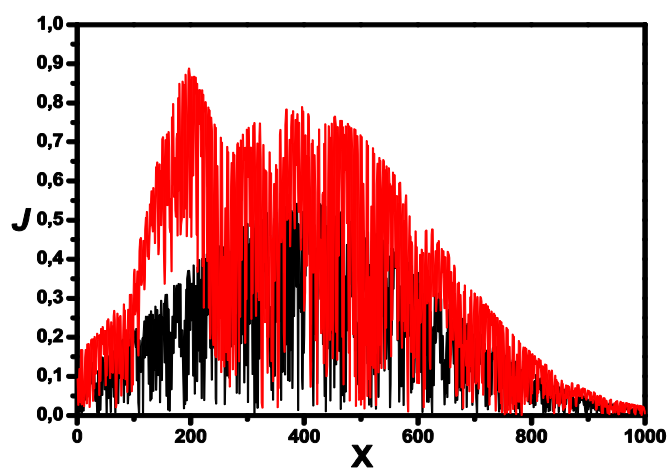
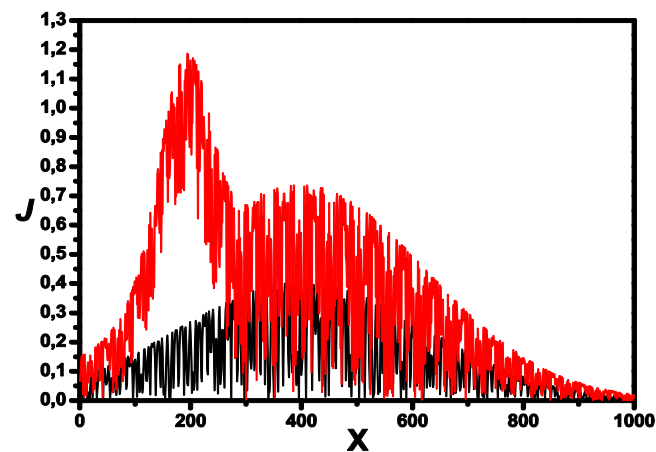


Рис. 2. Распределение плотности наведенного тока вдоль горизонтального направления (срез по вертикальной координате с рис. 1).

В работе проведено исследование действия на электронные системы проникающего излучения и электромагнитного импульса высотного ядерного взрыва, бета-электронов, эмитированных облаком радиоактивной плазмы, возникающем при проведении магнитосферного ядерного взрыва, а также плазмы самого облака, при прохождении поражаемого объекта сквозь него. Приведены некоторые результаты проведенных исследований.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Физика ядерного взрыва. В 5 т. Том 2. Действие взрыва / Министерство обороны Российской Федерации. 12 ЦНИИ. 2010. – 620 с.
- [2] Четверушкин Б.Н. Кинетически-согласованные схемы в газовой динамике: новая модель вязкого газа, алгоритмы, параллельная реализация, приложения. – М.: Изд-во МГУ. 1999. – 232 с.

Попов Иван Сергеевич.
Кафедра теоретической физики. ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.

Разработка входного устройства для системы регистрации вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов

Е.В. Сизиков,
магистрант.

В данной статье речь идет о разработке входного устройства, осуществляющего интерфейс между полупроводниковым прибором, и автоматизированной системой регистрации вольтамперных характеристик (ВАХ). Реализация функций входного устройства осуществляется бустерами, предназначенными для повышения нагрузочной способности цифроаналоговых преобразователей системы регистрации, и преобразователем ток-напряжение, предназначенным для измерения малых обратных токов p-n-переходов. Обеспечение контроля и управления, а так же связи между входным устройством и персональным компьютером осуществляется при помощи оборудования автоматики компании «ОВЕН».

Ключевые слова: вольтамперная характеристика, полупроводник, система регистрации.

С момента изобретения полупроводниковых приборов, они нашли широкое применение в самой разнообразной аппаратуре. Это связано с их преимуществами перед вакуумными лампами, отсутствие цепей накала, миниатюрное конструктивное оформление, высокая механическая прочность и практически мгновенная готовность к работе, что позволило коренным образом изменить внешний облик и функциональные возможности аппаратуры.

Дальнейшее развитие полупроводниковой электроники пошло двумя путями:

- по пути интеграции дискретных активных и пассивных элементов в одной гибридной или монолитной схеме;

- по пути создания принципиально новых полупроводниковых приборов, которые заменяют целые узлы в радиоэлектронной аппаратуре, что многократно уменьшает ее вес, габариты и увеличивает надежность.

В настоящее время создано огромное количество интегральных схем и исследовать их характеристики просто не имеет смысла, так как обычно серьезные производители прилагают к своим изделиям подробные описания, но основные элементы микросхем не так многочисленны. Это диоды, стабилитроны, фотодиоды, туннельные диоды, полевые и биполярные транзисторы, тиристоры и варикапы.

Из учебников по физике полупроводников нам известно, что каждый полупроводниковый прибор или структура должна обладать своими специфическими характеристиками благодаря которым такие приборы возможно использовать для построения радиоэлектронной аппаратуры. Важнейшими параметрами диодов используемых в аппаратуре для получения постоянных токов является прямой и обратный токи [1].

Разрабатываемая система регистрации (Рисунок 1) предназначена для регистрации вольтамперных характеристик (ВАХ) полупроводниковых приборов (зависимости прямого и обратного тока от приложенного к переходу напряжения). Система должна обеспечивать регистрацию ВАХ следующих групп приборов:

- Выпрямительный (универсальный) диод;
- Биполярный транзистор n-p-n и p-n-p малой мощности;
- Биполярный транзистор n-p-n и p-n-p средней мощности;
- Полевой транзистор с управляющим p-n-переходом и каналом n-типа и p-типа.

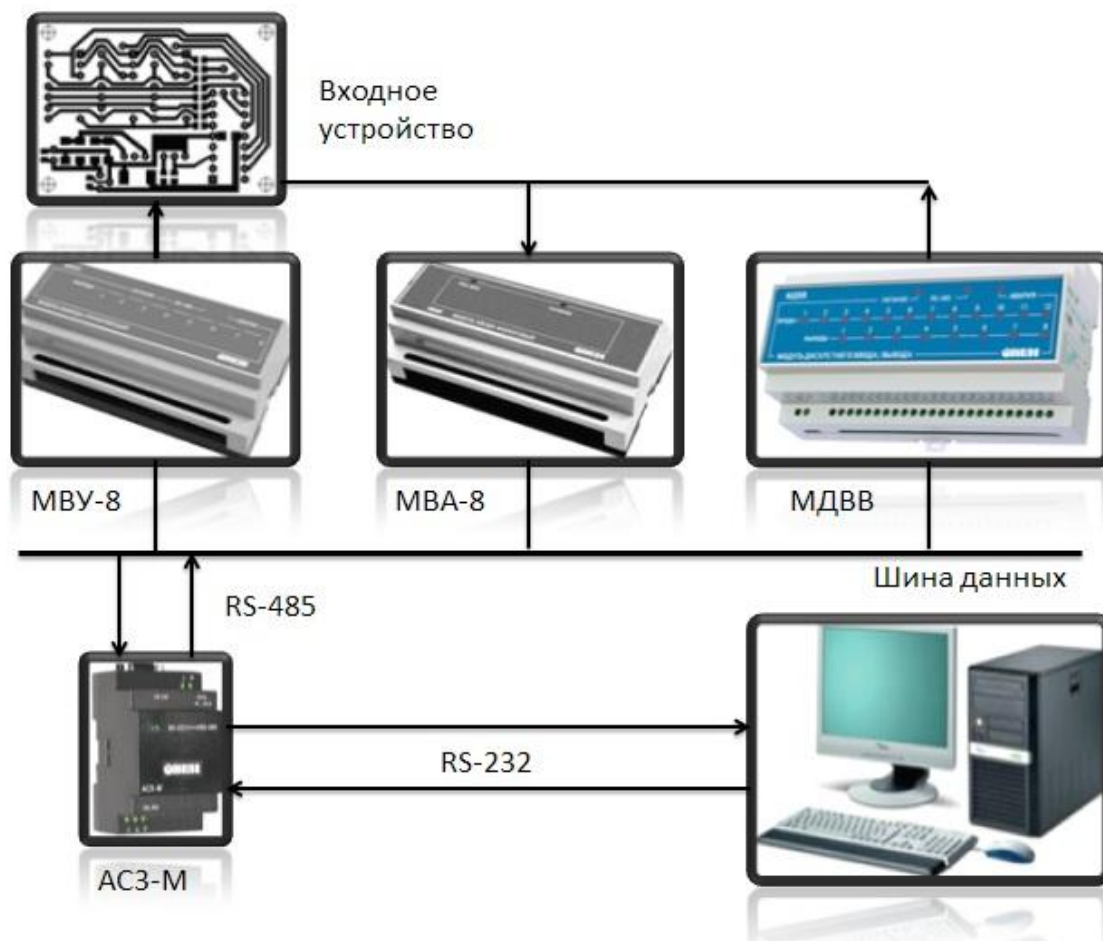


Рис.1. Структурная схема системы регистрации вольтамперных характеристик

Система регистрации базируется на оборудовании компании «ОВЕН», а также включает в себя входное устройство и персональный компьютер.

Входное устройство (Рисунок 2), обеспечивает интерфейс между полупроводниковым прибором и системой регистрации вольтамперных характеристик. Реализация функций входного устройства осуществляется двумя бустерами, предназначенными для повышения нагрузочной способности цифроаналоговых преобразователей системы регистрации, и преобразователем ток-напряжение, предназначенным для измерения малых обратных токов p-n-переходов [2,3].

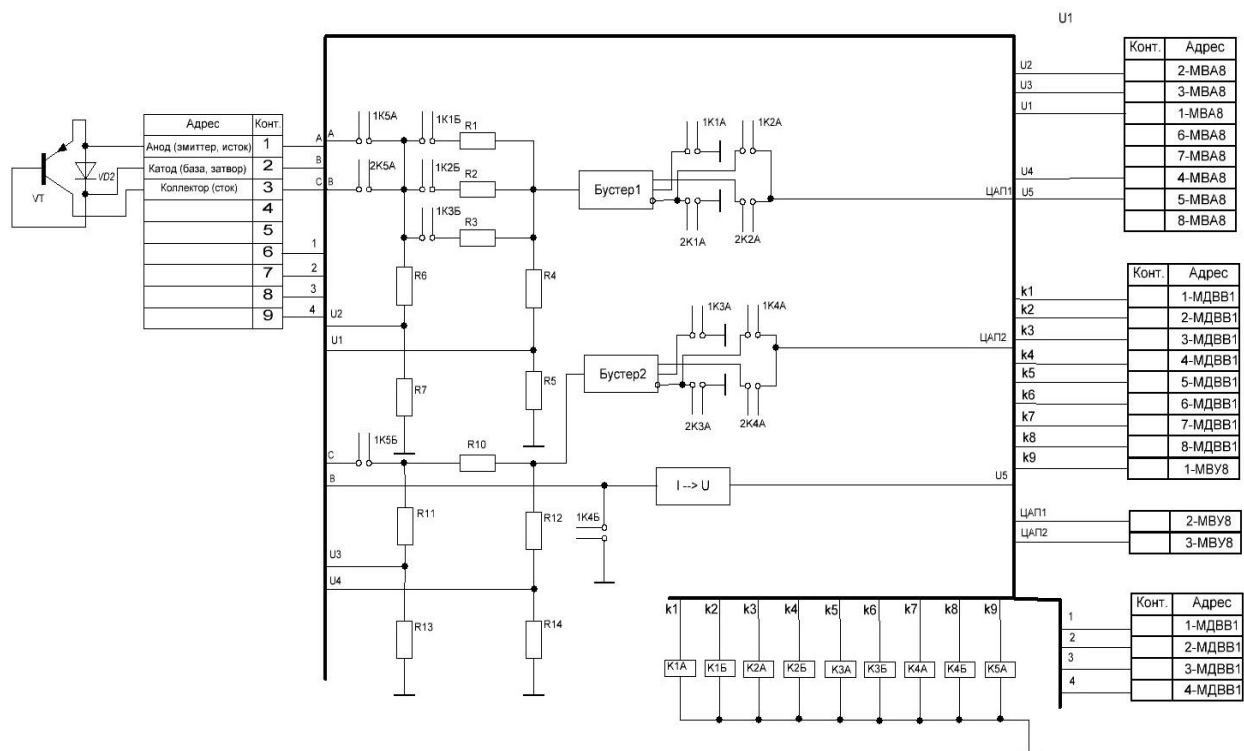


Рис. 2 – Принципиальная схема входного устройства

Режим работы входного устройства выбирается с помощью реле РЭС-44, паспорт РС4.569 251 [4]. В одном корпусе данного реле размещены 2 независимых устройства, одно из них имеет два нормально разомкнутых контакта, второе один нормально разомкнутый контакт. Каждое из устройств имеет обмотку, обеспечивающую срабатывание при подключении к источнику питания 6 Вольт.

Разрабатываемое устройство предполагается использовать в образовательных целях, а именно для проведения лабораторных исследований в высших учебных заведениях.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Булычев А.Л., Лямин П.М., Тулинов Е.С. Электронные приборы: Учеб. пособие /Выш.шк., 1999. 415 с.
- [2] Чернышова Т.И. Моделирование электронных схем : Учеб. пособие / Изд-во ГОУ ВПО ТГТУ, 2010. 80 с.
- [3] Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем: Учеб. пособие /Изд. 4-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1977. 672 с.
- [4] Игловский И.Г., Владимиров Г.В. Справочник по слаботочным электрическим реле: Справ / Изд. 2-е, «Энергоатомиздат», 1984. 486 с.

Сизиков Евгений Валерьевич,
 Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского,
 Физический факультет,
 644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, (3812) 644238, evgeniysizikov@gmail.com

Применение широкополосных логарифмических детекторов в радиоэлектронной аппаратуре

Строков А. А.,
инженер-схемотехник

В докладе будут рассмотрены основные сферы применения детекторов, такие как определение мощности сигнала, использование в измерительной технике и детектирование радиоимпульсов. Будут представлены основные схемы (логарифмический усилитель или комбинация детектора и видеоусилителя) и выполнен обзор современных решений, выполненных в формате монолитных интегральных схем. Будет описан опыт использования усилителей от фирмы Analog Devices: разработка и анализ полученных характеристик.

Ключевые слова: амплитудный детектор, видеоусилитель, детектор огибающей

Одним из важных функциональных блоков радиотехнического устройства является амплитудный детектор. Сферы их применения достаточно широки: детекторы применяются для выделения огибающей радиоимпульса в радиолокационной технике, для измерения мощности в измерительной аппаратуре, для контроля уровня сигнала (RSSI) в технике связи.

Простейшим вариантом детектора является квадратичный амплитудный детектор, выполненный на полупроводниковом диоде. Схема и динамическая характеристика показаны на рисунке 1.

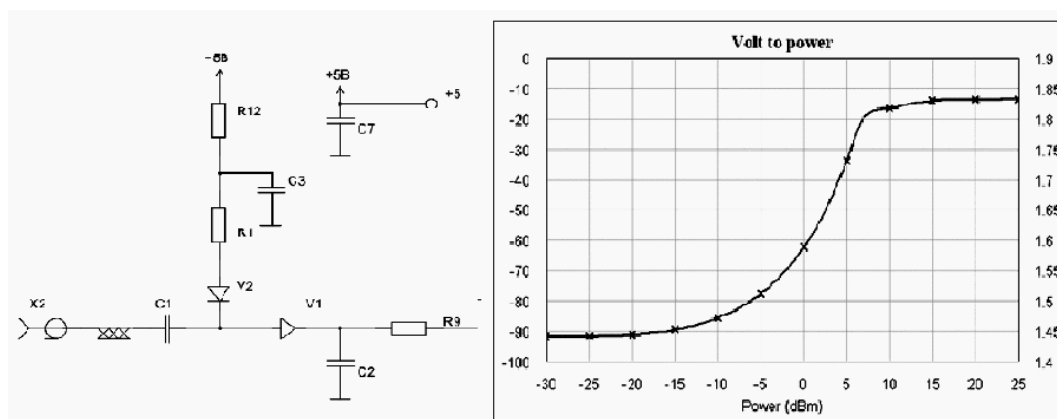


Рис. 1. Схема и динамическая характеристика диодного амплитудного детектора.

Такой детектор имеет широкую рабочую полосу, однако динамический диапазон ограничен на уровне 30-35 дБ.

Для расширения динамического диапазона используется метод каскадирования детекторов, применяемый в логарифмических детекторах.

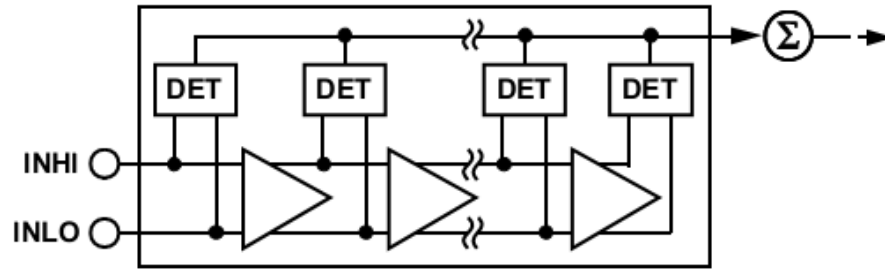


Рис. 2. Логарифмический детектор.

В работе исследовались характеристики логарифмического детектора AD8318, в частности, импульсный отклик и работа в широкой полосе частот. Была разработана схема и проведены измерения.

Строков Андрей Андреевич
 Омский Государственный Университет им. Ф.М. Достоевского,
 физический факультет.
 ООО «Инженерный центр «Автоматика»

Сверхширокополосный приемник радиосигнала на основе многократной субдискретизации

Строков А. А.,
инженер-схемотехник

На настоящий момент существуют различные варианты построения широкополосных приемников, популярные, конечно, будут рассмотрены в докладе. Однако одной из самых современных и производительных техник является субдискретизация (*subnyquist sampling*), когда частота сигнала выходит за пределы частоты Найквиста. Для расширения рабочей частоты АЦП в этом случае используется устройство выборки-хранения (*track and hold amplifier*). Речь пойдет о конкретных схемотехнических и программных реализациях, их достоинствах и недостатках.

Ключевые слова: АЦП, субдискретизация, наложение спектра

Во многих областях применения современной радиоэлектроники (радиолокация, исследование эфира) стоит задача обнаружения радиоимпульсов и сигналов СВЧ диапазона и определение их параметров. Классическая схема приемников, выполняющих такую задачу содержит дискриминатор. Работа дискриминатора основана на измерении разности фаз, возникающей при прохождении сигнала через линию задержки и вычислении частоты.

Этот способ имеет ряд недостатков: для обеспечения большой точности необходима линия задержки с большой длиной, занимающая большие габариты, при работе в большом диапазоне частот необходимо использовать несколько дискриминаторов. Все это приводит к большим суммарным массогабаритным характеристикам.

Альтернативным вариантом анализа эфира является прямая оцифровка входного СВЧ сигнала с частотой дискретизации много меньшей частоты сигнала. При этом возникает многократная субдискретизация сигнала и сигналы, находящиеся в различных зонах Найквиста, сворачиваются в полосу первой зоны, равную половине частоты дискретизации. На рисунке 2 показан сигнал в полосе 1 ГГц, оцифрованный с частотой 200 МГц.

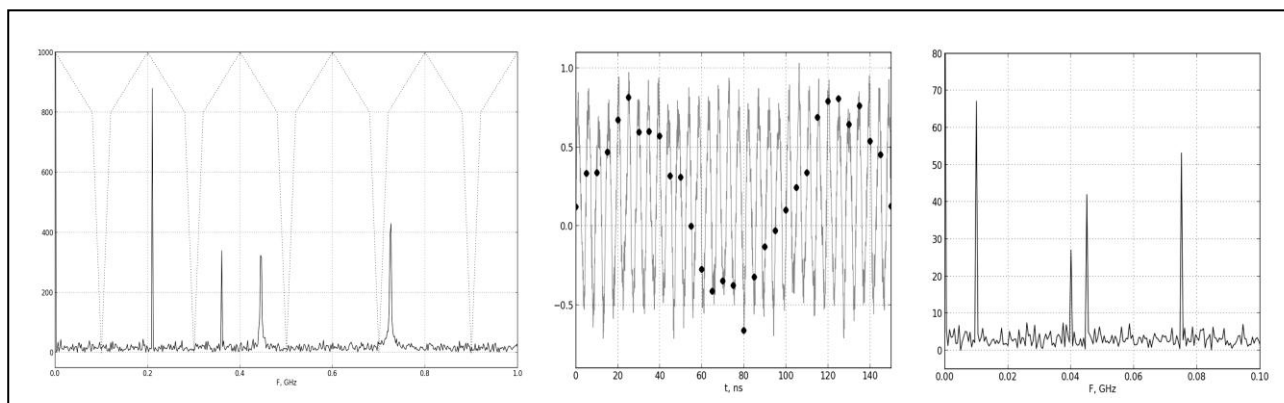


Рис.2. Входной сигнал, субдискретизация и спектр оцифрованного сигнала с наложением сигналов

Возникающую при этом неоднозначность можно разрешить несколькими способами. Рассматривался фазовый метод: входной СВЧ сигнал синфазно делится на два, один из сигналов проходит через линию задержки, после чего оба сигнала оцифровываются и находится разность фаз, из которой в дальнейшем выражается частота.

Строков Андрей Андреевич
Омский Государственный Университет им. Ф.М. Достоевского,
физический факультет.
ООО «Инженерный центр «Автоматика»

Программно-аппаратные компоненты автоматизированной системы научных измерений

Строков А. А.,
инженер-схемотехник

В докладе будут представлены примеры трудоемких измерений, производимых при разработке радиоэлектронной аппаратуры и рассмотрены методы их автоматизации. В работе будет представлен обзор различных измерительных приборов, описание интерфейсов GPIB и Ethernet, а также программных компонентов: готовых продуктов, библиотеки ViSA и ее применении при разработке ПО на примере разработки программы регистрации данных анализатора спектра на языке Visual Basic.

Ключевые слова: АСНИ, GPIB, ViSa, автоматизация

В процессе разработки электронных устройств очень часто встает задача измерения их характеристик (АЧХ, ФЧХ, измерения спектральной плотности сигнала, динамических характеристик). Разработчик при этом сталкивается с огромным объемом операций, которые необходимо проделать для анализа устройства. Решить эту проблему призвана АСНИ.

АСНИ – Автоматизированная Система Научных Исследований. Программно-аппаратный комплекс на базе средств вычислительной техники, предназначенный для проведения научных исследований или комплексных испытаний образцов новой техники.

В состав системы входит оборудование (обязательным требованием является возможность дистанционного управления/снятия данных), оснастка, интерфейсы связи и ПК с программным обеспечением.

Из основных интерфейсов можно выделить GPIB (ГОСТ 26.003-80 КОП). Он позволяет подключать до 31 устройства на одну линию. Особенностью интерфейса стала его система команд: 7-битные ASCII команды являются стандартом де-факто даже для тех устройств, где физически не предусмотрен GPIB. Современные приборы оборудуются и более распространенными интерфейсами: Ethernet, RS-232, USB.

Из программного обеспечения стоит отметить библиотеки работы с устройствами: IVI COM, ViSa, VXI. Наибольшую популярность имеет ViSa, которая позволяет работать с огромным числом устройств, поддерживает практически все современные интерфейсы связи и имеет GPIB-совместимый синтаксис.

Если говорить о конечном ПО, здесь можно рассмотреть два пути: первый – написание собственных программ. Второй путь – использование графических сред, таких как LabView.

В работе была произведена автоматизация рабочего места оператора по измерению разности фаз многоканальных систем. Программа была написана на VB с интеграцией в Microsoft Excel. Использовались интерфейсы GPIB и Ethernet, библиотека ViSa. Внедрение автоматизации уменьшило на порядок трудозатраты оператора.

Разработка синтезатора гармонических колебаний

Строков А. А.,
инженер-схемотехник

В докладе будут рассмотрены: синтезаторная схема генератора гармонических колебаний, основные характеристики и области применения. В докладе будет рассказано о разработке малогабаритного синтезатора на базе интегральной схемы НМС630LP6G и проведен анализ его работы. Будут описаны методы борьбы с фазовыми шумами, паразитными составляющими и гармониками.

Ключевые слова: синтезатор частоты, фазовые шумы

Генераторы синусоидальных колебаний находят широкое применение в радиоэлектронике. Высокоточные генераторы используются в измерительных приборах для анализа параметров и тестирования радиоаппаратуры. Опорный генератор (гетеродин) применяется в супергетеродинных приемниках, без которых невозможна была бы реализация многих современных стандартов связи, таких как GSM, Bluetooth и Wi-Fi.

Основными характеристиками генератора гармонических колебаний являются: фазовый шум, характеризующий стабильность частоты; мощность выходного сигнала; уровень паразитных составляющих (гармоник); диапазон перестройки.

Один из способов достижения высоких характеристик — применение синтезаторной схемы. Структура синтезатора показана на рисунке 1:

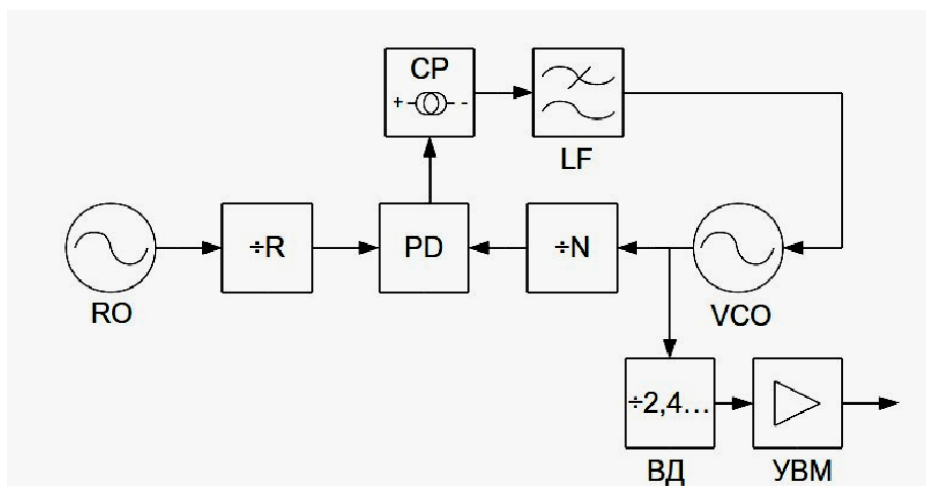


Рис.1. Структурная схема синтезатора

Стабилизация частоты происходит по принципу фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), таким образом в синтезаторе устанавливается режим, при котором выходная частота f_{out} соответствует выражению (1).

$$f_{out} = \frac{Nf_{RO}}{R} \quad (1)$$

Задача заключалась в разработке малогабаритного устройства с разъемом USB в форм-факторе USB-Dongle. Применялась интегральная схема Nittite HMC830. Для фильтрации гармоник использовались малогабаритные LTCC фильтры. Управление усилителями и аттенуатором, коммутация фильтрующих каскадов также производится посредством микроконтроллера. В процессе работы были подобраны компоненты, разработана электрическая принципиальная схема, рассчитаны номиналы используемых элементов и спроектирована печатная плата.

Строков Андрей Андреевич
Омский Государственный Университет им. Ф.М. Достоевского,
физический факультет.
ООО «Инженерный центр «Автоматика»
+7 913 640 32 53, mail@s3f.ru

Физические основы микроволновой фотоники: электрооптические эффекты

Строков А. А.,
инженер-схемотехник

Этот доклад открывает серию докладов по физическим основам микроволновой фотоники (MWP). В докладе будет рассказано о ряде электрооптических эффектов, лежащих в основе работы ключевых элементов MWP — электрооптических модуляторов.

Ключевые слова: Оптоэлектроника, радиофотоника, эффект поккельса, электрооптический модулятор.

В данной работе рассматривался ряд электрооптических и магнитооптических эффектов и устройств на их основе. Данные устройства используются в качестве функциональных элементов оптоэлектронных систем.

В частности, рассматривался эффект Фарадея — явление поворота плоскости поляризации света в некоторых материалах под действием магнитного поля. Данный эффект лег в основу конструкции оптического вентиля — устройства, пропускающего свет только в одном направлении.

Вторым эффектом является эффект Поккельса — в общем случае возникновение двойного лучепреломления под действием внешнего поля. В технике используется возможность модуляции показателя преломления внешним полем.

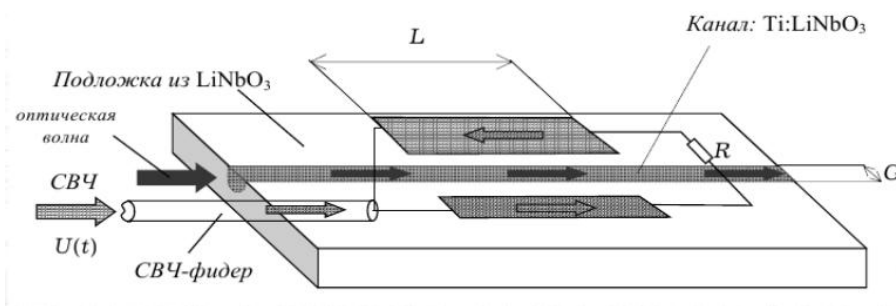


Рис. 1. Фазовый модулятор бегущей волны, на основе эффекта Поккельса

Для модуляции амплитуды используются интерферометры (такие как интерферометр Маха-Цандера, MZM). Подробно рассматривался MZM бегущей волны, показанный на рисунке. Он позволяет получить высокий индекс модуляции при сохранении согласования интерферометра с фидером в области СВЧ.

Строков Андрей Андреевич
Омский Государственный Университет им. Ф.М. Достоевского,
физический факультет.
ООО «Инженерный центр «Автоматика»
+7 913 640 32 53, mail@s3f.ru

Разрядное устройство СВЧ-диапазона

Я.А.Токарев, студент
В.В. Шкуркин, доцент

В данной работе рассмотрена проблема защиты электронных устройств от электромагнитных импульсов СВЧ-диапазона естественного либо искусственного происхождения. Проанализированы различные виды защитных устройств. Рассмотрен принцип работы волноводного газоразрядного устройства. Отмечено преимущество газовых ограничителей в широком диапазоне мощностей входного СВЧ сигнала.

При эксплуатации электронного оборудования в его цепях могут возникать различные виды перегрузок, наиболее опасными из которых являются перегрузки по напряжению, которые могут иметь как естественную (например, за счёт мощных грозовых разрядов) так и искусственную природу происхождения (за счёт излучений радиопередающих устройств, высоковольтных линий передачи, вражеского воздействия и т.д.), а так же за счёт внутренних переходных процессов в оборудовании при её функционировании (при переключениях индуктивных нагрузок) и электростатических разрядов.

Воздействие электромагнитного импульса естественного и искусственного происхождения на электронные компоненты приводит к изменению их параметров за счет как непосредственного поглощения ими энергии, так и воздействия на них наведенных в цепях импульсов токов и напряжений.

В этой связи защита компонентов имеет важнейшую роль при проектировании и серийном производстве электронного оборудования. Для осуществления защиты применяются ограничители мощности. Ограничитель мощности предназначен для обеспечения пропускания сигналов малой мощности и аттенюации сигналов большой мощности. Другими словами, ограничители мощности это аттенюаторы с установкой по уровню мощности, которые предотвращают проникновение большой энергии СВЧ-сигналов в чувствительные СВЧ-компоненты, расположенные после них в каскаде.[1]

Принцип работы большинства ограничителей основан на снижении импеданса линии передачи, когда мощность входного сигнала превышает пороговый уровень, путем отражения или поглощения данного сигнала. В большинстве схем ограничители мощности СВЧ-диапазона расположены рядом с антенным портом. Однако ограничители также используются в каналах промежуточной частоты, где суммируются сигналы нескольких каналов, образуя мощный сигнал.

За последние 50 лет было разработано множество технологий ограничителей мощности СВЧ-диапазона. Традиционные технологии приведены в таблице 1.

подавляющее большинство диодных ограничителей мощности(ДОМ) имеют ограничения по максимально допустимой мощности для случая непрерывного сигнала в пределах 1 - 2 Вт. Самый устойчивый к воздействию мощного входного импульсного СВЧ сигнала ДОМ имеет предел в 500 Вт.

Таблица.1 Традиционные технологии ограничителей мощности СВЧ-диапазона

Технология	Традиционные варианты исполнения
Твердотельные ограничители	p-i-n диод Полевой транзистор с затвором Шоттки
Газовые ограничители	Волновод Полосковая линия передачи
Ферритовые ограничители	Фильтр Полосковая линия передачи

Ферритовые же ограничители, хоть и обладают несколько лучшими характеристиками такими как меньшее время восстановления, надёжность работы и менее ограниченный срок службы, имеют более скромные показатели устойчивости от нескольких мкВт до 100Вт. [2]

Появление высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП), обладающих довольно высоким удельным сопротивлением в нормальном состоянии, положило начало исследованиям их возможного применения в устройствах защиты. В первую очередь это было связано с чрезвычайно малым (~10-13 с) временем перехода ВТСП из сверхпроводящего состояния в нормальное под действием магнитного поля или электрического тока при превышении ими порогового значения. Очевидно, что благодаря такому обстоятельству время срабатывания устройств на их основе должно быть рекордно малым.

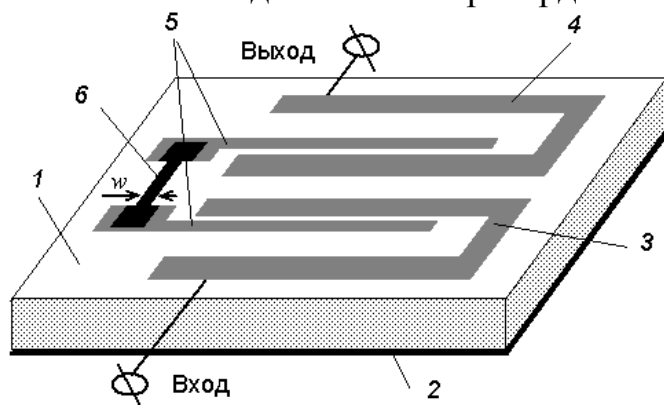


Рис. 1. Конструкция устройства защиты. 1 - подложка, 2 - заземляемое основание, 3,4 - полосковые проводники резонаторов, непосредственное взаимодействие между которыми скомпенсировано на рабочей частоте, 5 - полосковые проводники составного резонатора, 6 - пленочный проводник ВТСП элемента.

Как правило, устройство защиты на основе ВТСП представляет собой отрезок полосковой или копланарной линии, согласованной с трактом и выполненной из этого же материала [4]. Принцип действия такого устройства очевиден: если проходящий по линии сигнал имеет мощность, при которой плотность тока в линии превышает критическое значение, материал линии переходит в нормальное (высокорезистивное) состояние, вследствие чего ток и ограничивается. Однако следует иметь в виду, что за время, которое необходимо для переключения, импульс по линии пройдет десятые или сотые доли миллиметра, и этим будет определяться длина ее участка, перешедшего в нормальное состояние. Очевидно, что чем меньше

площадь такого участка, тем меньшим уровнем мощности такое устройство может быть выведено из строя.[3]

На рисунке 1 изображена конструкция устройства защиты.

Газовые ограничители обеспечивают работу в широком диапазоне уровней мощности входного сигнала – от нескольких ватт до мегаватт. По этой причине технология газовых ограничителей является перспективной для применения в мощных системах СВЧ-диапазона. Большинство конструкций газовых ограничителей имеют полосу пропускания несколько процентов и подходят для использования в системах защиты приемника РЛС. Однако новейшие конструктивные решения на основе поперечной электромагнитной волны обеспечивают низкие вносимые потери в диапазоне частот нескольких октав.[1]

В газовых ограничителях для изменения импеданса линии передачи используется пробой газа в сильном электрическом поле.

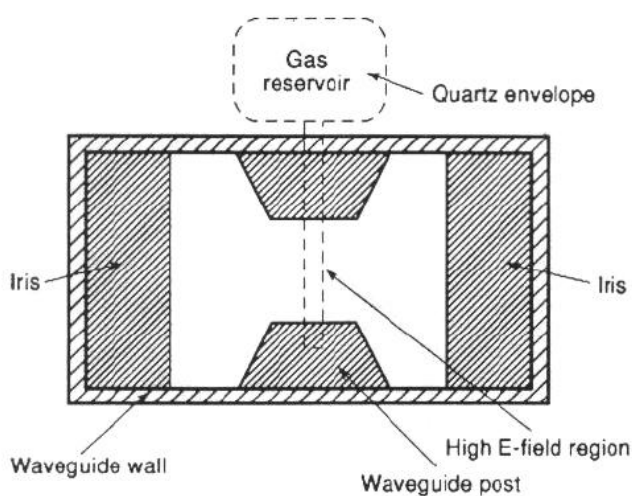


Рис. 2. Типовая конструкция мощного волновода

На рисунке 2 изображена типовая конструкция мощного волновода, где в начале волновода в точке максимальной напряженности электрического поля установлена кварцевая трубка, заполненная инертным газом (обычно аргоном). Емкость штырей устраняется индуктивностью волновой диафрагмы. Эти два реактивных сопротивления ограничивают полосу пропускания до нескольких процентов. В других конструкциях для удержания газа в области штырей используются волноводные окна. Конструкция окна имеет меньший срок службы из-за увеличенного сечения поглощения газа металлическими стенками (обычно Ni), в результате чего снижаются давление газа и рабочие характеристики. Газовые ограничители с кварцевыми резервуарами для газа обычно имеют полезный срок службы более 20 лет.

Если напряженность электрического поля, ниже порога дугового разряда, штыри и диафрагма обрабатывают как резонансный контур волновода. Пороговое значение дугового разряда определяется давлением, составом газа, и напряженностью электрического поля в присутствии «затравочных» электронов. Когда происходит дуговой разряд, возросшая проводимость штырей создает сильнейшее рассогласование импеданса волновода, в

результате чего значительно возрастает мощность отраженного сигнала. Дуговой разряд поглощает около 7%(в худшем случае 10%) мощности входного сигнала, образуя тепло, которое нужно отвести через кварцевую трубку на стенки волноводных штырей. Так как кварц имеет высокую температуру плавления, возможна работа с входными импульсами мощностью несколько сот киловатт. Для достижения требуемого порога дугового разряда в соответствии с кривой Пашена осуществляется настройка давления и состава газа. Затравочные электроны обеспечиваются радиоактивным источником или компактным СВЧ генератором. Тритиевый источник излучает электроны с периодом полураспада 12,6 лет. Поскольку для создания дугового разряда нужно только несколько электронов, тритий может использоваться три периода полураспада. Гоулди и Пейтел использовали компактный СВЧ-генератор, постоянно возбуждающий молекулы газа для создания «затравочных» электронов. Когда в качестве газовой среды используется аргон, порог составляет несколько ватт, а время восстановления – несколько миллисекунд. Если время восстановления аргона слишком велико, можно применить смесь хлора и кислорода, в которой электроны рекомбинируются быстрее (в пределах 100нс), и потери дугового разряда, ниже, но порог дугового разряда выше (от 10Вт до 20Вт). Если плоское просачивание газового ограничителя слишком велико, можно сделать каскад из р-і-п-ограничителей, что позволит устранить пиковое просачивание и снизит плоское просачивание до приемлемого уровня.

В заключение, можно отметить, что приоритет в разработке радиоэлектронных систем в широком диапазоне мощности входного СВЧ сигнала, традиционно отдается волноводным газовым ограничителям. Однако для сверхширокополосных систем, с неизбежным требованием к миниатюризации элементов, ведущим направлением, очевидно, становится разработка микрополосковых защитных устройств СВЧ диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] J.Webster (ed.), Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engeneering. Copyright© 2007 John Wiley & Sons, Inc.
- [2] Б.Лакс и К. Батон. Сверхвысокочастотные ферриты и ферримагнетики.-М., -Мир,-1965г.
- [3] И. В. Говорун и др.// Микрополосковое устройство защиты от мощного радиоимпульса с ВТСП элементом – «Журнал Радиоэлектроники» – 2011- №7 - электронный журнал, ISSN 1684-1719.
- [4] Каленюк А.А. // Физика низких температур. - 2009. - Т.35. - №2. - С.141-149.

Токарев Я.А., студент ОмГТУ
Шкуркин В.В., канд. физ.-мат. наук, доцент, доцент кафедры
экспериментальной физики и радиофизики ОмГУ им. Ф.М. Достоевского.

Изменение параметров текста в DXF-файле средствами AitoLISP

А.Л. Шрайбер,
магистрант, инженер-конструктор

Для оформления конструкторской документации на печатные платы, разработанные в системе P-CAD 2002, используются такие распространенные пакеты прикладных программ, как AutoCAD, OrCAD, “Компас” и др. Обмен информацией между графическим редактором печатных плат P-CAD PCB и программой для оформления конструкторской документации осуществляется при поддержке текстового формата баз данных DXF. Мы предлагаем программную корректировку текста DXF-файла, что позволяет как уменьшить время, затрачиваемое на ручную обработку текста, так и уменьшить количество ошибок в работе инженера-конструктора.

Ключевые слова: конструкторская документация, пакеты прикладных программ.

В настоящее время для оформления сборочных чертежей печатных платы (ПП), разработанных в системе P-CAD2002, широко используются такие распространенные пакеты прикладных программ (ППП), как AutoCAD, OrCAD, “Компас” и др.

Обмен информацией между графическим редактором печатных плат P-CAD PCB и программой для оформления КД осуществляется при поддержке текстового формата баз данных DXF. P-CAD PCB формирует DXF-файл, записывая в него информацию о контуре платы, абсциссе и ординате точек вставки компонентов, углах поворота компонентов, стороне платы, на которой компоненты находятся (верхняя или нижняя), наименовании компонентов. Затем DXF-файл импортируется в программу для оформления КД (конструкторской документации). При этом происходит замена используемых P-CAD текстовых стилей на текстовый стиль STANDART для обеспечения работы с текстом любых версий AutoCAD и других ППП.

Следует обратить внимание на особенность текстовых объектов в P-CAD. Понятие точки привязки текста в P-CAD PCB (Text Location) не совпадает с понятием точки привязки, принятым в программных пакетах AutoCAD и др. На рисунке 1 видно, что рамка выделения объекта “текст”, содержащего надпись “R15”, больше, чем прямоугольник, мысленно описанный вокруг надписи “R15”. В P-CAD точкой привязки текста является вершина левого нижнего угла этой рамки, которая видна при выделении текста.

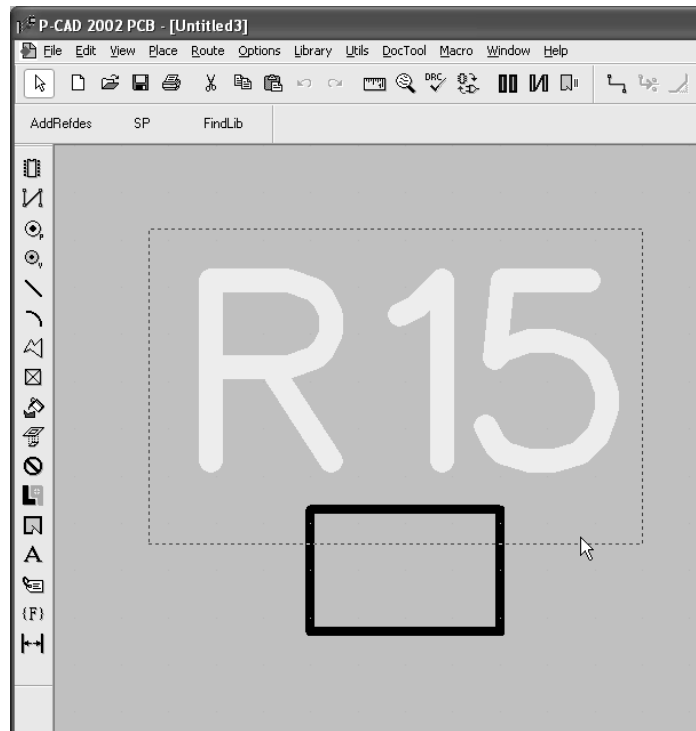


Рис. 1

Для оформительских программ точка вставки текста – это вершина левого нижнего угла мысленно описанного вокруг надписи прямоугольника (рисунок 2). Из-за того, что у разных программ понятие “точка вставки” не совпадает, текста при вставке DXF-файла.

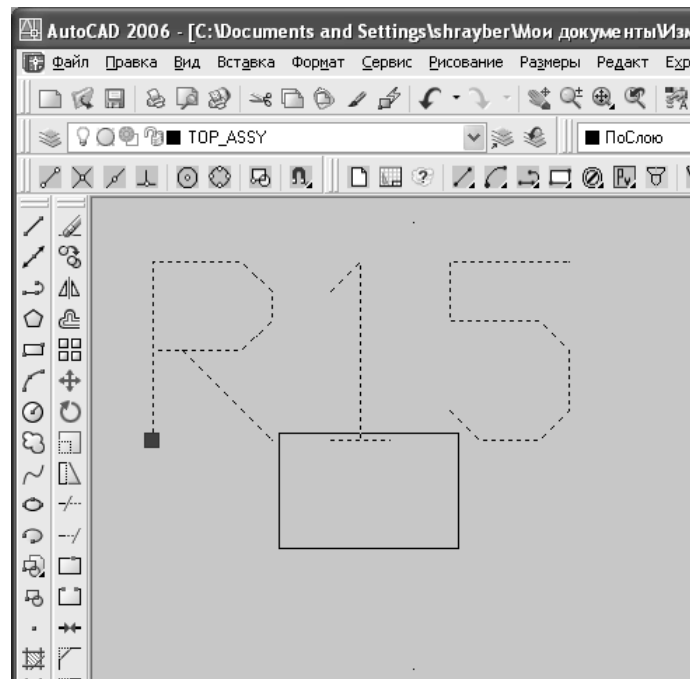


Рис. 2

Также при создании DXF-файла пакетом P-CAD происходит замена используемых P-CAD текстовых стилей на текстовый стиль STANDART для обеспечения работы с текстом любых версий AutoCAD и других ППП.

Это приводит к изменению длины строки при вставке DXF-файла в оформительский программный пакет, поскольку ширина символов зависит от начертания конкретного шрифта. Поэтому при передаче информации о печатной плате происходят как смещение позиционного обозначения компонента, так и изменение его коэффициента сжатия по оси, направленной вдоль текста, что приводит к недопустимой ситуации, когда позиционное обозначение соприкасается с контуром самих компонентов, контуром платы или другим позиционным обозначением.

На окончательное размещение и изменение позиционных обозначений при оформлении сборочного чертежа затрачивается дополнительное время. И при каждой корректировке платы в P-CAD всю работу по расстановке позиционных обозначений приходится выполнять заново. Предлагаемый нами способ перевода информации заключается в программной обработке полученного из P-CAD DXF-файла (программа написана на языке AutoLISP).

Это достигается изменением следующих характеристик текста:

- абсциссы и ординаты точки вставки;
- коэффициента сжатия;
- высоты шрифта;

с учетом:

- первоначальной высоты текста;
- угла поворота;
- показателя зеркальности.

Такой способ позволяет как уменьшить время, затрачиваемое на ручную обработку текста, так и уменьшить количество ошибок в работе инженера-конструктора.

Оценим экономическую эффективность внедрения данной программы.

Определим зависимость времени корректировки от основных параметров, характеризующих временные затраты на корректировку платы, по методу многомерной линейной регрессии:

$$t = a + bn + cm + d\rho,$$

где n - количество элементов на плате,

m - количество сторон платы, занятых элементами (1 или 2),

ρ - плотность заполнения (элементов/дм²).

С помощью пакета Mathcad по выборке, состоящей из 86 плат, найдены коэффициенты a , b , c , d эмпирической формулы, описывающей время корректировки t (час.):

$$t = 0,32 + 0,00647n + 0,096m + 0,018\rho,$$

Статистическая обработка дала возможность оценить величину β ($\beta = 0,24$), характеризующую величину снижения затрат времени на корректировку платы с помощью предлагаемой программы:

$$\tau = \beta \cdot t,$$

где τ - экономия времени на корректировку.

Эффект от использования программной обработки DXF-файла для конкретного производства можно определить следующим образом: по формуле определяют величину t с учётом характерных для этого производства значений n , m и ρ , а затем умножают величину t на параметр β .

Таким образом, определяется экономия времени на корректировку (в расчёте на одну плату) для данного производства.

Зная экономию времени на корректировку, руководство предприятия может решить, имеет ли смысл покупать программу перевода обработки DXF-файла.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Разевиг.В.Д. Проектирование печатных плат в P-CAD 2001.-Москва: Солон-Р, 2001.-560 с.:ил.
- [2] Полещук Н.Н., Лоскутов П.В. AutoLISP и Visual LISP в среде AutoCAD.-СПб.: БХВ-Петербург, 2006.-960 с.:ил.

Анна Леонидовна Шрайбер,
ОмГУ им. Достоевского / ООО НПО "МИР",
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, (3812) 644238, ann-schr@mail.ru

Для заметок

Научное издание

Доклады
Омского научного семинара
«Современные проблемы радиофизики и радиотехники»

Выпуск 2

Ответственный редактор – С.В. Кривальцевич

Дизайн обложки – А.Л. Ворожцов, С.Г. Машинская

Подписано в печать 15.06.2013
Формат 60x84 1/16 Бумага типографская.
Усл. печ. л. 5,6 Уч.-изд. л. 5,4 Тираж 50 экз.

Отпечатано в типографии ОАО «ОНИИП»