

15-Радиофизика, электроника

Антипов Илья Владимирович, аспирант
Томский Государственный Университет, Радиофизический
Динамический режим в системе связанных автогенераторов, синхронизируемой фазорасщепленным внешним сигналом

Научный руководитель: Якубов Владимир Петрович, д. ф.-м. н, зав. кафедрой радиофизики, Томский Государственный Университет

Адрес: 634057, г. Томск, ул. Карла Ильмера 6 кв. 73

Телефон: (3822) 41-38-34

E-Mail: antip@elefot.tsu.ru стр. 941

Апальков Илья Владимирович, 4 курс
Ярославский Государственный университет им. П.Г. Демидова, физический

Предварительная обработка изображений в задаче

Научный руководитель: Брюханов Юрий Александрович, доктор технических наук, профессор, проректор по научной работе, Ярославский Государственный университет им. П.Г. Демидова

Адрес: 150000, г. Ярославль, ул. Советская 14

Телефон: (0852)79-77-75

E-Mail: dcslab@uniyar.ac.ru стр. 943

Атутов Евгений Борисович, 1 курс
Бурятский Научный Центр СО РАН, Отдел физических проблем

Излучение провода параллельного границе раздела двух сред

Научный руководитель: Ломухин Юрий Лупонович, д. ф.-м. н, зав. лабораторией, Бурятский Научный Центр СО РАН

Адрес: 670047, Бурятия, г. Улан-Удэ, ул. Сахьяновой 6, ОФП, ЛРФ

E-Mail: atutov@ofpsrv.bsc.buryatia.ru стр. 945

Волошин Александр Сергеевич, аспирант
Институт Физики им. Л. В. Киренского СО РАН, отдел кристаллофизики

Исследование микрополосковых моделей фильтров на сверхрешетках с интерфейсом

Научный руководитель: Беляев Борис Афанасьевич, доктор технических наук, зав. лаборатории электродинамики СВЧ и электроники, г. Красноярск, Институт Физики им. Л. В. Киренского СО РАН

Адрес: 660036 г. Красноярск, Академгородок, Институт Физики, лаборатория ЭД СВЧэ

Телефон: (3912)49-45-91

E-Mail: voloshin_as@mail.ru стр. 947

Грецова Наталья Владимировна, аспирант
Волгоградский Государственный технический университет (ВолгГТУ), электроники и вычислительной техники

Моделирование воздействия низкоинтенсивного электромагнитного СВЧ - излучения на биологические объекты

Научный руководитель: Шеин Александр Георгиевич, д. ф.-м. н, профессор кафедры `физика` ВолгГТУ, зав. кафедрой `физика` ВолгГТУ

Адрес: 400038 Волгоград Голубятникова д7 кв9

E-Mail: magrvl@yandex.ru стр. 811

Дроган Юрий Владимирович, 5 курс
Ростовский государственный университет, физический

Моделирование и экспериментальное исследование мобильных радиоканалов

Научный руководитель: Иванов Виктор Николаевич, к. ф.-м. н, зав. кафедрой радиофизики, Ростовский государственный университет

Адрес: 344072 Ростов-на-Дону, ул. Фрунзе, дом 5, кв. 142

Телефон: (8632)32-15-51

E-Mail: drogan@addsite.ru стр. 949

Дудин Сергей Иванович, инженер
Пермский государственный университет, физический
Регулятор температуры
Научный руководитель: Ажеганов Александр Сергеевич, к. ф.-м. н, доцент, Пермский государственный университет
Адрес: 614990 г.Пермь ул.Букирева,15
Телефон: (3422)39-62-37
E-Mail: dudin_serg@rambler.ru стр. 950

Евдокимов Роман Александрович, аспирант
Волгоградский государственный технический университет, Электроники и вычислительной техники
Трехмерный электронный поток в скрещенных полях со сложной геометрией пространства взаимодействия
Научный руководитель: Шеин Александр Георгиевич, д. ф.-м. н, профессор, заведующий кафедры
`Физика` ВолгГТУ
Адрес: 400107 г.Волгоград пр.Жукова 109 кв.6
E-Mail: era@vlink.ru стр. 952

Елисеева Светлана Вячеславовна, аспирант
Ульяновский государственный университет, физико-технический
Зонный спектр электромагнитных волн в периодической структуре ферромагнетик-диэлектрик
Научный руководитель: Семенцов Дмитрий Игоревич, д. ф.-м. н, Профессор, зав. кафедрой, Ульяновский государственный университет
Адрес: 432067 пр. Авиастроителей, д.7, кв.276
Телефон: (8422) 20-92-76
E-Mail: yeliseyeva@bk.ru стр. 954

Зинич Дмитрий Валерьевич, аспирант
Томский государственный университет, Радиофизический
Исследование фазового перехода вода-лед радиофизическим методом
Научный руководитель: Суслиев Валентин Иванович, к. ф.-м. н, доцент, Томский государственный университет, радиофизический
Адрес: 634050, г. Томск, пр.Ленина 36, ТГУ, РФФ
Телефон: (3822) 41-39-64
E-Mail: susl@public.tsu.ru стр. 956

Зотов Сергей Александрович, 4 курс
ВГУ, физический
Реализация алгоритмов спектрального преобразования
Научный руководитель: Дыбой Александр Вячеславович, к. ф.-м. н, ассистент, ВГУ, физический, кафедра электроники
Адрес: 394036, г. Воронеж, ул. Среднемосковская, д. 3, кв. 24
E-Mail: se_pers@aport.ru стр. 1022

Кадыров Флорит Фирдаусович, 4 курс
Казанский Государственный Университет, физический
Фазоформирующее и фазометрическое устройство на поверхностных акустических волнах
Научный руководитель: Христофоров Анатолий Владиславович, к. ф.-м. н, доцент, Казанский Государственный Университет
Адрес:
Телефон: (8432)38-04-24
E-Mail: Florit.Kadyrov@mail.ru стр. 958

Копытин Михаил Николаевич, аспирант
Воронежский Государственный Технический Университет, физико-технический
Исследование ВАХ тонкопленочных наногранулированных композитов металл-диэлектрик в режиме сильного электрического поля

Научный руководитель: Стогней Олег Владимирович, к. ф.-м. н, доцент, Воронежский Государственный Технический Университет, кафедра физики твердого тела
Адрес: 394007, г. Воронеж, Ленинский пр-т, д. 105/2, кв. 40
E-Mail: michaelkopitin@mail.ru стр. 189

Костюк Леонид Юрьевич, аспирант
Томский государственный университет, Радиофизический
Обобщение метода собственных волн на случай киральной бигиротропной среды.
Научный руководитель: Мещеряков В.А., к. ф.-м. н, доцент, кафедра радиоэлектроники Томского государственного университета
Адрес: 634029 г. Томск ул. Гоголя 61 кв. 5
Телефон: (3822)53-32-63
E-Mail: leonid@indorsoft.ru стр. 959

Кротков Дмитрий Валентинович, 5 курс
Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова, физический
Исследование погрешности пеленгационных измерений от точности реализации элементов антенных решёток и длин фидеров.
Научный руководитель: Кренёв Александр Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры радиофизики, Ярославский государственный им. П. Г. Демидова
Адрес: 150000 г.Ярославль ул.Советская дом.14, комната 305.
Телефон: (0852)79-77-51
E-Mail: nvs@uniyar.ac.ru стр. 962

Кузнецов Юрий Викторович, магистрант
РГУ, физический
Исследование частотных характеристик фотонных кристаллов
Научный руководитель: Лерер Алесандр Михайлович, д. ф.-м. н, профессор, РГУ, физический
Адрес: 344016 Россия, Ростов-на-Дону, ул. Таганрогская, дом 124, кв 77
E-Mail: ironcross@list.ru стр. 964

Кулдин Николай Александрович, аспирант
Петрозаводский государственный университет, физико-технический
Модель переключения структуры Si-SiO₂-VO₂
Научный руководитель: Стефанович Генрих Болеславович, д. ф.-м. н, зав. каф. геофизики,
Петрозаводский государственный университет
Адрес: 185640, Россия, Карелия, Петрозаводск, пр. Ленина 33
Телефон: (8142) 71-10-28
E-Mail: kuldin@psu.karelia.ru стр. 199

Куликов Олег Николаевич, инженер
Кубанский государственный университет, физико-технический
Кинетика накопления заряда неосновных носителей в транзисторных структурах с распределенным эмиттером
Адрес: 350063, г. Краснодар, пер. Подгорный, 8, кв.1
E-Mail: oleg_kulikov@pochtamt.ru стр. 201

Лебедев Михаил Владимирович, аспирант
ЯрГУ им. П.Г. Демидова, физический
Автономные колебания в двумерной цифровой системе
Научный руководитель: Брюханов Юрий Александрович, д.т.н., профессор, Ярославский государственный университет
Адрес: 150000, Ярославль, Советская 14, кафедра ДЭС
Телефон: (0852) 79-77-75
E-Mail: Dcslab@uniyar.ac.ru стр. 966

Мандрыгина Валентина Николаевна, аспирант
Омский государственный педагогический университет, физический
Исследование влияния гидрофильных и гидрофобных веществ на диэлектрическую проницаемость почв в СВЧ диапазоне
Научный руководитель: Бобров Павел Петрович, д. ф.-м. н, профессор кафедры общей физики ОмГПУ, кафедра общей физики ОмГПУ
Адрес: 644099 г.Омск, ул.Красногвардейская,4,корп.1,к.441
Телефон: (3812)23-51-38
E-Mail: valemi07@mail.ru стр. 1276

Масленников Сергей Николаевич, аспирант
Московский педагогический государственный университет, физический
Смесители на основе электронного разогрева в тонких пленках NbN для частот 2.5 и 3.8 ТГц.
Научный руководитель: Гольцман Григорий Наумович, д. ф.-м. н, заведующий кафедры общей и экспериментальной физик, Московский педагогический государственный университет
Адрес: г. Москва, ул. М. Пироговская, д.29
Телефон: (095) 246-12-02
E-Mail: s.n.maslennikov@mtu-net.ru стр. 968

Моисеенко Нина Анатольевна
Томский Государственный Университет
Флуктуационные процессы при сверхширокополосном зондировании лесной среды
Научный руководитель: Якубов Владимир Петрович, д.ф.-м.н.
E-Mail: nina@elefot.tsu.ru стр. 991

Недоступ Михаил Константинович, 3 курс
Томский госуниверситет (ТГУ), Радиофизический
Измерение диэлектрических спектров с использованием перестраиваемого микрополоскового резонатора
Научный руководитель: Сусяев Валентин Иванович, к. ф.-м. н, доцент, Томский госуниверситет
Адрес: Россия, 634041, г.Томск, ул. Енисейская,7, кв. 9
Телефон: (3822) 41-39-89
E-Mail: tdk@elefot.tsu.ru стр. 969

Никулин Роман Николаевич, аспирант
Волгоградский Государственный Технический Университет (ВолгГТУ), Электроники и вычислительной техники
Модели воздействия электромагнитного излучения сверхвысокой частоты низкой интенсивности на биологические объекты
Научный руководитель: Шеин Александр Георгиевич, д. ф.-м. н, Профессор, заведующий кафедрой физики ВолгГТУ, Кафедра физики Волгоградского Государственного Технического Университета
Адрес: 400046, г. Волгоград, ул. Левитана, д. 108.
Телефон: (8442) 34-42-44
E-Mail: physics@vstu.ru стр. 848

Ожегов Роман Викторович, аспирант
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования `Московский педагогический государственный университет`, физический
Тепловизор субмиллиметрового диапазона длин волн
Научный руководитель: Гольцман Григорий Наумович, д. ф.-м. н, зав.каф. ОЭФ, Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования `Московский педагогический государственный университет`
Адрес: Москва, ул. М. Пироговская, д. 29
Телефон: (095)246-88-99
E-Mail: Roma_ne@smtpr.ru стр. 971

Петрунёв Сергей Николаевич, аспирант
Сыктывкарский Государственный Университет, физический

Исследование проводимости тонких металлических плёнок

Научный руководитель: Котов Леонид Нафанаилович, д. ф.-м. н, Зав. кафедрой, Сыкт.ГУ

Адрес: 167002 г.Сыктывкар, Сысольское шоссе 70-57

Телефон: (8212)21-09-57

E-Mail: petrynev.ssu@mail.ru стр. 236

Подгорный Федор Владимирович, научный сотрудник

Институт ядерной физики им. Будкера, Лаб. 5

Генератор импульсов на основе SOS-диода

Адрес: 630090

Телефон: (3832) 39-47-42

E-Mail: podgorny@inp.nsk.su стр. 973

Родионов Максим Александрович, аспирант

Самарский государственный университет, физический

Электрофизические свойства структур металл-оксид диспрозия-оксид иттрия - кремний

Научный руководитель: Рожков Виктор Аркадьевич, д. ф.-м. н, профессор, Самарский государственный университет, физический, кафедра электроники твердого тела

Адрес: 443056, г. Самара, ул. Гая, д. 17, кв. 2.

Телефон: (8462)34-54-55

E-Mail: rodionow@rambler.ru стр. 258

Родионов Тимофей Славиевич, магистрант

РГУ, физический

Применение вейвлет к анализу ЛЧМ ионограмм

Научный руководитель: Вертоградов Геннадий Георгиевич, к. ф.-м. н, доцент кафедры радиофизики физфака РГУ, физфак РГУ

Адрес: 344058, Россия, г. Ростов-на-Дону, пр. Коммунистический д.2, кв. 49

Телефон: (8632)24-58-68

E-Mail: tt@phys.rsu.ru стр. 975

Рудых Дмитрий Владимирович, аспирант

ЯрГУ им. П.Г. Демидова, физический

Двумерная цифровая система первого порядка с нелинейностью переполнения

Научный руководитель: Брюханов Юрий Александрович, д.т.н., профессор, Ярославский государственный университет

Адрес: 150000, Ярославль, Советская 14, кафедра ДЭС

Телефон: (0852) 79-77-75

E-Mail: Dcslab@uniyar.ac.ru стр. 977

Соколенко Егор Анатольевич, 5 курс

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, физический

Комбинированный метод восстановления изображений по фазовому спектру

Научный руководитель: Брюханов Юрий Александрович, Доктор технических наук, профессор, Проректор по научной работе, Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Адрес: 150000 г. Ярославль, ул. Советская, 14

Телефон: (0852) 79-77-75

E-Mail: dcslab@uniyar.ac.ru стр. 979

Соловьев Виталий Анатольевич, аспирант

Пензенский государственный университет, Естественно-научный

Моделирование варикапа со сверхрезким p-n - переходом в системе сквозного моделирования полупроводниковых приборов ISE TCAD Release 7.0.

Научный руководитель: Печерская Римма Михайловна, д.т.н., профессор, зав.каф. микроэлектроники, декан ЕНФ, Пензенский государственный университет

Адрес: 440052, г.Пенза, пр-д Водопьянова, д. 53

Телефон: (8412) 32-29-47

E-Mail: vitas_psu@mail.ru стр. 981

Суханов Дмитрий Яковлевич, 5 курс
Томский Государственный Университет, Радиофизический
Применение алгоритма численной фокусировки в подповерхностной радиотомографии
Научный руководитель: Якубов Владимир Петрович, д. ф.-м. н, заведующий кафедрой радиофизики, профессор, Томский Государственный Университет
Адрес: 634034 г.Томск ул. 19 Гвардейской дивизии, 15-110
Телефон: (3822) 41-35-12
E-Mail: sdysdy@mail.ru стр. 983

Таран Александр Григорьевич, магистрант
Воронежский государственный университет, физический
Эффекты пробоя р-п перехода в диодных и транзисторных структурах под действием сверхкоротких импульсов электромагнитного излучения
Научный руководитель: Терехов Владимир Андреевич, д. ф.-м. н, профессор, Воронежский государственный университет, физический, кафедра физики твёрдого тела
Адрес: 394006, Воронеж, Университетская пл.1, Воронежский государственный университет, физический
Телефон: (0732) 20-83-63
E-Mail: root@ft.vsu.ru стр. 281

Хоружий Олег Сергеевич, магистрант
Ростовский Государственный Университет, физический
Оценка угловых характеристик декаметровых волн методом наклонного ЛЧМ зондирования ионосферы
Научный руководитель: Вертоградов Геннадий Георгиевич, к. ф.-м. н, доцент, РГУ
Адрес: 344038 г.Ростов-на-Дону ул.Турмалиновская д.62 кв.128
Телефон: (8632) 30-30-81
E-Mail: coololeg@aanet.ru стр. 984

Чашин Владимир Леонидович, аспирант
Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого, физико-технический
Применение интегро-дифференциального уравнения для расчета распределения тока вдоль линейного вибратора в поглощающих средах.
Научный руководитель: Радциг Юрий Юрьевич, д. ф.-м. н, профессор, Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого
Адрес: 173000 В.Новгород ул. Свободы д.14 кв.46
E-Mail: 6123@mail.ru стр. 986

Шишкина Анна Федоровна, 5 курс
Стерлитамакский Государственный Педагогический Институт, физико-математический
Об одном способе повышения устойчивости электроакустических систем
Научный руководитель: Галиев Анвар Лутфрахманович, доктор технических наук, профессор, Стерлитамакский Государственный Педагогический Институт
Адрес: 453115, РБ, г. Стерлитамак, ул. Кирова, д. 36
E-Mail: shaf_sciens@mail.ru стр. 987

Шлюпкин Александр Сергеевич, аспирант
Ростовский государственный университет, физический
Использование информации навигационных спутников в каналах КВ радиосвязи
Научный руководитель: Барабашов Борис Григорьевич, доктор технических наук, профессор кафедры радиофизики, физический РГУ
Адрес: 344090 Россия, г. Ростов-на-Дону, ул. Зорге 5
E-Mail: silver_fox@rbcmail.ru стр. 989

Динамический режим в системе связанных автогенераторов, синхронизируемой фазорасщепленным внешним сигналом

Антипов Илья Владимирович

Томский Государственный Университет

Якубов Владимир Петрович, д.ф.-м.н

antip@elefot.tsu.ru

Система связанных автогенераторов, на каждый из которых внешний сигнал действует с определенным фазовым сдвигом, обладает свойством выделять подавленную несущую фазоманипулированного сигнала. Основные свойства и стационарные режимы в такой системе рассмотрены в [1].

Динамический режим отражает состояние системы, более близкое к реальности. Это обусловлено не только тем, что реальный сигнал является модулированным, но и тем, что помимо сигнала на систему неизбежно воздействуют флуктуации. Чтобы судить о качестве работы демодулятора сигналов с подавленной несущей, нужно, во-первых, иметь представление о процессах в системе, сопровождающих переход между фазовыми дискретами принимаемого сигнала, и, во-вторых, иметь оценку вероятности сбоев, связанных с проскальзыванием фазы в результате флуктуаций.

Результатом исследования является построение «кривой ошибок» – графика зависимости вероятности ошибки на бит от отношения сигнал/шум. По виду кривой ошибок удобно проводить сравнение помехоустойчивости приемных устройств с различными способами модуляции и демодуляции.

Для системы из двух автогенераторов без расстройки получены в явном виде условия устойчивости и характерные времена релаксации для суммарного и разностного векторов колебаний. Они позволяют оценить «фильтрующие» свойства системы по отношению к флуктуациям амплитуды и фазы сигнала.

Более сложные системы анализируются численными методами. Для интерпретации динамического режима удобно воспользоваться суммарным вектором $\vec{S} = \sum_m \vec{a}_m$, фаза которого подчиняется уравнению

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = \mu \sum \cos(\varphi_s - \varphi_n) \cdot \sin(\varphi_s - \varphi_n) + \frac{\lambda}{S} \sum \cos(\varphi_s - \varphi_n) \cdot \sin(\theta_n - \varphi_n).$$

Первый член в правой части отражает стремление системы к симметричному расположению векторов около среднего направления, второй член - стремление суммарного вектора следовать за положением вектора внешнего воздействия.

В результате численного интегрирования уравнений системы двух АГ, находящейся под одновременным воздействием сигнала и шума, установлено следующее:

1. При отсутствии фазовой манипуляции проскальзывания фазы восстановленной несущей происходят крайне редко и вплоть до соотношения сигнал/шум 3 дБ могут не приниматься во внимание на фоне других источников ошибок.

2. При наличии фазовой манипуляции проскальзывания фазы наблюдаются чаще, тем не менее основным источником ошибок остается аддитивные шумы огибающей сигнала.

3. Расстройка собственной частоты системы относительно частоты сигнала увеличивает вероятность проскальзываний, делая их основным источником ошибок.

Экспериментально оценки помехоустойчивости проведены с использованием анализатора кодовых последовательностей ГК5-83. Результаты приведены на графике (рис. 1). Сплошные линии – теоретические кривые для когерентного и оптимального некогерентного демодулятора, точки – эксперимент. Погрешность по оси абсцисс порядка плюс-минус 0,5 дБ, по оси ординат – 4% с вероятностью 95% (задается установкой режима прибора ГК5-83). Результаты измерений показывают, что помехоустойчивость нового демодулятора находится на уровне классических образцов.

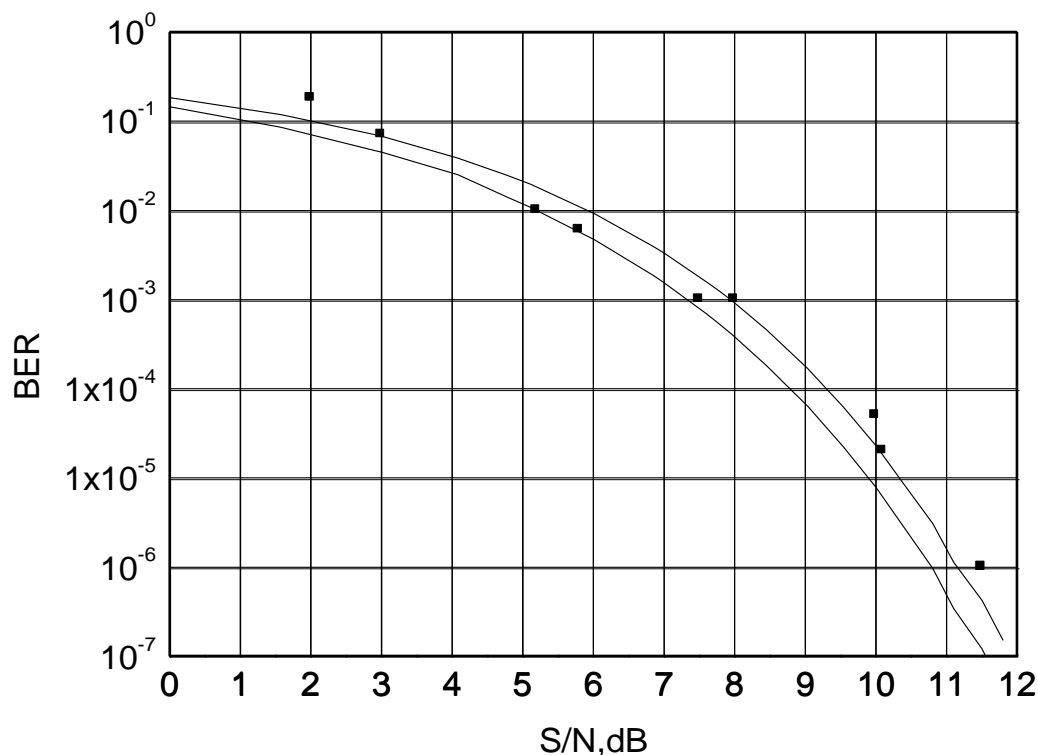


рис.1.

Список публикаций:

[1]. Антипов И.В. Анализ стационарных режимов в системе связанных автогенераторов, синхронизируемой многофазным внешним сигналом. Сборник тезисов "ВНКСФ-9", Издательство АСФ России, 2003 г., с 904-905.

Предварительная обработка изображений в задаче контроля качества алмазных порошков

Апальков Илья Владимирович

Бухтояров Сергей Сергеевич

Хрящев Владимир Вячеславович

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Брюханов Юрий Александрович, д.т.н

apalkoff@yandex.ru

Для изготовления алмазно-абразивного инструмента как из природных, так и из синтетических алмазов используют порошки, полученные дроблением исходного сырья с последующей классификацией порошков по размеру и форме [1]. Порошки представляют собой совокупность алмазных зерен различной величины и формы в виде монокристаллов, их осколков и поликристаллов. Традиционно контроль качества алмазных порошков осуществляется непосредственно на предметных стеклах для микроскопа путем визуальной оценки геометрии зерен. Зерновой состав и форму алмазных зерен сравнивают с ГОСТом 9206-80.

Для удаления, имеющихся на изображении мелких шумов целесообразно использовать медианный фильтр с размером апертуры порядка $7*7$, либо адаптивный медианный фильтр с переменным размером апертуры [3]. При этом получается более гладкое, по сравнению с исходным, результирующее изображение.

Последующая обработка проводится с помощью морфологических операций. Они включают: выделение контуров объектов, утолщение контуров, заполнение [4].

В результате приведенных операций получается бинарное изображение, соответствующее исходному, где каждый кристалл представляет собой отдельный объект (рис.1)



рис.1. Исходное изображение, выделенные контуры объекта, изображение после операции утолщения, конечное изображение с закрашенными дырами.

Далее последовательное сжатие (эрозия) полученных объектов дает возможность оценки размеров (количество итераций, за которое изображение кристалла сожмется в точку) и определение координат зерен (координаты уединенной точки, в которую сжался объект). Исходя из этих данных, каждому алмазу ставится в соответствие квадратная область на бинарном изображении, которая и подвергается дальнейшей, более тонкой, обработке.

В соответствии с требованиями ГОСТа, перед измерением размеров необходимо сориентировать объект подобающим образом. Для этого, прежде всего, выделяется

контур алмаза. Каждой точке этого контура ставится в соответствие комплексное число, в котором реальная часть – абсцисса, мнимая часть – ордината точки.

$$z(n) = x(n) + j \cdot y(n), \quad (1)$$

где n - номер очередной точки, описывающей контур объекта. Отдельные компоненты преобразования Фурье для данного комплексного сигнала образуют вектор F .

$$F = [F_0, F_1, \dots, F_{M-1}]. \quad (2)$$

Пары компонентов (F_1, F_{M-1}) , (F_2, F_{M-2}) и т.д. имеют свой эквивалент в обратном преобразовании Фурье. Первая пара (F_1, F_{M-1}) задает главный эллипс с наиболее длинной осью, вторая пара (F_2, F_{M-2}) – следующий по величине и т.д. Для приведения контура к состоянию, когда две наиболее удаленные его точки лежат на оси абсцисс требуется сориентировать главный эллипс, при этом повернется и изображение.

Теперь определить длину и ширину кристалла в соответствии с ГОСТом не представляет никакой трудности.

Для проведения экспертной оценки в данном алгоритме предлагается использовать нейросетевой подход, так как нейронные сети зарекомендовали себя как универсальные классификаторы и интерпретаторы. В алгоритме используется нейросистема, состоящая из двух подсетей. Первая из них обрабатывает информацию, полученную от каждого зерна, а именно, его размеры. Ее задача – отнести рассматриваемый кристалл к одной из групп: сверхкрупные зерна, зерна крупной фракции, зерна основной фракции, зерна мелкой фракции, субмелкие зерна, удлиненные зерна, размер которых более чем в 1,5 раза превышает наибольший размер допустимый в основной фракции. Выход сети суммируется с буфером накопления информации об образце, который явится входом для второй подсети, непосредственно выносящей решение. Вторая подсеть занимается принятием решения о том, удовлетворяет ли данный образец ГОСТу или нет, основываясь на значениях из буфера накопления.

Внедрение данной системы позволит значительно сократить время оценки качества алмазных порошков, а также понизить вероятность ошибки при экспертной оценке, так как данный алгоритм свободен от человеческого фактора.

Список публикаций:

- [1] Перерозин М.А. Справочник по алмазной обработке стекла. – М.: Машиностроение, 1987. - 224с.
- [2] Порошки алмазные. Технические условия. ГОСТ 9206-80. Москва-1982.
- [3] B.I. Justusson, "Median filtering: statistical properties", in *Two-dimensional digital signal processing II*, T.S. Huang editor, Springer Verlag, 1981.
- [4] R. Gonzalez, R. Woods, *Digital Image Processing*. Prentice-Hall, 2002. 793 p.
- [5] Dinh Nghia Do, Osowski S. *Shape recognition using FFT preprocessing and neural network // Compel*, 1998. - Vol. 17, No 5/6. – Pp. 658-666.

Излучение провода, параллельного границе раздела двух сред

Атутов Евгений Борисович

Бурятский Научный Центр Сибирского Отделения

Российской Академии Наук

Ломухин Юрий Лупонович, д.ф-м.н

atutov@ofpsrv.bsc.buryatia.ru

Задача определения поля провода, параллельного границе раздела сред является классической задачей электродинамики. В [1] она решена с помощью представления полей через спектр плоских волн, в [2] данная задача решается с помощью суперпозиции полей ТЕ и ТМ волн и с учетом наличия источника возбуждения тока в проводе. В данной работе предлагается решение, основанное на методе зеркальных изображений для произвольных сред, используя двухкомпонентное представление вектора Герца.

Введем декартову систему координат, в которой плоскость $y=0$ совпадает с поверхностью земли, ось провода расположена в плоскости uoz , в первой среде на высоте h . Радиус провода равен a .

В пространстве вне провода, в средах 1 и 2, должны выполняться волновые уравнения для составляющих вектора Герца Π_y и Π_z . Поскольку $-\infty < x < \infty$, запишем волновое уравнение и граничные условия в Фурье представлении:

$$\frac{\partial \hat{\Pi}_{z1,2}}{\partial y^2} + u_{1,2}^2 \hat{\Pi}_{z1,2} = 0, \quad \tilde{\mathcal{E}}_{a1} \hat{\Pi}_{z1} = \tilde{\mathcal{E}}_{a2} \hat{\Pi}_{z2}, \quad \tilde{\mathcal{E}}_{a1} \frac{\partial \hat{\Pi}_{z1}}{\partial y} = \tilde{\mathcal{E}}_{a2} \frac{\partial \hat{\Pi}_{z2}}{\partial y}, \quad (1)$$

где $u_{1,2} = \sqrt{k_{1,2}^2 - \gamma^2 - p^2}$.

В соответствии с обобщенным методом зеркального изображения решение ищем в следующем виде:

$$\hat{\Pi}_{z1}(y, p) = 2A_1 \left[\frac{e^{i|y-h|u_1}}{u_1} + B \frac{e^{i(y+h)u_1}}{u_1} \right], \quad (2)$$

$$\hat{\Pi}_{z2}(y, p) = 2A_2 C \frac{e^{i|y-h|u_2}}{u_2}, \quad \text{Im}(u_{1,2}) > 0. \quad (3)$$

Постоянные $A_{1,2}$ могут быть выражены через полный ток, протекающий по проводу, находящегося в пространстве без границы раздела сред.

Подставляя (2), (3) в (1) решаем систему двух уравнений с двумя неизвестными, определяем B и C . Выполняя обратное преобразование Фурье получим выражение z -компоненты вектора Герца. Для первой среды, имеем:

$$\Pi_{z1}(x, y, z) = A_1 e^{-izc} \left[H_0^{(1)} \left(g_1 \sqrt{(y-h)^2 + x^2} \right) + \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u_1 - u_2}{u_1 + u_2} \frac{e^{i(y+h)u_1}}{u_1} e^{-ipx} dp \right]. \quad (4)$$

Рассмотрим составляющую вектора Герца Π_y . Также применяя Фурье - преобразование по x , запишем:

$$\frac{\partial^2 \hat{\Pi}_{y1,2}}{\partial y^2} + u_{1,2}^2 \hat{\Pi}_{y1,2} = 0, \quad \tilde{\mathcal{E}}_{a1} \hat{\Pi}_{y1} = \tilde{\mathcal{E}}_{a2} \hat{\Pi}_{y2}, \quad \frac{\partial \hat{\Pi}_{z1}}{\partial z} + \frac{\partial \hat{\Pi}_{y1}}{\partial y} = \frac{\partial \hat{\Pi}_{z2}}{\partial z} + \frac{\partial \hat{\Pi}_{y2}}{\partial y}. \quad (5)$$

Решение уравнения ищем в виде:

$$\hat{\Pi}_{y1,2} = D_1 e^{iu_{1,2}y} + D_2 e^{-iu_{1,2}y}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), находим коэффициенты D_1 и D_2 . Тогда Π_y для первой среды запишется в следующем виде:

$$\Pi_{y1}(x, y, z) = 2A_1 \gamma (\tilde{\mathcal{E}}_{a2} - \tilde{\mathcal{E}}_{a1}) e^{-i\gamma z} \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{iu_1(y+h)}}{(\tilde{\mathcal{E}}_{a2} u_1 + \tilde{\mathcal{E}}_{a1} u_2)(u_2 + u_1)} e^{-ipx} dp. \quad (7)$$

Учитывая (4), (7) и граничное условие $E_z = ZI$ при $r=a$, приходим к дисперсионному уравнению:

$$-A_1 [g_1^2 [H_0^{(1)}(g_1 a) - H_0^{(1)}(g_1 2h)] + \Phi(\gamma)] = Z I_0, \quad (8)$$

где

$$\Phi(\gamma) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2u_1}{u_1 + u_2} \left[g_1^2 - \frac{u_1 \gamma^2 (\tilde{\mathcal{E}}_{a1} - \tilde{\mathcal{E}}_{a2})}{\tilde{\mathcal{E}}_{a2} u_1 + \tilde{\mathcal{E}}_{a1} u_2} \right] \frac{e^{-iu_1 2h}}{u_1} e^{ipx} dp, \quad (9)$$

Z - внутренний импеданс (полное сопротивление) провода.

Анализ модового состава поля в данной системе показывает, что в излучении присутствует магнитная компонента, параллельная проводу. Рассмотрим некоторые особенности её распределения. При малых частотах излучения выражение продольной компоненты магнитного поля в первой среде выражается следующим образом:

$$H_{z1} = \frac{I_0}{\pi a} e^{-i\gamma z} \gamma \frac{g_1}{g_1 + g_2} \cdot \frac{(\tilde{\mathcal{E}}_{a2} - \tilde{\mathcal{E}}_{a1})}{(\tilde{\mathcal{E}}_{a2} g_1 + \tilde{\mathcal{E}}_{a1} g_2)} \cdot \frac{H_0^{(1)'}(g_1 \sqrt{(y+h)^2 + x^2})}{H_0^{(1)'}(g_1 a)} \frac{x}{\sqrt{(y+h)^2 + x^2}} \quad (10)$$

Из (10) следует, что существование продольной компоненты магнитного поля определяется ненулевым значением разности $(\tilde{\mathcal{E}}_{a1} - \tilde{\mathcal{E}}_{a2})$, т.е. присутствием границы раздела.

Если положить $|\mathcal{E}_{a2}| \rightarrow \infty$, то (10) обращается в ноль. Это означает, что чем больше диэлектрическая проницаемость земли, тем меньше величина продольной составляющей магнитного поля.

Из (10) также видно, что при $x=0$ $H_{z1} = 0$, т.е. под проводом продольная компонента магнитного поля имеет нулевой уровень. А численные расчеты показывают, что на расстоянии $\sqrt{2h}$ от плоскости уоз наблюдается максимум.

Список публикаций:

[1] Гринберг Г.А., Бонштэдт Б.Э. Основы точной теории волнового поля линии передачи. ЖТФ, 1954, т.24, вып. 1. С.67-95.

[2] Лавров Г.А., Князев А.С. Приземные и подземные антенны. – М.: Сов. радио, 1965. 472 с.

Исследование микрополосковых моделей фильтров на сверхрешетках с интерфейсом

Волошин Александр Сергеевич

Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН

Беляев Борис Афанасьевич, д. т. н

voloshin_as@mail.ru

Современные технологии получения тонких пленок позволяют изготавливать мультислойные структуры из чередующихся слоев различных материалов (сверхрешетки). В работе [1] было показано, что диэлектрические сверхрешетки можно промоделировать с помощью микрополосковых линий передач (МПЛ) в СВЧ диапазоне. Целью настоящей работы является исследование моделей реальных диэлектрических сверхрешеток, у которых диэлектрическая проницаемость меняется на границах слоев не скачком, а плавно. В связи с этим в данной работе были рассмотрены микрополосковые модели фильтров на сверхрешетках с областью плавного изменения своих диэлектрических свойств, называемой "интерфейс" (рис.1). В микрополосковой технике конструкции с плавным изменением волнового сопротивления уже подробно рассматривались [2]. В настоящей работе были рассмотрены разновидности микрополосковой модели, состоящей из трех регулярных микрополосковых резонаторов (МНР). Волновое сопротивление таких линий передач варьировалось путем изменения ширины полоскового проводника. Задача данной работы заключалась в исследовании влияния изменения ширины полоскового проводника на амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) микрополосковых моделей.

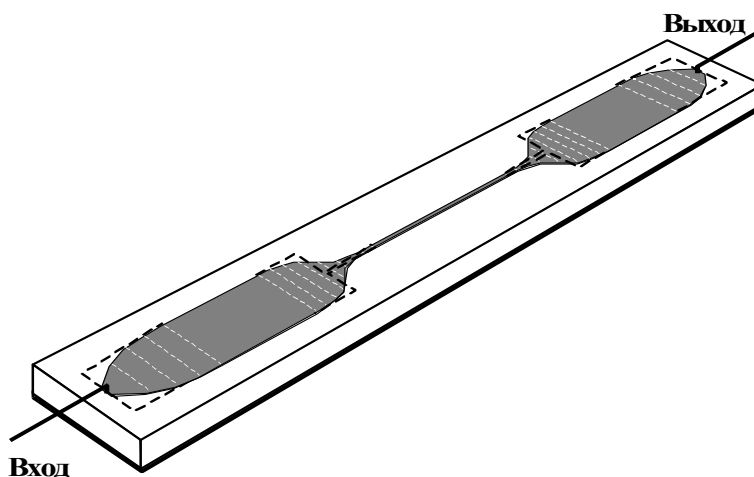


рис.1

Были рассмотрены микрополосковые модели с интерфейсом на границах соседних МНР, на границах крайних МНР с подводящими линиями передач и с интерфейсом, сочетающим оба этих вида (рис.1). Изменение ширины полоскового

проводника в интерфейсах рассматриваемых моделей описывалось линейной и степенной ($y=x^n$, при $n=2$ и 0.5) функциями, уравнением эллипса, тригонометрическим синусом и эллиптическим синусом. Все теоретические исследования проводились в квазистатическом приближении с помощью пакета для проектирования СВЧ-устройств Microwave Office v. 4.02. Расчет всех моделей производился исходя из геометрических параметров микрополосковой модели-прототипа, показанной пунктиром на (рис.1). В процессе моделирования область интерфейса разбивалась на отрезки регулярных или сужающихся нерегулярных МПП. Число разбиений составляло от 3 до 9. Для удобства сравнения исследуемых моделей друг с другом все модели настраивались как полосно-пропускающие фильтры на центральную частоту $f_0 = 3$ ГГц с одинаковой относительной шириной полосы пропускания $\Delta f_3/f_0=40\%$.

Для подтверждения полученных результатов была изготовлена экспериментальная конструкция микрополосковой модели полосно-пропускающего фильтра, настроенного на частоту $f_0 = 3.2$ ГГц с относительной шириной полосы пропускания $\Delta f_3/f_0=40\%$. На (рис.2) точками показаны результаты измерений прямых и обратных потерь такого фильтра. Линиями – соответствующие кривые для модели, в которой использовались реальные конструктивные параметры микрополосковой структуры, измеренные на оптическом микроскопе после ее изготовления.

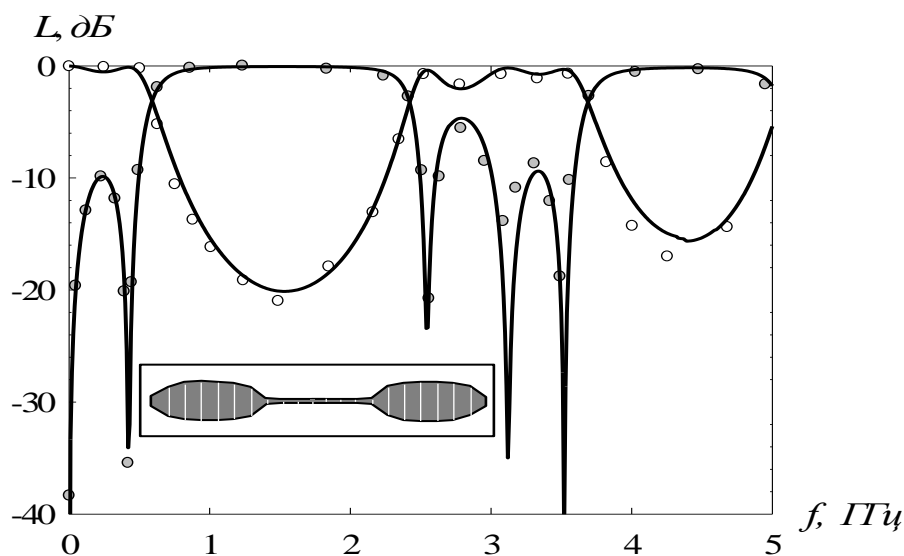


рис.2

Хорошее согласие эксперимента с численным расчетом позволяет сказать о том, что данный способ моделирования фильтров на сверхрешетках с учетом интерфейса может быть использован в дальнейшем для создания фильтров на основе диэлектрических сверхрешеток с заданными свойствами в заданном диапазоне частот.

Список публикаций:

- [1] Беляев Б. А., Волошин А. С. Исследование микрополосковых моделей сверхрешеток //Материалы всероссийской научно-практической конференции "Электронные средства и системы управления", Томск, ТУСУР, 2003 – с. 75 - 78.
 [2] Беляев Б. А., Лексиков А. А., Шихов Ю. Г., Алексеева Н. В., Сергиенко П. Н.// Электромагнитные волны и электронные системы, №1, т. 6, 2001, - с. 35 - 42.

Моделирование и экспериментальное исследование мобильных радиоканалов

Дроган Юрий Владимирович

Барабашов Евгений Борисович

Ростовский государственный университет

Иванов Виктор Николаевич, к.ф.-м.н.

drogan@addsite.ru

Интенсивное развитие сетей мобильной радиосвязи делает актуальной задачу оптимизации территориального планирования с учетом мест размещения базовых станций, выбора типа, высоты подвеса и ориентации антенн. Решение этой задачи возможно только при использовании корректных алгоритмов расчета (прогнозирования) характеристик распространения радиоволн, учитывающих особенности распространения и прошедших экспериментальное тестирование.

На кафедре радиофизики РГУ при участии авторов был разработан алгоритм, включающий:

- эмпирико-статистическую двумерную модель с адаптацией (коррекцией) к местным условиям распространения;
- модели Дейгоута и модифицированной геометрической теории дифракции для учета многократной дифракции;
- рекомендации МККР (ITU-R) по учету влияния растительности;
- учет трехмерной дифракции радиоволн на зданиях.

На основании этого алгоритма было создано программное обеспечение (ПО) расчета зон покрытия в диапазоне 100...2000 МГц. Входными данными для ПО служат:

- картографическая информация о рельефе, застройке, растительности;
- координаты подвижного и стационарного пунктов;
- мощности передатчиков;
- параметры антенн и антенно-фидерных трактов.

Программное обеспечение было апробировано во время специального эксперимента на частотах 145МГц и 430МГц. Во время эксперимента передатчик работал в режиме непрерывного излучения (нажатия), а на подвижном приемном объекте регистрировались на компьютере каждые 0.15 секунд уровень сигнала и местоположение. Предварительно приемно-передающий тракт калибровался на трассах прямой видимости.

В результате собрана большая база значений уровня сигнала на удалении от 100 м до 2,5км. от передатчика с шагом 1-2 метра. Общее количество точек на каждом этапе эксперимента составляло 10 -15 тысяч.

При предварительной обработке пространственно-временные ряды подвергались усреднению с целью исключения быстрых флуктуаций. Для этого уровни сигнала

переводились в линейный масштаб. Далее определялись скользящие средние значения на интервале примерно 6 длин волн.

Для сравнения измеренных и прогнозируемых значений поля с помощью разработанного метода были рассчитаны с учетом условий эксперимента пространственно-временные ряды уровня сигнала.

Далее были получены среднеквадратичные отклонения измеренных и усредненных значений уровня сигнала по всему циклу измерений на каждой частоте, характеризующие пространственно-временные флуктуации. Их значения приведены в таблице. При этом максимальные отклонения от средних значений находились в интервале +6...-20 дБ. Дополнительно для сравнения пространственные зависимости уровней поля рассчитывались широко распространенным методом Окамура-Хата.

	Число отсчетов	По ПО РГУ		По методу Окамура-Хата	
		ΔP_{cp} , дБ	СКО (дБ)	ΔP_{cp} , дБ	СКО (дБ)
1	20 791	0.22	6.8	9.3	12.6
2	13 184	1.9	7.2	12.7	15.7
3	13 152	0.3	6.12	13.0	17.2

Здесь ΔP_{cp} - среднеарифметическая погрешность в дБ, СКО – среднеквадратичная погрешность в дБ.

В результате эксперимента получена большая база экспериментальных данных по уровням с привязкой к картографическим данным. База данных представляет пространственно-временные зависимости уровня сигнала, полученные в условиях калиброванного приемо-передающего тракта и может применяться для тестирования алгоритмов расчета радиотрасс.

По результатам сопоставления измеренных и рассчитанных с помощью разработанного ПО средних значений уровня сигнала на частотах 144 МГц и 430 МГц сделан вывод, что ПО обеспечивает точность расчета со среднеквадратичной погрешностью не более 10 дБ. В то же время величина СКО при использовании стандартного статистического метода Окамура-Хаты достигает в этих же условиях 17 дБ.

Регулятор температуры

Дудин Сергей Иванович

Пермский государственный университет

dudin_serj@rambler.ru

Целью данной работы является создание регулятора температуры, используемого в установке по ядерному квадрупольному резонансу. Регулятор температуры используется для стабилизации температуры образца, помещаемого в систему термостатирования (термостат) с масляным охлаждением. Установка применяется для

исследования композиционных материалов на полимерной основе. Изучаются процессы релаксации внутренних напряжений в композитах методом ЯКР.

Рассматриваемый регулятор температуры относится к системам автоматического управления. Как известно из [1], такие системы делятся на замкнутые, разомкнутые и комбинированные. В данном регуляторе применена замкнутая система автоматического управления (рис.1) – такая система, в которой для формирования управляющего воздействия используется информация о действительном значении управляющей величины.

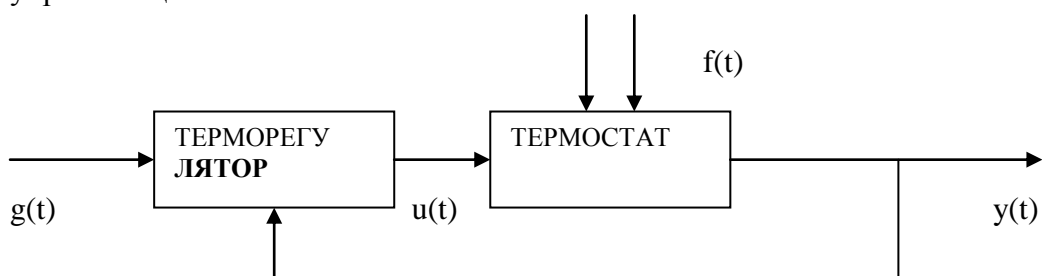


рис.1

Согласно [1], любая система автоматического управления состоит из управляющего устройства и объекта, которым необходимо управлять. В качестве устройства управления в данном случае выступает регулятор температуры, обеспечивающий постоянство температуры исследуемого образца в термостате, объектом же управления является собственно термостат. В основе работы такой системы лежит принцип измерения отклонения (принцип обратной связи). Он состоит в том, что требуемое значение температуры, заданное задающим воздействием $g(t)$, сравнивается с её действительным значением $y(t)$ – тем значением температуры, которое необходимо поддерживать постоянным. Информация об отклонении температуры от её требуемого значения используется терморегулятором для формирования управляющего воздействия $u(t)$ на термостат. Цепь, по которой информация о температуре, передаётся с выхода термостата на вход терморегулятора, называется главной обратной связью автоматической системы. Так как отклонение управляемой величины $y(t)$ от её заданного значения $g(t)$ происходит под действием внешних возмущающих воздействий $f(t)$, информацию об отклонении её можно рассматривать как косвенный метод приобретения информации об этих воздействиях.

В результате проделанной работы можно сделать следующие выводы:

1. Был рассчитан и разработан регулятор пропорционально – интегрально – дифференциального типа.

2. Применение в данной работе регулятора пропорционально - интегрально-дифференциального типа позволило увеличить точность по сравнению с используемым до этого ранее регулятором пропорционального типа, добавив интегрирующее и дифференцирующее звенья.

Список публикаций:

[1]. Основы автоматического управления. М. Воениздат, 1972.

Трехмерный электронный поток в скрещенных полях со сложной геометрией пространства взаимодействия

Евдокимов Роман Александрович

Волгоградский Государственный Технический Университет

Шеин Александр Георгиевич, д.ф.-м.н

era@vlink.ru

Проблема разработки СВЧ генераторов и усилителей М-типа с заданными параметрами, в современных условиях представляется важной. При этом расчет приборов требует построения простой, но достаточно точно отражающей реальные процессы модели. Известно, что такие приборы обладают достаточно высоким уровнем шума, однако удовлетворительного объяснения этого явления до сих пор нет.

Все модели, описывающие взаимодействие электронного потока с электромагнитными волнами предполагают наличие ламинарного потока на входе в пространство взаимодействия, что не соответствует реальным приборам. А известно, что электронный поток является средой, имеющей собственные частоты неустойчивостей и основным источником шума в потоке является хаотическое движение электронов под действием сил пространственного заряда.

Для расчета силы действующей на частицу со стороны остальных частиц, возможно использование различных численных методов, но по своей сущности они сводятся к двум основным - сеточному методу с различными его вариациями и методу "частица-частица".

Первый метод основан на разбиении всего пространства взаимодействия на отдельные ячейки, и расчет полей пространственного заряда сводится к определению сил, действующих между теми группами электронов (крупных частиц), которые попали в ту или иную ячейку сетки с использованием различных способов размещения частиц или в узлах сетки, или размазыванием их по площади ячейки.

Второй метод основан на прямом определении сил Кулона, действующих между крупными частицами, расположенными в местах их локализации в данный момент времени.

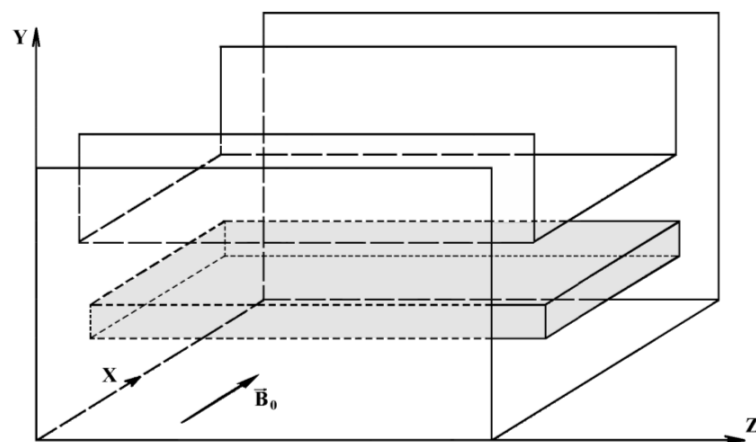


рис. 1

На основе двумерной модели рассматривается возможность использования этих методов при расчете потоков. Описан переход от двумерной модели к трехмерной системе плоского диода, и показана необходимость использования сложной геометрии пространства взаимодействия.

В основу геометрии трехмерной модели положена структура пространства взаимодействия, характерная для ламп бегущей волны М-типа сантиметрового диапазона длин волн (см. рис.1).

Приведены аналитические и численные способы расчета неоднородного электростатического поля в сечении перпендикулярном направлению движения электронного потока.

В результате расчетов получена трехмерная структура потока (см. рис.2). На ее основе можно сделать выводы об изменении формы потока, об изменении внутренней структуры потока при его движении, о влиянии различных параметров на эволюцию пучка. Видно, что в результате сложного хаотического движения электронов внутренняя структура пучка неоднородна, что может значительно влиять на шумовые характеристики.

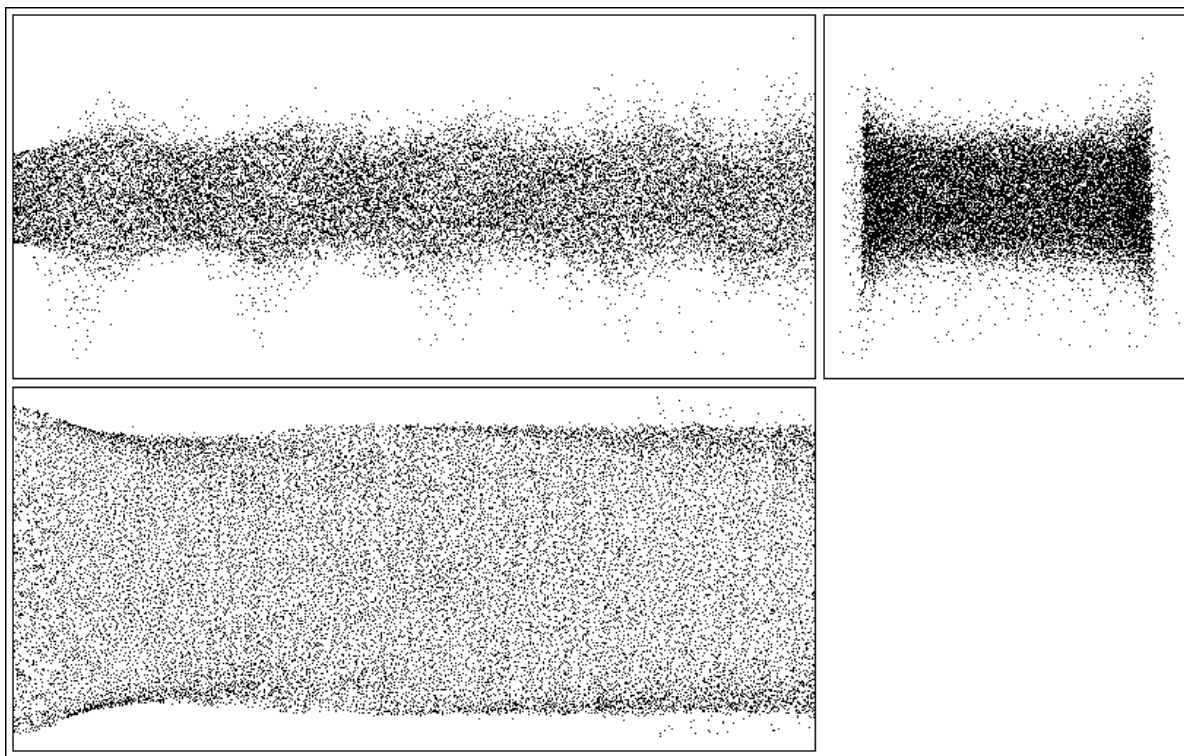


рис. 2

Предлагаемая модель относительно проста с физической точки зрения и с точки зрения машинной реализации, но достаточно точно описывает нелинейные процессы в электронном потоке. В рамках данной модели подробно изучено влияние сил пространственного заряда на поведение пучка электронов в скрещенных полях.

Зонный спектр электромагнитных волн в периодической структуре ферромагнетик-диэлектрик

Елисеева Светлана Вячеславовна

Ульяновский государственный университет

Семенцов Дмитрий Игоревич, д.ф.-м.н

yeliseyeva@bk.ru

Анализ особенностей распространения электромагнитных волн в многослойных периодических структурах, созданных на основе различных материалов, на протяжении многих лет вызывает пристальное внимание исследователей. Наиболее перспективными материалами для создания периодических структур с точки зрения эффективного управления их свойствами являются полупроводники и магнетики, используемые в качестве активных слоев, легко изменяющих свои характеристики в электрических и магнитных полях. Одной из важнейших характеристик периодической структуры является её зонный спектр собственных волн.

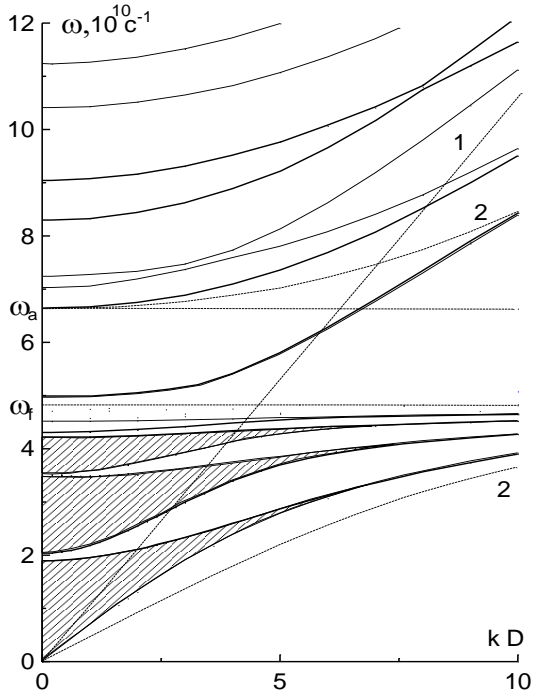
В работе рассматривается периодическая структура, состоящая из слоев ферромагнетика толщиной d_1 , разделенных немагнитными прослойками толщиной d_2 и помещенная в магнитное поле, волна распространяется вдоль границ раздела слоев в плоскости XOY , k -константа распространения вдоль оси OY , внешнее подмагничивающее поле \mathbf{H} ориентировано вдоль оси OX . Ось OZ направлена перпендикулярно границам раздела слоев. Высокочастотные свойства магнитных слоев описываются магнитной проницаемостью, которая, в общем случае, является тензорной характеристикой. Для выбранных системы координат и направления подмагничивающего поля отличные от нуля компоненты магнитной проницаемости кубического магнетика с кристаллографическими осями типа $[100]$, совпадающими с координатными осями, в пренебрежении магнитной релаксацией имеют следующую частотную зависимость:

$$\mu_{yy} = \mu_{zz} = 1 + \frac{\omega_M \omega_H}{\omega_H^2 - \omega^2}, \quad \mu_{yz} = -\mu_{zy} = \frac{i \omega \omega_M}{\omega_H^2 - \omega^2} \quad (1)$$

а $\mu_{xx} = 1$. Здесь параметры $\omega_M = 4 \pi \gamma M$, $\omega_H = \gamma H_{ef}$, где M - намагниченность насыщения, H_{ef} - эффективное магнитное поле, в общем случае являющееся суммой внешнего подмагничивающего поля, полей анизотропии и межслойной связи, γ - магнитомеханическое отношение. В отношении электрических свойств магнетик является изотропной средой, поэтому тензор диэлектрической проницаемости имеет диагональный вид с компонентами ε_f . Для слоев диэлектрика тензоры диэлектрической и магнитной проницаемости будем считать также диагональными с соответствующими компонентами ε_d и μ_d .

Дисперсионное соотношение для электромагнитных волн в безграничной среде, состоящей из периодического повторения слоев магнетика и диэлектрика, получается из решения граничной задачи с учетом блоховских условий периодичности и имеет следующий вид:

$$\cos Dv_{ef} = \cos v_f d_1 \cos v_d d_2 - \frac{\mu_d}{2\mu_{\perp}} \left(\frac{\mu_{\perp}^2 v_d}{\mu_d^2 v_f} + \frac{v_f}{v_d} - \frac{k^2}{v_f v_d} \frac{\mu_{yz}^2}{\mu_{zz}^2} \right) \sin v_f d_1 \sin v_d d_2, \quad (2)$$



где v_{ef} - поперечная компонента волнового вектора распространяющейся в структуре волны, играющая роль блоховского волнового числа в направлении оси OZ , $v_f^2 = k_o^2 \epsilon_f \mu_{\perp} - k^2$ и $v_d^2 = k_o^2 \epsilon_d \mu_d - k^2$ - поперечные компоненты волнового вектора в каждом из слоев, где эффективная магнитная проницаемость магнитных слоёв $\mu_{\perp} = \mu_{yy} - \mu_{yz} \mu_{zy} / \mu_{zz}$, период структуры $D \approx \lambda$. В данном случае управляемой полем является собственная ТЕ волна, для неё зонная структура спектра с учетом эффектов запаздывания приведена на рисунке. Зоны, в которых происходит распространение волн - разрешенные зоны расположены между значениями блоховского волнового числа $v_{ef} D = 2\pi N$ (тонкие линии) и

$v_{ef} D = \pi(2N + 1)$ (толстые линии), $N = 0, 1, \dots$ и т.д., на рисунке первые три зоны заштрихованы. При приближении к частоте ферромагнитного резонанса $\omega_f = \sqrt{\omega_H(\omega_H + \omega_M)}$, где $\mu_{\perp} \rightarrow \infty$ оптические длины слоев ферромагнетика стремятся к бесконечности, что приводит к быстрым осцилляциям тригонометрических функций в дисперсионном соотношении и образованию многочисленных зон пропускания и непропускания; на частоте антирезонанса $\omega_a = \omega_H + \omega_M$ имеет место $\mu_{\perp} = 0$. Прямая $v_d = 0$ на рисунке обозначена единицей, $v_f = 0$ - двойкой. Выше прямой 1 v_d принимает действительные значения, ниже мнимые; v_f принимает действительные значения в области частот $\omega > \omega_a$ и $\omega < \omega_f$ выше кривой 2, в остальных областях мнимые. Действительным значениям параметров v_d и v_f соответствуют объемные волны, мнимым v_d и v_f - поверхностные волны, локализуемые на границах раздела сред. В областях, где действительны и v_d и v_f волны являются объемными со стороны обеих сред, в областях, где действительно либо v_d , либо v_f объемными со стороны соответствующей среды и поверхностными со стороны другой среды. В области частот $\omega_f < \omega < \omega_a$ наблюдается одна разрешенная зона.

Таким образом, внешнее подмагничивающее поле определяет все характерные частоты спектра, изменяя его величину, мы можем управлять процессом образования зон. В реальной структуре на образование зон должны оказывать влияния диссипативные процессы. Если предположить, что наиболее узкая запрещенная или разрешенная зона может быть порядка частоты магнитной релаксации. Ширина полос

пропускания по частоте не может превышать частоту магнитной релаксации ω_r , следовательно, вблизи ω_f образуется полоса с шириной порядка ω_r , в которой затухание волн будет велико.

Исследование фазового перехода вода-лед радиофизическим методом

Зинич Дмитрий Валерьевич

Томский государственный университет

Суляев Валентин Иванович к.ф.-м.н

zdv @rambler.ru

Классификацию фазовых переходов ввел Эренфест. Он предложил ввести понятие порядка перехода, которая основана на разложении функции $(T+dT, P+dP)$ в ряд Тейлора по степеням dT и dP . Если отличны от нуля члены первого порядка, то имеет место фазовый переход первого рода. Если члены первого порядка обращаются в нуль вдоль кривой равновесия фаз, а отличны от нуля члены второго порядка, то имеет место фазовый переход второго рода и так далее. Причиной существования различных фаз является баланс кинетической (тепловой) энергии молекул и энергии их взаимодействия. При нагревании твердого тела кинетическая энергия молекул возрастает, увеличивается расстояние между ними, в соответствии с законом Кулона ослабевает их взаимодействие. Когда температура достигает критического значения, происходит плавление. Появляется новая фаза - жидкая. Осуществляется фазовый переход. При дальнейшем нагреве образовавшейся жидкости до следующей критической температуры происходит переход жидкости в газ. И так далее. Все упомянутые фазовые переходы обратимы, то есть при снижении температуры система повторит весь переход из фазы в фазу в обратном порядке. Важным моментом является возможность сосуществования фаз и взаимный переход при любой температуре.

Изменение агрегатного состояния воды: плавление-затвердевание относится к фазовым переходам первого рода. Этот переход характеризуется:

- скачкообразным изменением значений характеристических функций и физических свойств системы;
- тем, что первые производные характеристических функций и свойств системы (теплоемкость, вязкость, плотность, энтропия, энтальпия, изобарно-изотермический потенциал и т.д.) по физическим параметрам (температура, давление, химический потенциал, магнитное, электрическое, акустическое поле, гетерогенная поверхность и т.д.) равны нулю или имеют разрыв;
- наличием области метастабильного состояния.

Известно, что значения статической диэлектрической проницаемости воды и льда в точке фазового перехода различны - у льда оно выше, чем у жидкой воды. Это связано с тем, что структура льда отличается от структуры жидкой воды большей упорядоченностью, молекулы в меньшей степени подвержены тепловому движению, поэтому они легче ориентируются по направлению электрического поля. Отличие структуры проявляется и во взаимодействии с электромагнитным полем, поскольку подвижность молекулярных образований для этих структур существенно различается. Частотные зависимости диэлектрической проницаемости жидкой воды и льда

различаются расположением областей релаксации: для воды она находится в микроволновой области радиочастот, а для льда на несколько порядков ниже.

Следует предположить, что при замерзании воды и таянии льда должны наблюдаться значительные изменения электродинамических характеристик измерительной ячейки, в которой размещается исследуемый образец.

Нами проведено наблюдение за изменением частоты и добротности нерегулярного микрополоскового резонатора в температурном интервале -10°C – $+5^{\circ}\text{C}$, заполненным деионизованной водой. Исследования производились на автоматизированном радиоспектроскопе, основой которого являются панорамные измерители КСВн и персональный компьютер. Температура устанавливалась испарением жидкого азота и регулировалась нагревательными элементами. Измерение температуры осуществлялась терморезистором, который закреплялся на массивной металлической плате, служившей основанием для измерительной ячейки, посредством измерения его сопротивления измерительным мостом Е7-8. Терморезистор калибровался градусником с ценой деления $0,2^{\circ}\text{C}$. Температурная зависимость сопротивления терморезистора достаточно хорошо описывается экспоненциальной функцией. Погрешность измерения температуры не превышала $0,5^{\circ}\text{C}$.

Качество используемого образца контролировалось измерением проводимости. Использовалась деионизованная вода с проводимостью $\sigma=(2-4)*10^{-4}$ См/м.

Измерения производились на четырех резонаторах с собственными частотами 480, 640, 860 и 940 МГц.

Отмечено, что в области фазового перехода наблюдается резкое изменение частоты резонатора и его добротности, что связано с изменением величин обеих составляющих комплексной диэлектрической проницаемости $\epsilon^*=\epsilon' - i\epsilon''$ из-за смещения области релаксации в низкочастотный диапазон при замерзании, и возвращения этой области в микроволновой участок длин волн при плавлении.

Отмечено также, что при понижении температуры фазовый переход смещается в область отрицательных температур, то есть наблюдается переохлаждение жидкости. При смене направления изменения температуры от низких к высоким обнаружен гистерезис, характерный для фазовых переходов первого рода. Возможно, это объясняется наличием поверхностного жидкостного слоя, предсказанного Фарадеем, который возникает задолго до достижения температуры плавления на поверхности льда.

При увеличении роста частоты электромагнитного излучения отмечается рост температуры замерзания воды. Этот эффект может быть связан с образованием зародышей новой фазы, появление которых стимулируется воздействием электромагнитного излучения с диполями воды. Это взаимодействие становится более интенсивным по мере приближения к области диэлектрической релаксации жидкой воды, когда движение диполей под действием электромагнитного поля становится все более интенсивным. В этом случае происходит нарушение динамического равновесия в кластерной структуре, существовавшего в "невозмущенной" воде. Кластеры распределены по определенному закону в соответствии с термодинамическим состоянием системы. Конкурентное действие сил Кулоновского взаимодействия и теплового движения частиц приводит к колебательному движению частицы вокруг положения равновесия. Переменное электромагнитное поле будет стремиться

изменить траекторию движения частиц, способствуя образованию областей с различной степенью подвижности, создавая тем самым турбулентное движение в различных областях жидкого образца.

Эти турбулентности могут послужить зародышами новой фазы, ускоряя процесс замерзания жидкой воды. Вероятно, поэтому и наблюдается уменьшение области существования переохлажденной жидкости при повышении частоты электромагнитного излучения.

Вероятно, эффект воздействия электромагнитного излучения возрастет с приближением частоты к области диэлектрической релаксации воды, которая при 0°C находится около 17 ГГц.

Фазоформирующее и фазометрическое устройство на поверхностных акустических волнах

Кадыров Флорит Фирдаусович

Казанский Государственный Университет

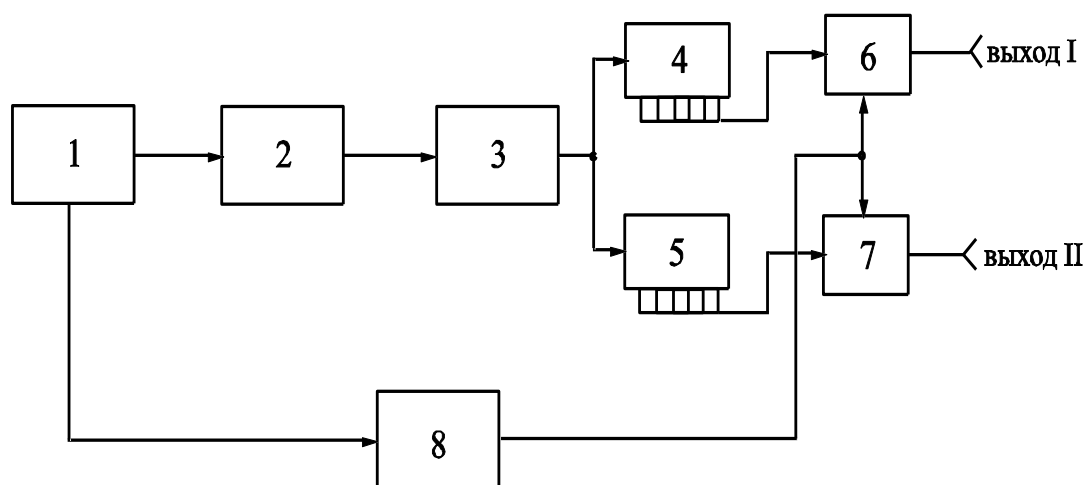
Христофоров Анатолий Владиславович, к.ф-м.н

Florit.Kadyrov@mail.ru

Преимущество топологических методов формирования электрических характеристик устройств, перед схемотехническими, наиболее наглядно проявляется в устройствах на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

Задача настоящей работы состояла в разработке устройств формирования пар радиоимпульсов с регулируемой сдвигом фаз и измерения разности фаз при помощи многоотводных линий задержки на ПАВ (изготовлены “ОФП ПИК” г. Санкт–Петербург). Такие устройства применяются в системах управления излучающих и приемных фазированных антенных решеток.

Рабочий вариант структурной схемы формирователя пары радиоимпульсов с регулируемой сдвигом фаз приведен ниже.



Генератор радиоимпульсов (3) возбуждает двухканальную многоотводную линии задержки (МЛЗ) (4,5). Выходные секции (4, 5) МЛЗ сигнального канала имеют

закономерно изменяющийся сдвиг от $-\lambda_0/2$ до $+\lambda_0/2$ по отношению к секциям опорного канала. Вызываемый этим смещением сдвиг фазы несущей сигнальных радиоимпульсов ступенчато меняется. На выходах МЛЗ формируются пачки радиоимпульсов. Для выбора из этих пачек пары радиоимпульсов с заданным сдвигом фазы используется ступенчатая линия задержки (2), схема постоянной задержки (8) и двухканальные стробирующие каскады (6, 7). Тактовый генератор (1) служит для синхронизации всех узлов схемы.

Принцип действия фазометрического устройства основан на последовательном сравнении фаз высокочастотного заполнения радиоимпульсов. Для этого используются аналогичные двухканальные МЛЗ со ступенчатым пространственным сдвигом секций в выходном канале. При подаче на вход фазометрического устройства двух радиоимпульсов, имеющих произвольный сдвиг фаз Ψ с каждой m -й пары электродных решеток последовательно снимается суммарный электрический сигнал.

В результате электрического суммирования на электродах выходного преобразователя наблюдается минимум огибающей выходного сигнала из-за взаимной компенсации несущих колебаний радиоимпульсов при сдвиге фаз между ними, равном π .

При известном временном положении минимума t_m , фазовый сдвиг несущих колебаний входных радиоимпульсов определяется из выражения:

$$\Psi = E[(t_m - t_o)(t_o + \tau_p)]\Delta\varphi,$$

где E – символ выделения целой части числа, t_o – начальная задержка выходного сигнала, τ_p – длительность выходных импульсов, $\Delta\varphi$ – приращение сдвига фаз, соответствующее шагу ступенчатого отсчета. Таким образом, горизонтальная шкала на экране осциллографа может быть проградуирована в единицах измерения фазового сдвига.

В результате проделанной работы были сконструированы рабочие макеты фазоформирующих и фазометрических схем и проведены пробные измерения. Схемы обеспечивают требуемые характеристики и соответствуют своим функциональным назначениям.

Обобщение метода собственных волн на случай киральной бигиротропной среды.

Костюк Леонид Юрьевич

Томский государственный университет

Мещеряков В.А. к. ф.-м. н.

leonid@indorsoft.ru

Решение задачи о распространении собственных электромагнитных волн в регулярном прямоугольном волноводе с прямоугольными на поперечном сечении включениями. Применен метод собственных волн, который обобщен для случая, когда среда включений обладает одновременно и киральными и бигиротропными свойствами.

Для решения поставленной задачи методом собственных волн запишем уравнения Максвелла в терминах виртуальных токов \mathbf{j} и $\tilde{\mathbf{j}}$ [1]:

$$\text{rot } \tilde{\boldsymbol{\psi}} = \tilde{\mathbf{s}}_b \boldsymbol{\psi} + \mathbf{j} \quad (1)$$

где $\boldsymbol{\psi}$ и $\tilde{\boldsymbol{\psi}}$ - нормированные комплексные амплитуды векторов напряженности электрического и магнитного полей, $\tilde{\mathbf{s}}_b = \tilde{\boldsymbol{\epsilon}}_b, \tilde{\tilde{\mathbf{s}}}_b = \tilde{\boldsymbol{\mu}}_b$ - диэлектрическая и магнитная проницаемости пустого волновода, умноженные на единичный тензор. В свою очередь: $\boldsymbol{\psi} = i\mathbf{E}$, $\tilde{\boldsymbol{\psi}} = \rho_0 \mathbf{H}$, $\rho_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$, $i = \sqrt{-1}$. Используется также нормированная прямоугольная система координат: $\mathbf{r}_{\text{норм.}} = \mathbf{r} \cdot k_0$, $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$. Второе уравнение Максвелла получается из приведенного путем замены переменных со знаком тильда на аналогичные без этого знака, и наоборот (принцип перестановочной двойственности).

Виртуальные токи с учетом материальных соотношений для киральной бигиротропной среды

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \epsilon_0 \tilde{\boldsymbol{\epsilon}} \mathbf{E} + (u - iv) \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \mathbf{H}, \\ \mathbf{B} &= \mu_0 \tilde{\boldsymbol{\mu}} \mathbf{H} + (u - iv) \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \mathbf{E}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\tilde{\boldsymbol{\epsilon}}, \tilde{\boldsymbol{\mu}}$ - тензоры относительной диэлектрической и магнитной проницаемости среды, u, v - параметры невязимности и киральности, выражаются следующим образом:

$$\mathbf{j} = (\tilde{\mathbf{s}} - \tilde{\mathbf{s}}_b) \boldsymbol{\psi} + w \tilde{\boldsymbol{\psi}}, \quad (3)$$

где $w = v - iv$, $\tilde{w} = v + iv$, $\tilde{\mathbf{s}} = \tilde{\boldsymbol{\epsilon}}, \tilde{\tilde{\mathbf{s}}} = \tilde{\boldsymbol{\mu}}$.

Разлагая искомые поля по базису собственных волн пустого волновода $\boldsymbol{\psi}_n$ и $\tilde{\boldsymbol{\psi}}_n$, получим:

$$\boldsymbol{\psi} = \sum_{n=1}^{\infty} (C_n \boldsymbol{\psi}_n + C_{-n} \boldsymbol{\psi}_{-n}) - \tilde{\mathbf{s}}_b^{-1} \mathbf{j}^l, \quad (4)$$

где векторы \mathbf{Q} и, соответственно, $\tilde{\mathbf{Q}}$ - суперпозиции базисных функций, C_n и C_{-n} - коэффициенты для прямых и обратных базисных волн соответственно, а \mathbf{j}^l - продольная составляющая виртуального тока. Применение к этому выражению условий ортогональности позволяет получить систему уравнений для коэффициентов разложения полей в виде:

$$\frac{\partial C_{\pm n}}{\partial z} \mp \frac{1}{N_n} \int_S (\mathbf{j} \boldsymbol{\psi}_{\pm n} + \tilde{\mathbf{j}} \tilde{\boldsymbol{\psi}}_{\pm n}) dS = 0, \quad (5)$$

где N_n - норма n -й базисной функции, а интеграл берется по поперечному сечению волновода S .

Виртуальные токи, присутствующие в подынтегральном выражении (5), можно выразить через базисные волны, решая совместно уравнения (3) и (4):

$$\mathbf{j} = \mathbf{T} \mathbf{Q} + t \tilde{\mathbf{Q}}, \quad (8)$$

где \mathbf{T} и t - тензоры связи.

Найдем тензоры связи T и t для сложной среды. В случае, когда вектор намагниченности совпадает с осью OY , тензоры диэлектрической и магнитной проницаемости имеют вид [2]:

$$\vec{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \varepsilon & 0 & i\varepsilon_a \\ 0 & \varepsilon_{\parallel} & 0 \\ -i\varepsilon_a & 0 & \varepsilon \end{bmatrix}, \quad \vec{\mu} = \begin{bmatrix} \mu & 0 & i\mu_a \\ 0 & \mu_{\parallel} & 0 \\ -i\mu_a & 0 & \mu \end{bmatrix} \quad (9)$$

Введем следующие обозначения:

$$\alpha = \left(\tilde{s} - \tilde{s}_b - w\tilde{w}(\tilde{s} - \tilde{s}_b)^{-1} \right)^{-1}, \quad (10)$$

$$\beta = \alpha w(\tilde{s} - \tilde{s}_b)^{-1} \cdot (\tilde{\alpha} + L)^{-1}, \quad (11)$$

где $L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/s_b \end{bmatrix}$, а тензоры $\tilde{\alpha}$, $\tilde{\beta}$ и \tilde{L} получаются из (10-11) по принципу

перестановочной двойственности.

Тогда тензоры связи имеют вид:

$$T = \left(\alpha + L - \beta\tilde{\alpha}\tilde{w}(\tilde{s} - \tilde{s}_b)^{-1} \right)^{-1}, \quad t = T \cdot \beta. \quad (12)$$

Или в явном виде:

$$T = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \Delta(s - s_b) - \tilde{s}s_a^2 & 0 & i\tilde{s}s_a s_b \\ 0 & \Delta(s_{\parallel} - s_b) & 0 \\ -i\tilde{s}s_a s_b & 0 & s_b(\Delta - s_b\tilde{s}) \end{bmatrix}, \quad t = \frac{w}{\Delta} \begin{bmatrix} \Delta + s_a\tilde{s}_a & 0 & -is_a\tilde{s}_b \\ 0 & \Delta & 0 \\ is_a\tilde{s}_b & 0 & s_b\tilde{s}_b \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где $\Delta = s\tilde{s} - w\tilde{w}$.

Таким образом, метод собственных волн, применявшийся ранее только для скалярных, гиротропных либо киральных сред, обобщен для случая среды, обладающей одновременно и киральными и бигиротропными свойствами.

Список публикаций:

[1] Костюк Л.Ю., Мещеряков В.А., Мудров А.Е. Метод собственных волн для моделирования электромагнитных процессов в волноведущих структурах с заполнением биизотропными средами // Изв. вузов. Физика. - 2002. - №6. - С.75-81.

[2] Микаэлян А. Л. Теория и применение ферритов на сверхвысоких частотах. Госэнергоиздат, 1957.

Исследование погрешности пеленгационных измерений от точности реализации элементов антенных решёток и длин фидеров

Кротков Дмитрий Валерьевич

Ботов В.А, Кренев Е.А.

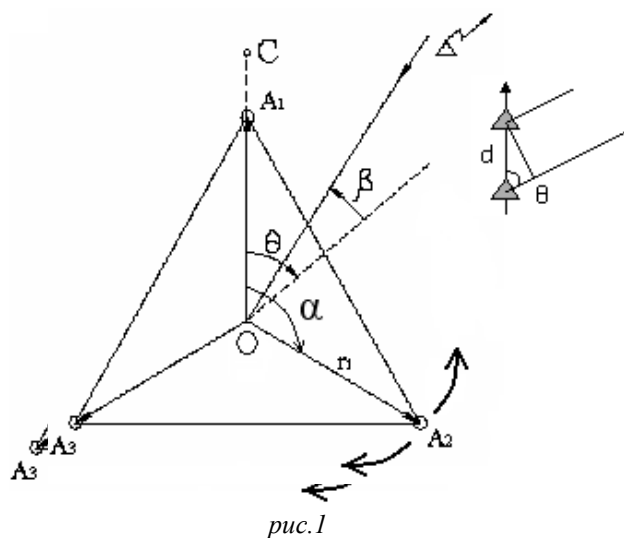
Ярославский Государственный Университет им. П. Г. Демидова

Кренёв Александр Николаевич, к.т.н

krotkovdima@yandex.ru

Антенные системы радиопеленгаторов являются датчиками электромагнитных полей, по структуре которых определяется направление прихода радиоволны, т.е. пеленг на источник излучения. Точность работы пеленгатора во многом зависит от правильного выбора и точности реализации геометрии антенной системы, что и определяет актуальность работы. Предметом исследований является разработанная антенна пеленгатора, реализующего метод фазового интерферометра. [1], [2].

$$\Delta\Phi(\theta) = 2\pi \frac{d}{\lambda} \cos\theta \quad (1)$$



Структура антенной решётки, состоящая из N ненаправленных антенн, определяет величины фазовых задержек $\Delta\Phi_{n_1, n_2}$ между соответствующими частотными составляющими пар сигналов, принятых всевозможными парами антенн.

Минимальное количество элементов антенной решетки, необходимое для однозначного пеленгования равно трем. Реализованная нами стационарная пеленгационная антенна состоит из трёх ярусов с количеством диполей на каждом ярусе равном трем. Рабочий диапазон частот 30 – 1000 МГц разбит на три поддиапазона [1].

Разность фаз радиосигналов, принимаемая любой парой антенн определяется выражением (2):

$$\Delta\Phi_{n_1, n_2} = \Phi_{n_1}(t) - \Phi_{n_2}(t) , \quad (2)$$

где $n_1 = 1, 2, 3; n_2 = 1, 2, 3; n_1 \neq n_2;$

$\Phi_{n_1, n_2}(t)$ – фаза спектральной составляющей сигнала на $n_{1(2)}$ -ой антенне,

$$\Phi_{n_1(2)}(t) = \omega_k t + \varphi_k(t) + \varphi_{k0} + \frac{2\pi}{\lambda} r_{n_1(2)} \cos(\beta) \cos(\theta - \alpha_{n_1(2)}), \quad (3)$$

где: ω_k – круговая частота радиосигнала в k -ом радиоканале;

t – время;

$\varphi_k(t)$ – закон изменения фазы, обусловленный угловой модуляцией принимаемого радиосигнала в k -ом канале;

φ_{k0} – начальная фаза сигнала k -ого канала в центре антенной решетки;

λ – длина волны;

β – угол наклона фронта волны;

α – азимут;

r_1 – радиус антенной решетки.

При приеме радиосигнала, характеризуемого азимутом прихода и углом наклона фронта волны, величины $\Delta\Phi$ зависят как от угла ориентации относительно опорного направления, так и от расстояния между элементами антенной решетки.

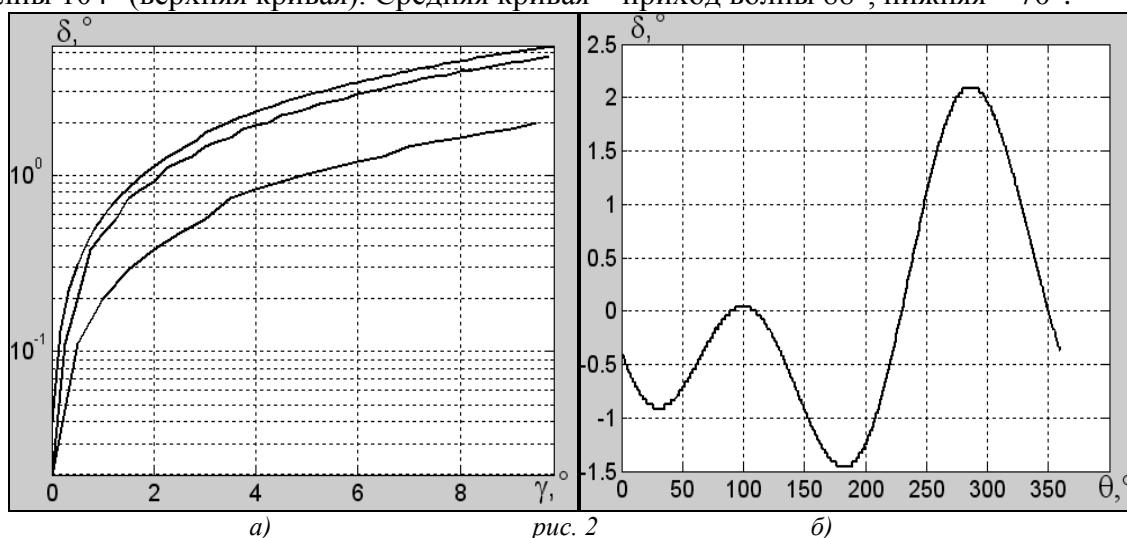
После обработки разности фаз получается диаграмма направленности, максимум которой определяет пеленг на источник радиосигнала. Однако на практике возникает проблема точной установки элементов антенной решетки. Поэтому важной является задача исследования влияния неточности установки вибраторов на полученные при обработке значения пеленгов. Исследования проводились путём математического моделирования с использованием пакета MATLAB. Как видно из формулы (3) аргумент косинуса, входящего в формулу, определяющую фазу радиосигнала, приходящего на каждый из элементов антенной решетки, содержит в себе зависимость от угла расположения элементов решетки относительно опорного направления. Для первого элемента это угол в 0° , для второго и третьего 120° и -120° соответственно. Поэтому введение добавок по этим углам равнозначно смещению диполей от истинного положения на расстояния ΔX , связанного с углами по теореме косинусов. Эта проблема особенно важна как для нижнего яруса антенны, где при длине плеча порядка 1 м визуально можно даже не заметить отклонения диполей до 5 см, что приведет к ошибке порядка $0,5^\circ$. Для верхних ярусов смещение диполя на 0,5 см может привести к ошибке пеленгов с определенных направлений до аномальной ошибки, порядка 180° .

Интерферометрический метод пеленгации, позволяет при обработке спектров сигналов, полученных одновременно с трех антенных элементов избавиться от неидентичности фазовых сдвигов в каналах приема. Однако, избавившись от неидентичности фазовых сдвигов в каналах приема, мы не избавляемся от набегов фаз, обусловленных возможной неодинаковостью длин фидеров, идущих от диполей до коммутатора. Вводя в формулу (2) дополнительные множители вида:

$$\Delta_{1,2} = 2\pi \cdot \frac{\Delta h_{1,2}}{\lambda}, \quad (4)$$

где $\Delta h_{1,2}$ – разность между длинами фидеров; можно количественно исследовать ошибки пеленгов в зависимости от разбросов длин фидеров.

Результаты моделирования для стационарной пеленгационной антенны представлены на рис. 2а,б. На рис.2а отображена зависимость ошибки пеленга при отклонении двух диполей навстречу друг другу от 1 до 10° при направлении прихода волны 104° (верхняя кривая). Средняя кривая – приход волны 88°, нижняя – 70°.



На рис. 2б изображён график зависимости ошибки пеленга в случае одновременного смещения диполей на встречу друг другу по 0,5 см и различности длины фидеров (длина одного на 1 см длиннее третьего и на 0,5 см второго) от направления прихода электромагнитной волны.

Результаты работы показали, что ошибка пеленга в 0,5° обеспечивается точностью установки каждого диполя для нижнего яруса порядка 1 см, для среднего – 0,5 см, для верхнего яруса – 1 мм. Длины фидеров для каждого яруса не должны превышать 0,5 см.

Список публикаций:

- [1] Федеральная итоговая научно-техническая конференция творческой молодежи России по естественным, техническим и гуманитарным наукам". Материалы конференции – М.: МИЭМ, 2003 – 214с., С.57-58,104
- [2] Виноградов А.Д., Ашихмин А.В., Кондращенко В.Н., Рембовский А.М. Современные корреляционно-интерференционные измерители пеленга и напряженности электромагнитного поля., Специальный выпуск журнала «Специальная техника». М. 2003.
- [3] Кукес И.С., Старик М.Е. Основы радиопеленгации. М., «Сов. радио», 1964.

Исследование частотных характеристик фотонных кристаллов

Кузнецов Юрий Викторович

Ростовский государственный университет

Лерер Александр Михайлович, д.ф-м.н

ironcross@list.ru

В работе исследовано распространение электромагнитной волны в фотонном кристалле, представляющем собой двумерную прямоугольную решётку из цилиндрических диэлектрических стержней.

Заданы геометрические параметры кристалла, диэлектрические проницаемости и направление волнового вектора. Элементарная ячейка имеет вид, представленный на рисунке (рис.1).

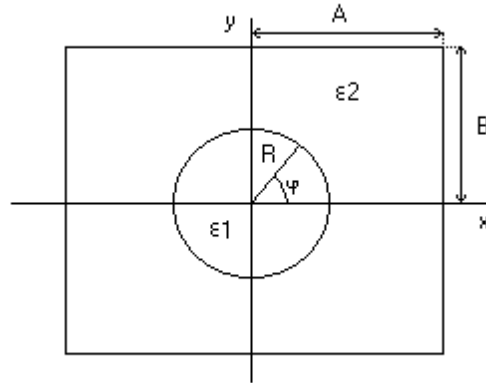


рис.1

Для решения краевой задачи с периодическими граничными условиями использовался аналитический метод разделения переменных в цилиндрической системе координат. Волновое поле ищется в виде суммы цилиндрических гармоник, причём вектор Герца имеет вид: $\Pi_{x,y}^{E,M} = 0$; $\Pi_z^{E,M} = \Pi^{E,M}(r, \varphi) \cdot e^{i(\alpha x - \beta z)}$

Для области $r < R$:

$$\Pi^E = \sum_m A_m^E \cdot J_m(\xi_1 r) \cdot e^{im\varphi}; \quad \Pi^M = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \sum_m A_m^M \cdot J_m(\xi_1 r) \cdot e^{im\varphi}$$

для области $r > R$:

$$\Pi^E = \sum_m \{B_m^E \cdot J_m(\xi_2 r) + C_m^E \cdot N_m(\xi_2 r)\} \cdot e^{im\varphi}$$

$$\Pi^M = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \sum_m \{B_m^M \cdot J_m(\xi_2 r) + C_m^M \cdot N_m(\xi_2 r)\} \cdot e^{im\varphi}$$

Для нахождения коэффициентов замедлений собственных волн периодической структуры удовлетворяются условия непрерывности тангенциальных компонент электромагнитного поля на границе раздела сред и условия Флоке на контуре внешней границы ячейки.

Для численной реализации метода написана программа для ПК на языке Си.

Найдены зависимости коэффициентов замедления собственных волн структуры в зависимости от частоты и параметров структуры. Результаты представлены в виде графиков.

Автономные колебания в двумерной цифровой системе второго порядка с нелинейным сумматором

Лебедев Михаил Владимирович

Рудых Дмитрий Владимирович

Балусов Илья Леонидович

Ярославский государственный университет им. П.Г.

Демидова Брюханов Юрий Александрович, д.т.н

Dcslab@uniyar.ac.ru

Двумерные рекурсивные цифровые фильтры малых порядков [1-3] удобно использовать для обработки статических и динамических изображений в реальном масштабе времени, поскольку вычислительные затраты при их реализации незначительны. При этом они используются самостоятельно или в качестве базовых элементов для построения фильтров высокого порядка. Одним из проявлений нелинейных свойств данных фильтров является многообразие выходных сигналов в виде двумерных циклов различного периода.

Цель данной работы – исследование свободных колебаний в двумерных рекурсивных цифровых фильтрах второго порядка с нелинейностью сумматора типа насыщение с бинарным квантованием, при переборе начальных условий: $X(-2, -2)$, $X(-2, -1)$, $X(-1, -2)$, $X(-1, -1)$, $X(-2, 0)$, $X(0, -2)$, $X(-1, 0)$, $X(0, -1)$, $X(1, -2)$ и $X(-2, 1)$. Алгоритм работы системы описывается нелинейным разностным уравнением вида:

$$\begin{aligned} X(m, n) = & f\{aX(m, n-2) + bX(m, n-1) + \\ & + cX(m-1, n-2) + dX(m-1, n-1) + eX(m-1, n) + \\ & + gX(m-2, n-2) + hX(m-2, n-1) + iX(m-2, n)\} \end{aligned} \quad (1)$$

где a, b, c, d, e, g, h, i – независимые коэффициенты фильтра, функция $f\{x\}$ учитывает нелинейные свойства фильтра, её вид зависит от выбора характеристики сумматора и количества уровней квантования, которая аналитически задается следующим образом:

$$f(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ -1, & x \leq 0 \end{cases}$$

Пространство параметров двумерного рекурсивного цифрового фильтра второго порядка, заданного уравнением (1), восьмимерно, однако ввиду сложности анализа, некоторые коэффициенты приравниваются или обнуляются, таким образом, пространство параметров фильтра становится трехмерным, например:

$$\begin{aligned} X(m, n) = & f\{a[X(m-1, n) + X(m-2, n-1)] + b[X(m, n-1) + X(m-1, n-2)] + \\ & + c[X(m-1, n-1) + X(m-2, n-2)]\}, \end{aligned} \quad (2)$$

Для анализа выходного сигнала размером $L \times L$ отсчетов, нужно перебрать 2 в степени $4(L+1)$ начальных условий, тогда как для фильтра первого порядка их 2 в степени $(2L+1)$, а для одномерной системы первого порядка начальным условием вообще является один отсчет. Такое количество начальных условий значительно осложняет исследование. Поэтому основное внимание уделяется исследованию сигналов на выходе при отсутствии входного воздействия и начальных условиях

таких, что отличным от нуля являются только несколько отсчетов, а все остальные равны нулю. Но, уже исследуя систему при таких начальных условиях, оказывается, что некоторые результаты остаются справедливыми и на случай произвольных начальных условий.

Пространство параметров фильтра, заданного уравнением (2), трехмерно, однако ввиду сложности восприятия и отображения трехмерных рисунков на плоскости оно представляется в виде сечений с фиксированным коэффициентом c .

В работе для определения в пространстве параметров областей существования различных сигналов использовался новый метод исследования двумерных цифровых рекурсивных фильтров первого и второго порядков. Метод основан на получении наиболее общих закономерностей при помощи анализа нелинейного разностного уравнения с учетом вида функции нелинейности. Это позволяет определить возможность реализуемости двумерного сигнала на выходе фильтра заданного порядка и найти область в пространстве параметров, ему соответствующую, а также подобрать необходимые для этого начальные условия.

Каждая область бифуркационного портрета, представляет собой множество значений коэффициентов фильтра a , b и c , при задании которых на выходе системы будет существовать определенный сигнал.

В процессе исследования обнаружено более 217 различных двухуровневых сигналов, возможных на выходе системы. Исследована возможность получения различных сигналов на выходе фильтра. Получены аналитические выражения для областей существования различных типов движений. Найдены области существования двумерных предельных циклов разных периодов, единичного импульса и отсутствия выходного сигнала. Описан механизм формирования выходного сигнала различного типа в зависимости от вида начальных условий. Построены бифуркационные портреты системы при различных видах начальных условий.

В работе затронута тема нелинейных эффектов в двумерных рекурсивных цифровых фильтрах второго порядка с бинарным квантованием. Некоторые результаты работы могут быть обобщены на случай произвольного вида начальных условий и произвольного числа уровней квантования. Результаты исследований могут быть использованы для дальнейшего исследования и разработки многомерных цифровых телекоммуникационных систем, обработки, сжатия, кодирования и передачи двумерных цифровых сигналов и изображений.

Список публикаций:

[1] D.V. Rudyh, M.V. Lebedev, V.V. Kryashchev, and A.L. Priorov. Investigation of the two-dimensional first-order recursive digital filters with saturation nonlinearity // Proc. of the 11-th Workshop on "Nonlinear Dynamics of Electronic Systems", Switzerland, 2003. P. 213-216.

[2] Лебедев М.В., Балусов И.Л., Рудых Д.В. Динамика двумерного рекурсивного цифрового фильтра второго порядка при бинарном квантовании // Докл. 5-ой междунар. конф. и выст. "Цифровая обработка сигналов и ее применения", Москва, 2003. Т.1. С. 65-67.

[3] Лебедев М.В., Рудых Д.В., Балусов И.Л. Автономный двумерный рекурсивный цифровой фильтр второго порядка с несимметричными коэффициентами // Тр. LVII науч. сессии, посвященной Дню радио. Москва, 2003. Т.1., С.239-241

Смесители на основе электронного разогрева в тонких пленках NbN для частот 2.5 и 3.8 ТГц.

Масленников Сергей Николаевич

Вахтомин Ю.Б., Антипов С.В., Смирнов К.В.,

Каурова Н.С., Гришина Е.В., Воронов Б.М и Гольцман Г.Н.

Московский Педагогический Государственный Университет

Гольцман Григорий Наумович, д.ф.-м.н

nikolaych@mail.ru

Для исследования составов атмосфер планет и межзвездного вещества, для изучения объектов раннего космоса и процесса развития вселенной требуются спектрометры высокого разрешения, работающие в терагерцовом диапазоне частот. В частности, спектральные линии тонкой структуры атомарного кислорода [O_I] наблюдаются на частоте 4.8 ТГц (63 мкм), а наблюдение линии перехода HD на частоте 2.7 ТГц (112 мкм) позволило бы получить информацию о распределении дейтерия в нашей и соседних галактиках, существенно дополнив современные космологические модели. В спектроскопии на частотах до 1 ТГц широко применяются смесители на основе диодов Шоттки и структур сверхпроводник-изолятор-сверхпроводник (СИС), однако на частотах свыше 1 ТГц их чувствительность уступает чувствительности смесителей на электронном разогреве в тонких сверхпроводящих пленках (hot electron bolometer mixers, НЕВ). В настоящее время в радиоастрономии и дистанционном зондировании на частотах больше 1 ТГц применение находят только НЕВ – смесители. В рамках настоящей работы был разработан НЕВ – смеситель, предназначенный для использования на частотах свыше 2 ТГц, измерена его шумовая температура на частотах 2.5 и 3.8 ТГц.

Технологический маршрут изготовления НЕВ - смесителя состоит в следующем. Пленка NbN толщиной 3.5 нм осаждается методом магнетронного реактивного распыления Nb мишени в смеси Ar и N₂ при температуре подложки 850 °С. В качестве подложки используется высокоомный кремний. С целью получения более совершенной кристаллической структуры NbN пленки, на кремниевую подложку дополнительно наносится тонкий подслои MgO толщиной 200 нм. Нанесенная пленка NbN имеет следующие характеристики: поверхностное сопротивление 520 Ом/□, критическую температуру 9.9 К, ширину сверхпроводящего перехода 0.4 К и плотность критического тока при температуре 4.2 К 6.5×10^6 А/см². Затем методами фото- и электронной lift-off литографии, а также ионного травления формируется рабочий элемент смесителя. Размеры рабочего элемента составляют 2.1 (ширина) x 0.14 (длина) мкм². Для увеличения эффективности преобразования смесителя в его чип интегрируется планарно-спиральная антенна.

Для исследования смесителей применяется лабораторный прототип супергетеродинного приемника. Смеситель закрепляется на вытянутую полусферическую кремниевую линзу радиусом R = 12.1 мм и вытяжением 0.37 R. Съем сигнала на промежуточной частоте (ПЧ) осуществляется с помощью гибкой копланарной линии, смонтированной в блок крепления линзы и смесителя (смесительный блок), который в свою очередь закреплен на холодной плате гелиевого криостата. Для усиления сигнала на промежуточной частоте используется малошумящий усилитель, работающий при температуре жидкого гелия и обладающий шумовой температурой, близкой к 5 К. Полоса используемого усилителя центрирована

на частоте 1.5 ГГц, а ее ширина составляет 0.7 ГГц. Для предотвращения нагрева смесителя ИК - излучением, на входном окне азотного экрана криостата устанавливается полиэтиленовый ИК - фильтр толщиной 0.45 мм. В качестве гетеродина в лабораторном прототипе приемника используется газоразрядный лазер на парах воды, имеющий линии генерации на частотах 2.5 и 3.8 ТГц. Пространственное совмещение излучений гетеродина и сигнала осуществляется посредством делителя луча, изготовленного из тонкой полиэтиленовой пленки. В качестве сигнала на вход приемника подается модулированное излучение черного тела. Модуляция осуществляется путем периодической взаимной замены тел, изготовленных из поглотителя Ecosorb, температура одного из которых составляет 296 К, а другого - близка к 77 К. Частота модуляции составляет 20 Гц. Преобразованный смесителем сигнал усиливается низкотемпературным и теплыми усилителями промежуточной частоты, а затем детектируется.

Шумовая температура смесителя вычисляется при анализе выходного сигнала с применением стандартного метода расчета по значению Y - фактора. Значения шумовой температуры составляют 1500 К и 3100 К на частотах 2.5 и 3.8 ТГц соответственно. Таким образом, значение шумовой температуры смесительных устройств на частотах, близких к 4 ТГц, уменьшается до $17 \hbar\omega/k$.

Измерение диэлектрических спектров с использованием перестраиваемого резонатора

Недоступ Михаил Константинович

Кочеткова Татьяна Дмитриевна

Томский государственный университет

Суляев Валентин Иванович, к. ф.-м. н

tdk@elefot.tsu.ru

Нерегулярные микрополосковые резонаторы сочетают в себе высокую чувствительность, присущую резонансным методам измерений, малые габариты и возможность измерений на стыке методов с распределенными и сосредоточенными параметрами. Однако для систематического исследования абсолютных значений спектров диэлектрической проницаемости веществ с широким диапазоном изменения как мнимой, так и действительной составляющих (например, полярных жидкостей) данное устройство не применялось.

Нерегулярный микрополосковый резонатор представляет собой два одинаковых отрезка микрополосковых линий, соединенных между собой участком несимметричной воздушной полосковой линии, размещенных на металлической пластине и подключенных к линиям передачи через ёмкости. В качестве подложки в отрезках микрополосковых линий используется СВЧ-керамика с высокой диэлектрической проницаемостью – Т-150 или ТБНС. На участке воздушной полосковой линии высокочастотные поля не только максимальны по величине, но и однородны по всей длине линии, поэтому образец размещается именно в этой области, где будет наибольшая по величине реакция электромагнитного поля.

рис. 1. Перестраиваемый микрополосковый резонатор.

Для широкополосных измерений в перестраиваемом резонаторе (рис.1) осуществлен метод вариации длины резонатора. Верхний металлический слой микрополосковой линии представляет собой ряд поперечных полосок, разделенных промежутками. Изменение длины от 5 до 27 мм производится путем перемещения входного и выходного контактов на нужную поперечную полоску и электрического соединения остальных. При этом перекрывается достаточно широкий диапазон частот от 460 МГц до 3.3 ГГц. В работе проведены измерения диэлектрической проницаемости дистиллированной воды и водных растворов этилового спирта в 10 частотных точках, что позволяет уверенно определять вид частотной зависимости из экспериментального исследования. Рабочей модой колебаний является вторая, благодаря чему погрешность таких измерений не превышает погрешности при использовании других резонаторов и составляет 3-5 % для действительной части и 5-7% для мнимой части диэлектрической проницаемости.

Измерения абсолютных значений диэлектрической проницаемости в нерегулярных резонаторах имеют особенности, которые проявляются, в частности, в неэквидистантности спектра собственных колебаний. Трудности увеличиваются с возрастанием типа моды и с увеличением мнимой части диэлектрической проницаемости, когда резонансная линия электрической моды практически теряется на фоне соседней магнитной моды. Для одного и того же вещества возможности измерения также могут меняться, например, при различных температурах.

В работе были исследованы факторы, влияющие на положение резонансных линий относительно друг друга. Прежде всего, это геометрические размеры резонатора – ширина воздушного зазора, толщина керамической подложки H и ширина полосковой линии W . Величина емкости связи C также оказывает влияние на амплитудно-частотную характеристику резонатора. Используя расчет в квазистатическом приближении, было проведено численное моделирование, по результатам которого можно сделать следующие выводы.

Рост емкости связи увеличивает интенсивность резонансных пиков, одновременно уменьшая добротность линий. Эта зависимость имеет вид кривой с насыщением. Заметное влияние емкости связи проявляется при значениях до 5-6 пФ. Дальнейшее увеличение емкости приводит к изменениям АЧХ на уровне погрешности измерений.

Из проведенного расчета следует, что интенсивность резонансных пиков в зависимости от ширины воздушного зазора существенно меняется для материалов с

большими потерями, например, метилового и этилового спиртов ($tg\delta_\epsilon = 0.23$ и 0.61 соответственно на частоте 985 МГц), и это влияние возрастает с ростом порядка моды. Для материалов с маленькими потерями и для пустого резонатора ширина воздушного зазора слабо влияет на интенсивность резонансных линий. Перестройка частоты существенна (2 МГц/мм для 4-ой моды и 12.5 МГц/мм для 6-ой моды) только для материалов с большой действительной частью диэлектрической проницаемости, например, воды ($\epsilon' = 76.55$ на частоте 985 МГц).

Вариации толщины подложки H и ширины полосковой линии W позволяют изменять интенсивность электрических мод в широких пределах, которые еще более увеличиваются при заполнении резонатора материалами с большими потерями: $-2 - 6$ дБ для пустого резонатора и $-4 - 16$ дБ для заполненного изопропиловым спиртом ($tg\delta_\epsilon = 0.85$ на частоте 985 МГц). Взаимное расположение линий электрических и магнитных мод ухудшается в смысле слияния при уменьшении отношения W/H и росте их типа, что объясняется снижением добротности линий, зависящей от величины W/H .

Установлено, что частота колебаний слабо меняется при изменении отношения W/H и емкости связи: в большинстве случаев – не более чем на 1%.

Проведенные численный и физический эксперимент показали, что перестраиваемый резонатор позволяет проводить широкополосные измерения спектров диэлектрической проницаемости, но существуют ограничения этой возможности по величине тангенса диэлектрических потерь. Для случая больших потерь необходимо конструировать резонатор с более узким воздушным зазором и с более широкой металлической полоской.

Тепловизор субмиллиметрового диапазона длин волн

Ожегов Роман Викторович

*Масленников Сергей Николаевич, Морозов Дмитрий Владимирович, Окунев Олег Валерьевич,
Смирнов Константин Владимирович, Гольцман Григорий Наумович*

Московский педагогический государственный университет

Гольцман Григорий Наумович, д. ф.-м. н

Roma_ne@sntp.ru

В последнее десятилетие, основываясь на успехах создания детекторов миллиметрового (ММ) и субмиллиметрового (СММ) диапазонов, широкое развитие получило ММ и СММ тепловидение, позволяющее значительно расширить область применения традиционных инфракрасных (ИК) тепловизионных систем. С использованием ММ и СММ систем тепловидения возможно создание всепогодных навигационных приборов; медицинских приборов, получающих информацию не только с поверхности человеческого тела, но и от более глубоких слоев; систем контроля и охраны, распознающих различные металлические и диэлектрические предметы, спрятанные под одеждой.

Основными достижениями ряда компаний, занимающихся разработкой тепловизоров ММ диапазона (Millivision - <http://www.millivision.com>, ThermoTrex Corp. - <http://www.thermo.com>, TRW Space & Electronics Group - <http://www.trw.com>, и др.), являются опытные серии сканирующих приборов использующих ММІС технологию, получающих изображение исследуемого объекта с температурным разрешением около

2К и пространственным разрешением ~ 2 мм. Основными недостатками этих приборов являются наличие сложной сканирующей системы и низкое температурное и пространственное разрешение, в сравнении с тепловизорами ИК диапазона.

Безусловно, использование в качестве чувствительного элемента системы матрицы смесителей ММ/СММ диапазона позволит значительно улучшить основные параметры разрабатываемых тепловизоров. Наиболее часто используемым смесителем в субмиллиметровом диапазоне является диод Шоттки. Однако, реализация прибора, основанного на матрице таких смесителей, встречает требование мощного СММ гетеродинного источника (порядка 1мВт на один элемент матрицы). Использование для создания СММ тепловизора сверхпроводниковых смесителей имеющих в настоящее время рекордные значения чувствительности также затруднительно, т.к. указанные когерентные детекторы работают при температурах жидкого гелия, что значительно ограничивает область применения тепловизора.

Нами разрабатывается матричный супергетеродинный тепловизор СММ диапазона длин волн, основанный на эффекте разогрева электронов в гетероструктурах AlGaAs/GaAs. В работе измерена полоса преобразования смесителей, которая составляет 4.2ГГц, измерены физические характеристики гетероструктур AlGaAs/GaAs (зависимости сопротивления от температуры, вольт-амперные характеристики). Рассчитанная из этих характеристик шумовая температура смесителя составляет 1000К, что является перспективным для подобного рода устройств. На основе полученных результатов нами разработана конструкция матрицы смесительных элементов 10×10 . Согласно расчетам оптимальные размеры каждого смесителя составляют 2×7 мкм², при этом оптимальная мощность гетеродина, приходящаяся на один элемент, составляет около 1мкВт.

В настоящее время в качестве прототипа создаваемого прибора разработан и изготовлен макет тепловизора СММ диапазона длин волн со сверхпроводящим NbN смесителем на эффекте разогрева электронов, имеющего основные характеристики, сходные с характеристиками разрабатываемого полупроводникового смесителя. Оптическая схема тепловизора состоит из системы фокусирующих собирающих тефлоновых линз и гиперполусферической кремниевой линзы, на которой закрепляется приемный модуль. Созданный тепловизор работает в диапазоне длин волн 250-900ГГц. Приемный модуль охлаждается до температуры 5-6К. Флуктуационная чувствительность тепловизора не менее 0.3К с частотой смены кадров 1Гц. При использовании разработанной нами механической сканирующей системы пространственное разрешение составляет 5мм при линейном размере кадра 500мм. (рис.1).

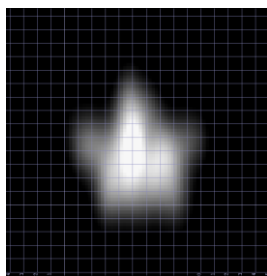


рис.1

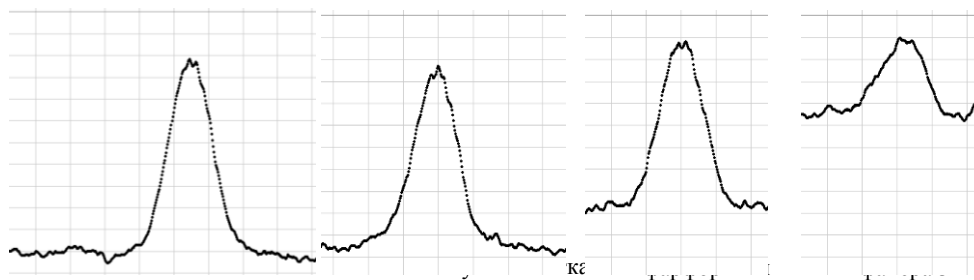


рис. 2

Кроме того, нами исследовалось прохождение субмиллиметрового излучения через различные материалы. Для этого графитовый стержень комнатной температуры перемещался в фокальной плоскости объектива тепловизора на фоне равномерно охлажденной поверхности. Экран из исследуемого материала располагался между тепловизором и стержнем. Прием теплового излучения производился на частоте 300 ГГц. При прохождении стержня через фокус объектива наблюдалось повышение яркостной температуры. На рис.2 представлены зависимости интенсивности регистрируемого излучения при прохождении его через различные материалы. На нем видно, что интенсивность субмиллиметрового излучения при прохождении через фарфор толщиной 4 мм уменьшалась менее чем в 2 раза. Одежда в субмиллиметровом диапазоне практически не изменяла интенсивность проходящего излучения, в то время как в инфракрасном диапазоне эти материалы практически непрозрачны. Малое рассеяние субмиллиметрового излучения в исследуемых материалах также не препятствовало формированию изображения.

Генератор импульсов на основе SOS-диода

Подгорный Федор Владимирович

Гришанов Борис Иванович, Касаев Алексей Сергеевич

Институт ядерной физики им. Г.И.Будкера

Подгорный Федор Владимирович

podgorny@inp.nsk.su

1. Техническое задание

Генераторы предназначены для питания кикеров системы инжекции электронов и позитронов [1] в накопитель-коллайдер комплекса со встречными электрон-позитронными пучками ВЭПП-2000 Института ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН.

Система инжекции имеет в своем составе два кикера, причем оба используются поочередно для инжекции и накопления, как электронов, так и позитронов. А поскольку кикеры работают в режиме встречной бегущей волны, при переходе с режима накопления электронов на позитроны и наоборот необходимо изменять как полярность импульсов на кикерах, так и направление волны в них. Такая коммутация осуществляется оперативно с пульта управления комплексом с помощью электромеханических устройств. Кикеры имеют волновое сопротивление 50 Ом, расчетная амплитуда импульса на входе кикера 50 кВ.

Требования к системе питания

Амплитуда выходного импульса	30 – 50 кВ
Время нарастания/спада	≤ 30 нс
Длительность плоской вершины импульса	≤ 15 нс
Неоднородность вершины импульса	< 10 %
Нестабильность амплитуды импульса	$< 0,5\%$
Характер нагрузки	активная 50 Ом
Частота повторения	≤ 2 Гц

2. Теория формирования

Существует несколько вариантов решения поставленной задачи. Основное отличие их друг от друга состоит в способе накопления энергии в формирователе. Один из них – коммутация предварительно заряженной формирующей линии на нагрузку. В качестве коммутатора в такой схеме обычно используются тиратроны или искровые разрядники. В институте имеется большой опыт в создании таких генераторов [2]. Другой вариант заключается в накоплении энергии в индуктивности формирующей линии (или в сосредоточенной индуктивности) и размыкателя тока. При этом обрываемый ток перебрасывается в нагрузку. В качестве размыкателя S2 можно использовать так называемые SOS-диоды.

Теория явления, получившего название SOS-эффекта, подробно рассмотрена в работах [3, 4], проводимых в Институте электрофизики УрО РАН. Кроме этого, этот институт является разработчиком SOS-диодов. Позволяя работать в широких пределах как по току, так и по напряжению, SOS-диоды изначально были оптимизированы для получения крутых фронтов и возможности работы в частотном режиме. Для исследований С.Н.Рукин нам любезно предоставил два прибора, которые отличались площадью перехода диодов.

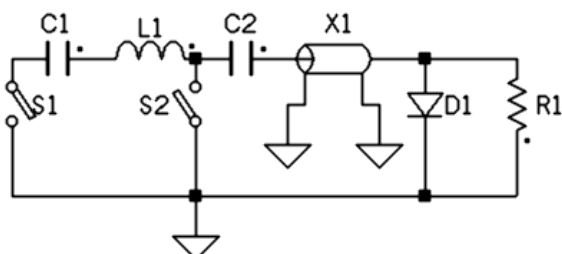


рис. 1. Схема накачки SOS-диода.

В такой схеме подбором параметров элементов контура получается обрывать ток, в несколько раз превосходящий ток прямой накачки. При этом на нагрузке можно получать импульсы напряжением в несколько раз больше, чем зарядное напряжение. Тогда для получения импульсов высокого напряжения заданной амплитуды можно обойтись меньшим зарядным напряжением.

В качестве индуктивного накопителя энергии в контуре два выступал отрезок кабеля длиной 1.2 м или сосредоточенная индуктивность.

В результате удалось получить импульс, требуемый для работы генератора на комплексе (рис. 2).

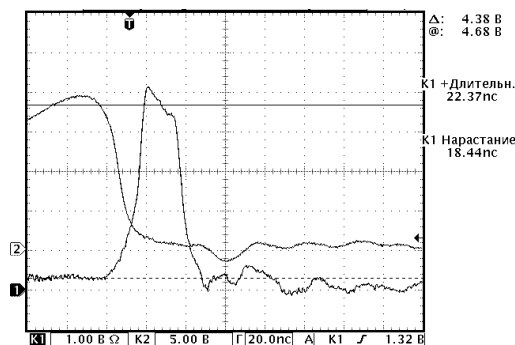


рис.2 Импульс напряжения на нагрузке 50 Ом. Коэффициент деления 13000.

Непрямоугольность импульса объясняется характеристикой делителя.

Заключение

В результате проделанной работы получены результаты, позволяющие спроектировать рабочий вариант генератора для питания кикеров накопителя ВЭПП-2000.

Список публикаций:

- [1] Injection in the storage ring VEPP-2000. B. I. Grishanov, F. V. Podgorny. HEACC-2001.
- [2] High voltage short pulses generator. M.G. Bakharev, B.I.Grishanov, F.V. Podgorny. PAC-2001.
- [3] New solid state opening switches for repetitive pulsed power technology. S.K.Lyubutin, G.A.Mesyats, S.N.Rukin, B.G.Slovikovskii, A.M.Turov. //In Proc.: XI Int. Conf. on High Power Particle Beams., Prague, Czech Republic, 1996, V.1 P. 135-138.
- [4] Darznek S.A., G.A.Mesyats, S.N.Rukin, Tsiranov S.N. Theoretical model of the SOS effect. //In Proc.: XI Int. Conf. on High Power Particle Beams., Prague, Czech Republic, 1996, V.2 P. 1241-1244.

Применение вейвлет к анализу ЛЧМ ионограмм

Родионов Тимофей Славиевич

Ростовский Государственный Университет

Вертоградов Геннадий Георгиевич, к.ф-м.н

tt@phys.rsu.ru

Одним из методов дистанционной радиодиагностики ионосферы является метод, основанный на зондировании ее сигналами с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) – ЛЧМ зондирование. Оно осуществляется в КВ диапазоне, радиоканалы которого, из-за сильной загруженности работающими радиостанциями, имеют значительные помехи, преимущественно станционные. Вследствие этого возникает задача фильтрации принимаемого сигнала. «Загрязненность» ЛЧМ-ионограммы импульсными помехами препятствует достоверному определению ДЧХ и АЧХ радиотрассы. Поэтому удаление шумовых эффектов ЛЧМ ионограмм представляют собой практическую задачу, актуальность которой несомненна.

Целью данной работы являлась попытка применить вейвлет-анализ для очистки ионограмм от шумовых эффектов и дальнейшего автоматического получения информации о состоянии радиоканала, оценка наименьшей и максимальной наблюдаемой частоты, оптимального для радиосвязи диапазона частот, ДЧХ и АЧХ отдельных мод распространения и т.д. Предпосылки для применения вейвлет были следующие: во-первых, при помощи вейвлет-анализа можно получить ту же

ионограмму, которая получается при применении БПФ, однако степень зашумленности такой ионограммы возможно будет меньше, чем стандартной, из-за локализационных свойств вейвлет-анализа. Во-вторых, к получаемой ионограмме можно повторно применить вейвлет-преобразование, целью которого будет очистка изображения от шумов.

Чтобы применить метод к реальным сигналам, нам необходимо сначала применить дискретное вейвлет-преобразование, в результате которого определится вейвлет-спектр. Далее используется вторичное вейвлет-преобразование, применяемое к полученной скалограмме. В работе использована следующая методика: на вход программы поступает рисунок в формате *.bmp, а на выходе получаем очищенный образ, содержащий только существенные части входного изображения. При работе использовалась монохроматическая шкала с 256 оттенками. Изображение рассматривается как массив чисел, размерность которого определяется высотой и шириной картинки, а элементы – целые числа, характеризующие оттенок.

Далее вертикальные и горизонтальные линии изображения представляются как одномерные сигналы и подвергаются вейвлет преобразованию с последующим исключением тех частей спектра, магнитуда которых не превышает заданный порог. Как было установлено, порог в 20% от максимума амплитуды вполне достаточен для удаления 70-80% большинства видов шумов. Далее по полученным спектрам осуществляется восстановление уже очищенного изображения с использованием поправочных коэффициентов градации и извлечение интересующих нас параметров.

Для реализации описанного алгоритма был создан программный комплекс, который, помимо процедур содержащих код соответствующих преобразований, осуществляет автоматический подбор материнского вейвлета, наиболее подходящего для анализа разностного сигнала, что позволило полностью автоматизировать процедуру обработки.

Проведена экспериментальная апробация описанной методики. Обработаны данные наклонного ЛЧМ-зондирования радиотрасс Лондон-Ростов-на-Дону, Кипр-Ростов-на-Дону, Иркутск-Ростов-на-Дону, Норильск-Ростов-на-Дону, полученные в 2003 году.

Результаты применения описываемой выше процедуры демонстрируют примеры вейвлет-спектра до (рис. 1) и его информационной части после процедуры очистки (рис. 2). По приведенным рисункам можно сделать вывод о том, что используемая методика позволяет эффективно очистить ионограмму от постоянно присутствующих шумов и тем самым облегчить и автоматизировать дальнейшую ее обработку.

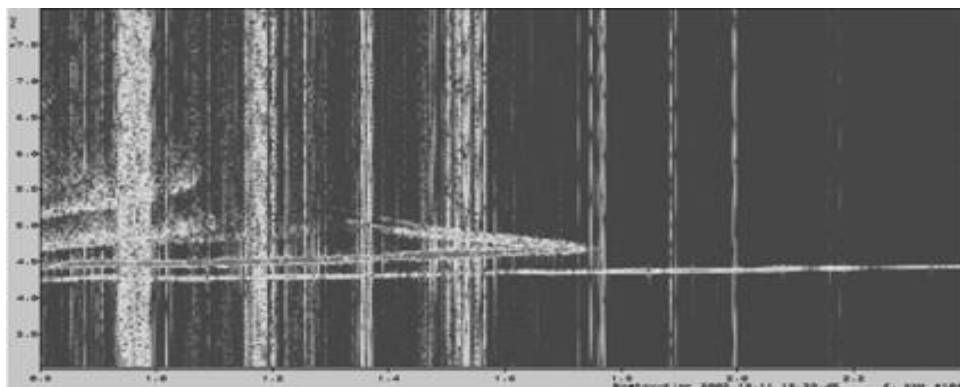


рис. 1

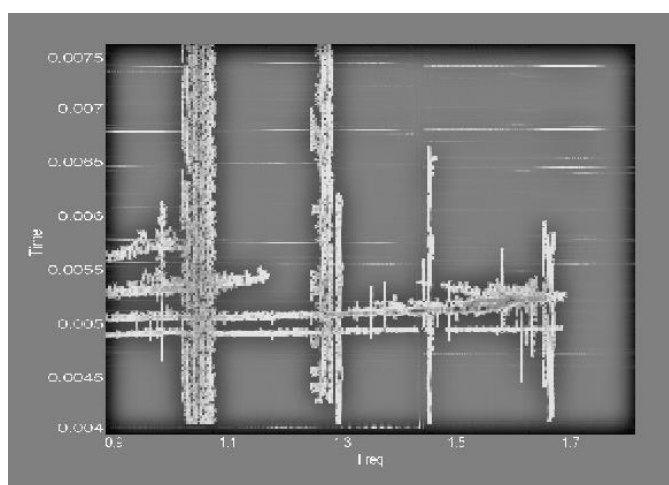


рис. 2

Двумерная цифровая система первого порядка с нелинейностью переполнения

Рудых Дмитрий Владимирович

Лебедев Михаил Владимирович

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Брюханов Юрий Александрович, д.т.н

Dcslab@uniyar.ac.ru

Благодаря простоте исполнения и возможности работать в реальном масштабе времени нелинейные двумерные цифровые системы малых порядков возможно использовать в качестве автономных генераторов двумерных цифровых сигналов [1,2].

В работе рассмотрены двумерные цифровые системы первого порядка, описываемые нелинейным разностным уравнением вида:

$$X(m, n) = f(aX(m-1, n) + bX(m, n-1) + cX(m-1, n-1)).$$

Здесь m и n некоторые дискретные переменные принимающие значения от -1 до бесконечности. Функция f описывает нелинейные свойства сумматора, её вид зависит от способа квантования, числа уровней квантования и типа функции нелинейности. Где a , b и c независимые коэффициенты фильтра. Структурная схема системы представлена на рис. 1.

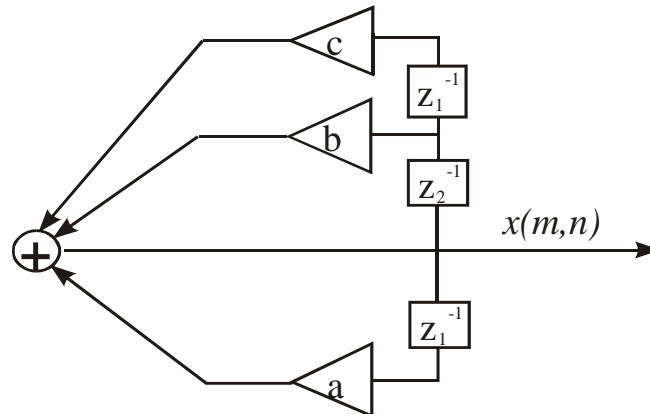


рис. 1. Структурная схема автономной двумерной рекурсивной цифровой системы первого порядка

В качестве функции нелинейности выбрана функция нелинейности типа насыщение с бинарным квантованием.

В ходе исследования выяснено, что все пространство коэффициентов системы можно разбить на 14 областей [3]. Каждая из этих областей характеризуется тем, что во всех точках данной области при заданных начальных условиях на выходе системы будет наблюдаться один и тот же сигнал. Данное разбиение будет справедливо для произвольного вида начальных условий.

В зависимости от начальных условий и значения коэффициентов на выходе системы возможны различные движения. В процессе исследования обнаружено, что наиболее вероятными типами колебаний в двумерной рекурсивной цифровом системе первого порядка являются двумерные предельные циклы различных периодов.

Ограничив размер сигнала, а соответственно и число ненулевых начальных условий, можно найти вероятность появления того или иного сигнала в каждой из найденных областей и для всей системы в целом.

Обнаружено, что при размере сигнала 5×5 , в системе существует 2879 различных сигналов. Для каждой области определено число различных сигналов и наиболее вероятный тип движения. Установлено, что при возрастании размеров сигнала значительного увеличения числа различных сигналов, возможных на выходе системы наблюдаться не будет. Рассмотрим это более подробно. Для упрощения процесса исследования сигналы находились только в одной точке для каждой области. Это не накладывает ограничений на общность получаемых результатов, так как во всех остальных точках сигналы будут совпадать.

Область 1: $a = 0$, $b = 0$, $c = 5$. Все сигналы в ней равновероятны. Каждый из сигналов встречается по два раза. Основной тип движения - двумерный предельный цикл с периодом (1,1).

Область 2: $a = 5, b = 5, c = 5$. Наиболее вероятен двумерный единичный импульс с амплитудой 1 или -1 . Всего в области встречается 110 различных сигналов. Основной тип движения - двумерный предельный цикл с периодом (1,1).

Область 3: $a = -5, b = 5, c = 5$. Наиболее вероятный вид движения в этой области выделить сложно, т.к. существует несколько равновероятных видов сигнала. Наиболее часто встречаются циклы с периодом (1,2). Также в этой области существуют циклы других периодов, как с переходными процессами, так и без них. Всего здесь можно выделить 512 различных сигналов.

В случае возрастания числа уровней квантования и выбора других типов нелинейности сумматора (например, переполнение) число возможных сигналов на выходе системы будет возрастать, и разбиение пространства коэффициентов фильтра приобретет более сложный вид. Таким образом, в работе исследована возможность генерации двумерных сигналов при помощи двумерного рекурсивного цифрового фильтра первого порядка с нелинейностью сумматора типа бинарное насыщение.

Результаты работы могут быть использованы для дальнейшего исследования и разработки цифровых телекоммуникационных систем, обработки и передачи двумерных цифровых сигналов и изображений.

Список публикаций:

[1] Рудых Д.В., Лебедев М.В., Приоров А.Л. Исследование автономных двумерных рекурсивных цифровых фильтров первого порядка с нелинейностью насыщения и заданным числом уровней квантования // Тр. LVII науч. сессии, посвященной Дню радио. Москва, 2003. Т.1., С.172-174.

[2] D.V. Rudyh, M.V. Lebedev, V.V. Kryashchev, and A.L. Priorov. Investigation of the two-dimensional first-order recursive digital filters with saturation nonlinearity // Proc. of the 11-th Workshop on "Nonlinear Dynamics of Electronic Systems", Switzerland, 2003. pp. 213-216.

[3] Рудых Д.В., Приоров А.Л., Лебедев М.В. Исследование областей существования двумерных предельных циклов в двумерном рекурсивном цифровом фильтре первого порядка для случая произвольного числа уровней квантования // Докл. 5-ой междунар. конф. и выст. "Цифровая обработка сигналов и ее применения", Москва, 2003. Т.1. С. 81-83.

Комбинированный метод восстановления изображений по фазовому спектру

Соколенко Егор Анатольевич

Апальков Илья Владимирович

Хрящев Владимир Вячеславович

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Брюханов Юрий Александрович, д.т.н

Приоров Андрей Леонидович

dcslab@uniyar.ac.ru

В общем случае процесс искажения / восстановления изображения можно представить следующим образом [1] (рис. 1).

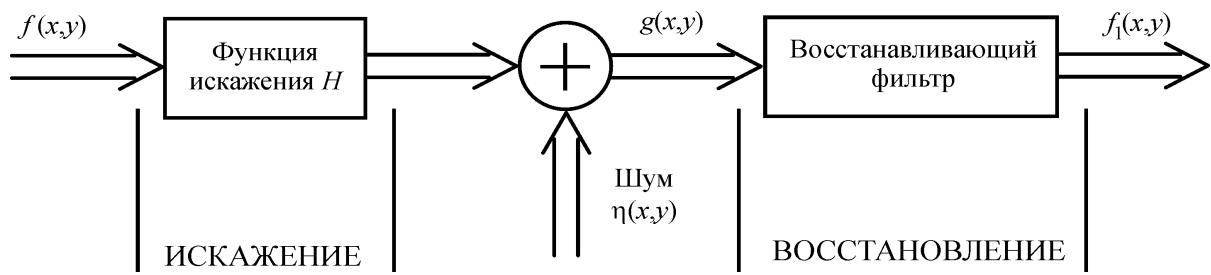


рис. 1

Здесь $f(x, y)$ — входное изображение; $g(x, y)$ — искажённое изображение; $f_1(x, y)$ — оценка входного изображения; H — функция искажения; $\eta(x, y)$ — аддитивный шум.

Задача восстановления состоит в получении оценочного изображения $f_1(x, y)$ по искажённому изображению $g(x, y)$ и имеющейся информации о H и $\eta(x, y)$. В предположении если H — линейный, инвариантный к сдвигу процесс, то

$$g(x, y) = h(x, y) * f(x, y) + \eta(x, y) \quad (1)$$

Или в частотной области

$$G(u, v) = H(u, v) \cdot F(u, v) + N(u, v) . \quad (2)$$

Так как, обычно мало что известно об искомом и искажающем сигналах, деконволюция двух сигналов в общем случае является сложной задачей. Однако в частном случае, когда об искажающем сигнале известно, что фаза его Фурье-образа равна нулю, спектральная фаза искомого сигнала является неискаженной [2]. Такая ситуация встречается, по крайней мере приблизительно, при длительном экспонировании через турбулентную атмосферу или в случае, когда изображения размыты из-за сильной дефокусировки линзы с круглыми диафрагмами [3].

Предложенный для решения данной задачи итерационный метод, построенный на алгоритме Герхберга-Закстона прост в реализации, однако имеет ряд недостатков [4]

- число итераций, требуемых для сходимости алгоритма достаточно велико;
- во время каждой итерации приходится вычислять прямое и обратное ДПФ, что повышает вычислительную сложность алгоритма;
- алгоритм может сходиться к разным решениям;
- возможны ситуации останова алгоритма до получения решения.

Все это делает актуальной задачу разработки новых алгоритмов восстановления изображений по фазовому спектру.

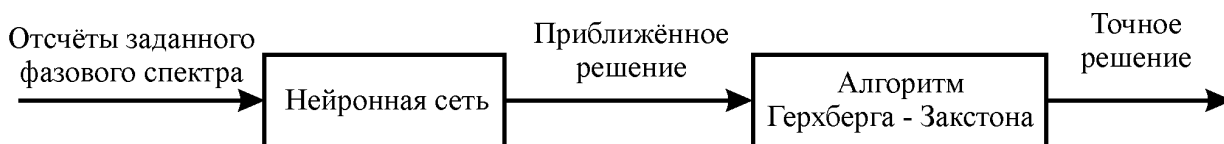


рис. 2

Был разработан и протестирован комбинированный подход к проблеме восстановления амплитуды. Он работает по схеме, приведённой на рис. 2.

Алгоритм	Количество точек в изображении M		
	1024	4096	16384
Герхберга-Закстона	73,59 мс	669,7 мс	5,57 с
Нейросетевой	1,47 мс	10,53 мс	72,12 мс
Комбинированный	16,95 мс	102,7 мс	870,1 мс

В приведённой таблице сравнивается время получения решения тремя методами на сигнальном процессоре ADSP-21160M. Видно, что нейросетевой метод работает значительно быстрее и при увеличении длительности сигнала затрачиваемое на получение решения время для него растёт гораздо медленнее, чем для итерационного метода. Объём вычислений, необходимых для формирования изображения по фазовой характеристике его ДПФ при помощи НС существенно меньше, чем для итерационного метода. Если шум в данных отсутствует, то метод Герхберга-Закстона предпочтительнее, т.к. позволяет получить точное решение, не содержащее ошибок. В этом случае можно уменьшить время вычислений и увеличить точность, объединив оба метода. Поскольку сигнал, получаемый на выходе НС, является очень близким к точному решению, то достаточно небольшого количества итераций для получения точного решения.

Список публикаций:

- [1] R. Gonzalez, R. Woods, *Digital Image Processing*. Prentice-Hall, 2002.
 [2] Andrews H.C., Hunt B.R., *Digital Image Restoration*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1977.
 [3] Реконструкция изображений. Под редакцией Г.Старка. М. Мир 1992 г., 635 с.
 [4] Хряцев В.В., Соколенко Е.А., Приоров А.Л. Нейросетевое восстановление амплитуды дискретного сигнала по его фазовому спектру. // 5-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Доклады. Т.2. Москва. 2003. С.622-624.

Моделирование варикапа со сверхрезким $p-n$ – переходом в системе сквозного моделирования полупроводниковых приборов ISE TCAD Release 7.0.

Соловьев Виталий Анатольевич

Пензенский Государственный Университет

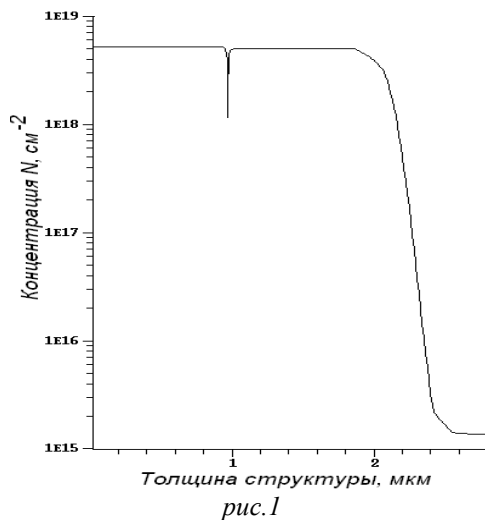
Печерская Римма Михайловна, д.т.н

micro@diamond.stup.ac.ru

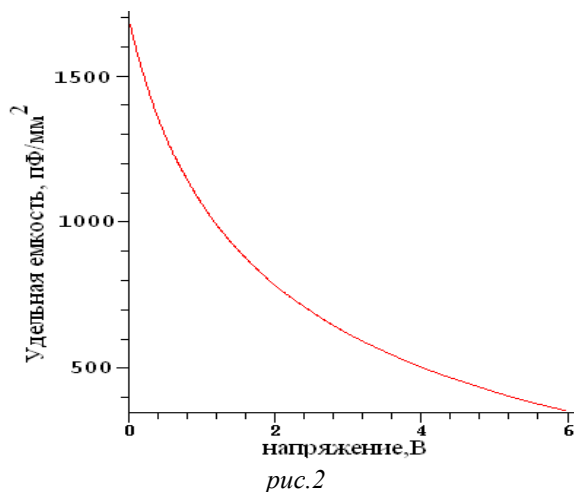
Современные программы моделирования технологии содержат не только аналитические модели, но и используют метод Монте-Карло, а также большое количество экспериментальных данных. В программы моделирования характеристик заложены современные физические модели и наиболее совершенные численные методы. На основе этих программ разрабатывается технология, проводится исследование полученных приборов и корректировка технологии с целью получения структуры с заданными характеристиками.

Нами было проведено моделирование варикапа со сложным распределением примеси в базе варикапа [1, 2]. Для моделирования структуры размером 100 мкм^2 была взята подложка p – типа легированная бором, с ориентацией (111) и сопротивлением $R_{0H} = 10 \text{ Ом}$. В подложку проводилась ионная имплантация бора со следующими параметрами энергия $E = 4 \text{ кэВ}$, и дозе $Dose = 10^{14} \text{ см}^{-2}$. Затем примесь разгонялась

вглубь подложки методом диффузии со следующими параметрами: температура $T = 950 \text{ }^{\circ}\text{C}$, время $t = 20$ мин. По окончании процесса диффузии удаляется окисел и наращивается эпитаксиальный слой p – типа с постоянной концентрацией толщиной 1 мкм и сопротивлением 0.015 Ом. Далее наращивается еще один эпитаксиальный слой n – типа постоянной концентрации и сопротивлением 0.0094 Ом. Результат моделирования профиля распределения примеси в варикапе представлен на рисунке 1.



Далее результаты были переданы в программу моделирования электрических характеристик *DESSIS*. *DESSIS* – программа многопараметрического электротермического и смешанного моделирования приборов и схем на основе одно-, двух-, и трехмерного расчета структуры полупроводниковых приборов. Результаты представлены на рисунке 2.



Из зависимости удельной емкости легко получить коэффициент нелинейности:

$$K_n = \frac{1}{C} \cdot \frac{dC}{dU}.$$

Произведя расчеты коэффициента нелинейности, было установлено, что его значения изменяются в пределах от 0.8 – 10 В⁻¹ в диапазоне напряжений от 0 до 6 вольт.

Таким образом, разработанная технология варикапа со сложным распределением примеси позволила получить структуру с высокими значениями коэффициента нелинейности и начальной емкости.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования РФ в рамках программ, «Развитие информационных ресурсов и технологий. Индустрия образования» и «Создание системы открытого образования».

Список публикаций:

[1] А.Н. Головяшкин, В.А. Соловьев, «Нелинейная емкость со сверхрезким р-п-переходом» //Труды второй международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии» - Одесса 2001. С. 329-330.

[2] Р.М. Печерская, В.А. Соловьев, Нелинейность варикапа со сверхрезким р-п-переходом//Сб. тез. докл. Восьмой всероссийской научной конференции студентов – физиков и молодых ученых, Екатеринбург, 2002. С. 269-271.

Применение алгоритма численной фокусировки в подповерхностной радиотомографии

Суханов Дмитрий Яковлевич

Томский Государственный Университет

Якубов Владимир Петрови, д.ф-м.н

sdysdy@mail.ru

К разработке предлагается проблема создания радиоволнового томографа, пригодного для зондирования неоднородностей скрытых под границей раздела сред. Такой прибор призван дополнить известные виды томографии (рентгеновской, ЯМР, ультразвуковой). Такого сорта задачи возникают в геофизической разведке, при поиске исторических захоронений в археологии, при поиске людей в завалах, при поиске мин и, наконец, в медицинской диагностике.

Целью работы является разработка физической и математической модели радиотомографа, который по рассеянному излучению мог бы восстанавливать структуру неоднородностей, скрытых под границей раздела сред.

Рассматривается следующая схема эксперимента: над исследуемой поверхностью размещается излучатель и приемник электромагнитных волн с широкой полосой пропускания. Производится последовательное облучение и измерение отражённого сигнала от исследуемой среды в широкой полосе частот при различных положениях излучателя и приёмника. В результате эксперимента получается массив данных содержащий информацию о фазе и амплитуде рассеянного поля в точках измерения.

Предлагается алгоритм восстановления структуры диэлектрической неоднородности, который состоит из двух основных частей.

В первую очередь производится пространственная численная фокусировка систем излучатель-приёмник в заданную приповерхностную точку среды F , путём компенсации фазовых набегов от излучателя до точки F и от точки F до приёмника на всех частотах. Фокусировка в точку F приводит к формированию в среде области, которая даёт наибольший вклад в результат пространственной фокусировки в виде протяжённого по вертикальной оси и локализованного в горизонтальных направлениях

объекта. Такая форма этой области позволяет различить рассеивающие объекты в среде в горизонтальной плоскости.

Второй шаг фокусировки предназначен для разделения рассеивающих объектов по вертикальной оси и использует информацию о рассеянном поле на различных частотах. Это позволяет перейти к временному представлению путём применения обратного преобразования Фурье по частоте к результату пространственной фокусировки. Далее отождествляя вертикальную ось с осью времени с учётом скорости света в среде, получаем приближённое распределение неоднородностей в среде.

Эффективность разработанного математического аппарата подтверждается результатами численного моделирования и обработки реальных экспериментальных данных.

Оценка угловых характеристик декаметровых волн методом наклонного ЛЧМ зондирования ионосферы

Хоружий Олег Сергеевич

Ростовский Государственный Университет

Вертоградов Геннадий Георгиевич, к.ф.-м.н

coololeg@aanet.ru

Определение угловых характеристик декаметрового канала связи с одной стороны имеет важное практическое значение для решения задач пеленгации и навигации, а с другой стороны для исследования процессов распространения и диагностики неоднородной структуры ионосферной плазмы.

С целью определения углов прихода в ДКМВ традиционно используются широкоапертурные интерферометры. Однако такие устройства в силу ограниченного количества известных реперных источников позволяют получить углы прихода на выбранной трассе на весьма ограниченном наборе частот.

В связи с этим целью данной работы была проверка возможности использования результатов наклонного ЛЧМ зондирования для определения угловых-частотных характеристик (УЧХ). На основе ЛЧМ зондирования дистанционно-частотные характеристики (ДЧХ) пересчитывались в УЧХ. При этом была обеспечена жесткая синхронизация при помощи приемника GPS с точностью 15 мкс.

Расчет осуществлялся на основе теоремы эквивалентности по формуле:

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \frac{D}{2 \cdot R_3} - \arcsin \frac{2 \cdot R_3 \cdot \sin\left(\frac{D}{2 \cdot R_3}\right)}{c \cdot t} \quad (1),$$

где R_3 – средний радиус Земли; D – расстояние между приемной и передающей станцией; c – скорость света; t – абсолютная задержка распространения.

Для получения ДЧХ использовался ЛЧМ зонд с полосой 4-32 МГц со скоростью перестройки 100 кГц/с. Эффективная полоса составляла 66 кГц, что соответствует разрешающей способности 15 мкс. Зондирование проводилось с интервалом 5 минут. Синхронно с работой ЛЧМ зонда осуществлялись прямые измерения углов прихода

(пеленг α и угол места β) с помощью широкоапертурного интерферометра с полосой обзора 15 кГц. Для контроля углов прихода использовались реперные вещательные станции ВВС (11820 МГц, 15555 МГц, 17870 МГц).

Исследования проводились на трассе Кипр-Ростов (1453 км) в заходные часы суток в зимний период. Такой выбор условий измерений обусловлен сменой основной моды распространения с F-отражения на E_s-отражение. Как следствие в ходе эксперимента можно было наблюдать влияние F-отражения на девиацию пеленга.

Полученные результаты иллюстрируются на рисунках. Горизонтальные линии на рисунке 1 показывают ошибку пересчета ДЧХ в УЧХ, обусловленную ошибками временной синхронизации и ошибками задания протяженности трассы. На частоте 15555 МГц прямоугольником показана угловая характеристика полученная прямым измерением с помощью интерферометра. Высота прямоугольника соответствует дисперсии.

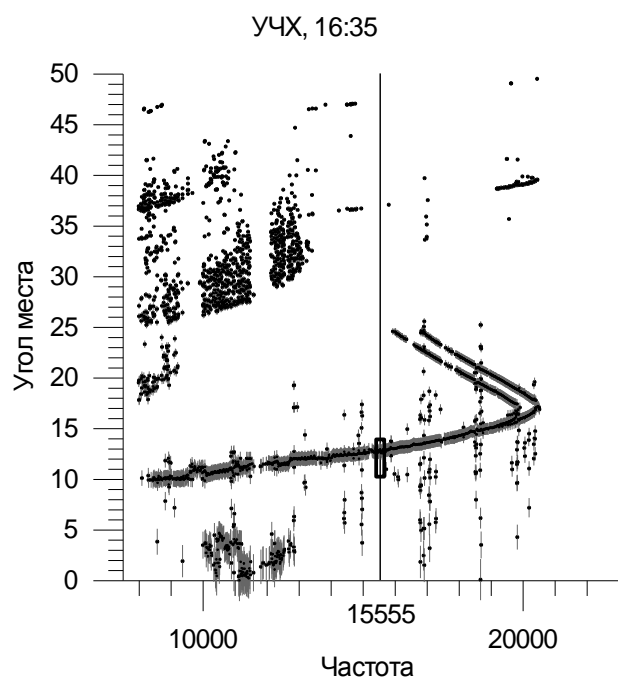


рис.1

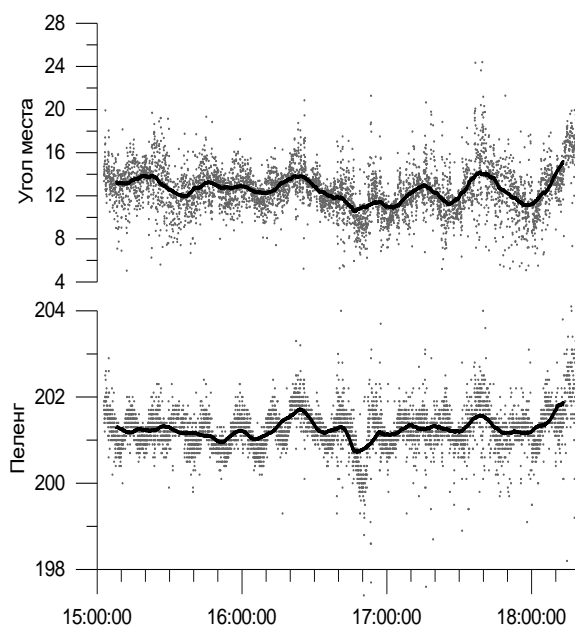


рис.2

На рисунке 2 показаны временные вариации углов прихода, измеряемые широкоапертурным интерферометром для вещательной станции ВВС на частоте 15555 МГц. Линией показано усредненное значение с окном усреднения 5 минут.

Анализ УЧХ и временных вариаций углов прихода показал, что на исследуемой трассе в заданные часы суток регулярно наблюдаются среднемасштабные ионосферные возмущения типа ПИВ (перемещающиеся ионосферные возмущения). Такие возмущения приводят к квазипериодической вариации углов прихода.

В периоды, когда наблюдалась смена мод распространения с F-отражения на E_s-отражение, обнаружено влияние горизонтальной неоднородности ионосферы в F области на отклонение лучевой траектории от плоскости большого круга. Этот эффект проявляется в смещении измеренного азимута прихода сигнала при F-отражении по сравнению с E_s-отражением. В проведенных экспериментах он составил $\sim 2-3^\circ$.

Сопоставление УЧХ полученных по результатам ЛЧМ зондирования с результатами угловых измерений широкоапертурного интерферометра показало, что с точностью до ошибок, обусловленных погрешностью временной синхронизации, угловые характеристики совпадают.

Результаты:

1. Экспериментально подтвержден эффект влияния регулярного градиента электронной концентрации в ионосферной плазме на отклонение луча от плоскости большого круга.

2. Одновременное использование ЛЧМ зонда и широкоапертурного интерферометра показало возможность получения УЧХ на основе данных наклонного ЛЧМ зондирования при условиях обеспечения жесткой временной синхронизации.

Применение интегро-дифференциального уравнения для расчета распределения тока вдоль линейного вибратора в поглощающих средах.

Чащин Владимир Леонидович

Новгородский Государственный Университет имени Ярослава Мудрого

Радциг Юрий Юрьевич, д.ф-т.н

6123@mail.ru

Данная работа посвящена изучению влияния параметров окружающей среды на электрические характеристики антенны. Распределение тока вдоль антенны сильно зависит от параметров среды, в которой она расположена. Изучению влияния окружающей среды посвящено небольшое число работ. Наиболее полной работой по данной теме является монография американских ученых Р. Кинга и Г. Смита “Антенны в материальных средах” [1].

Цель работы – исследование антенн в поглощающих средах с применением численного метода решения интегрального уравнения Поклингтона.

Антенна длиной $2L$ и радиусом a расположена в среде с параметрами ε, μ – в общем случае комплексными. Интегральное уравнение Поклингтона с приближенным ядром имеет вид:

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right] \int_{-L}^L I_z(z') \cdot K(z, z') dz' = -j \cdot \omega \cdot \varepsilon \cdot E^{cm}(z),$$

где $K(z, z') = \frac{\exp(-j \cdot k \cdot r)}{4 \cdot \pi \cdot r}$ – приближенное ядро уравнения,

$$r(z, z') = \sqrt{(z - z')^2 + a^2}, \quad z, z' \text{ – координаты: } -L \leq z \leq L; -L \leq z' \leq L.$$

$$E^{cm}(z) = \begin{cases} \frac{1}{2T}, & |z| \leq T \\ 0, & T < |z| \leq L \end{cases} \text{ – возбуждающее поле источника, } 2T \text{ – ширина зазора в}$$

центре антенны.

Уравнение Поклингтона позволяет применять различные функции возбуждения антенны для разных задач. Уравнение приводится к безразмерному виду с учетом комплексных параметров среды ε, μ . Полученное уравнение Поклингтона решается численно с помощью метода Галеркина [2]. В качестве базисных функций выбрана степенная функция $F_n(\tau) = (1 - |\tau|)^n, -1 \leq \tau \leq 1$. Полученные результаты сравнивались с результатами, полученными Р. Кингом и Г. Смитом [1].

В результате работы получено:

1. Получена хорошая сходимость метода при увеличении числа базисных функций N . Оптимальное число базисных функций, дающее хорошее согласие с известными результатами равно $N=5$.

2. Применение степенных функций дает хорошее приближение распределения тока, даже в области около точки возбуждения.

3. Проведены расчеты при различных длинах антенн и разных параметрах поглощающей среды. Получено хорошее совпадение экспериментальных данных с данными расчета во всем диапазоне вариации длины антенны и параметров среды.

4. При малом затухании закон распределения похож на распределение тока вдоль антенны в идеальной диэлектрической среде. С увеличением затухания, ток вдоль антенны экспоненциально спадает. Для длинных антенн амплитуда тока становится очень малой на расстояниях, больше четверти длины антенны.

5. Полученные результаты подтверждают эффективность применения метода расчета распределения тока вдоль антенны в более общем случае с поглощающей средой.

Список публикаций:

- [1] Кинг Р., Смит Г. Антенны в материальных средах: В 2-х кн.: Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 884с., ил.
[2] Радциг Ю.Ю., Сочилин А.В., Эминов С.И. Решение интегрального уравнения вибратора методом Галеркина. Деп. в ВИНТИ № 1994-В92. [3] Данильчук В.Л., Чащин В.Л. Расчет распределения тока вдоль линейного вибратора в поглощающих средах. Деп. в ВИНТИ 15.07.02. № 1343-В 2002.

Об одном способе повышения устойчивости электроакустических систем

Шишкина Анна Федоровна

Стерлитамакский государственный педагогический институт

Галиев Анвар Лутфрахманович, д.т.н

shaf_sciens@mail.ru

Работа посвящена вопросам повышения устойчивости слуховых аппаратов к самовозбуждению. Принцип работы предложенного способа основан на том, что в электроакустический тракт слухового аппарата (СА) введен цифровой блок временной задержки, управляемый тактовыми импульсами генератора дельта-модулятора (ГДМ). Частота следования импульсов ГДМ изменяется по синусоидальному закону, что способствует постоянному изменению фазочастотной характеристики тракта с частотой вспомогательного генератора. Это затрудняет условия самовозбуждения, так

как нарушаются фазовые условия паразитной генерации. Для того чтобы модуляция временной задержки не ощущалась заметно на слух, частота вспомогательного генератора выбирается ниже минимально воспринимаемой частоты, т.е. не более 20 Гц.

На практике доказано, что СА ушного и заушного типов возбуждаются в диапазоне частот 2,0 – 4,5 кГц, следовательно, в этом частотном диапазоне и требуется создать условия, затрудняющие самовозбуждение. Функциональная схема фрагмента электрического тракта слухового аппарата с цифровым блоком временной задержки приведена на рис1.

Звуковой сигнал, с выхода микрофонного усилителя, поступает на детектор огибающей (ДО) и компрессор (КМ). Сжатый по амплитуде речевой сигнал поступает на фильтры нижних (Фнч1) и верхних (Фвч) частот. Частота среза фильтров выбрана равной 1 кГц.

Высокочастотная составляющая сигнала поступает на дельта-модулятор (ДМ), который тактируется управляемым генератором (ГМД). Частота импульсов ГМД изменяется по закону изменения сигнала вспомогательного генератора качания фазы (ВсГ). Импульсы ГМД используются также для управления процессом работы регистра сдвига (Рсдв). Сигнал с выхода Рсдв через фильтр нижних частот (Фнч2) поступает на линейный сумматор (ЛС), на второй вход которого подается низкочастотные составляющие речевого сигнала. Восстановленный по спектру речевой сигнал поступает на экспандер (ЭКС) и далее на усилитель мощности. В экспандере восстанавливается исходная форма речевого сигнала.

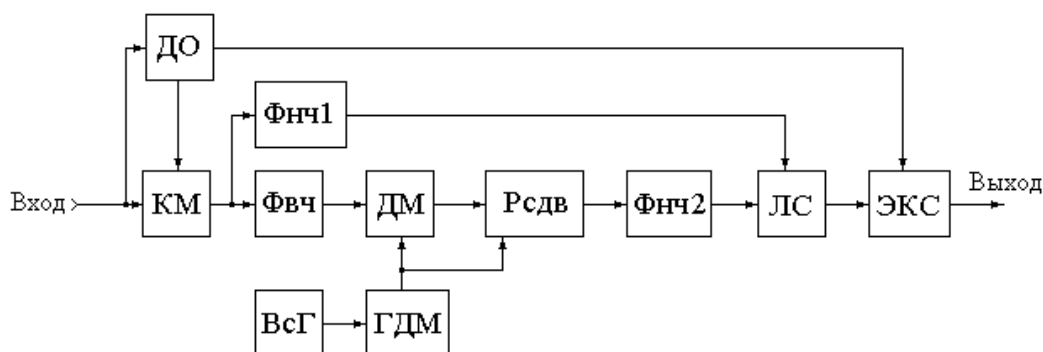


Рис.

1. Функциональная схема фрагмента электрического тракта слухового аппарата с цифровым блоком временной задержки

В рассматриваемой системе частота ВсГ выбрана равной 20Гц, средняя частота дискретизации $f_d = 50$ кГц, разрядность регистра сдвига n определяется исходя из выбранного значения среднего времени задержки τ , т.е. $n = f_d \tau$. Для определения τ была получена зависимость девиации частоты дискретизации $\Delta f(\tau)$, и выбрано оптимальное его значение ($\tau = 4$ мс). Отметим, что время задержки не должно превышать половину средней длительности произношения звука одной буквы. Девиация времени задержки $\Delta \tau = 0,1$ мс. Анализ фазомодулированного сигнала показал, что девиация фазы зависит от частоты речевого сигнала и находится в диапазоне $\pm(0,75 \dots 2)$ радиан. Качание частоты речевого сигнала не превышает 2 % (выше 1кГц), частота основного тона речевого сигнала при этом остается постоянной, и тембр голоса не изменяется, так как качание фазы осуществляется для сигналов со спектром выше 1 кГц, что видно также из уравнения модулированного сигнала:

$$u(t) = U_m \cos\{\Omega_c t + m[\cos \Omega_k t - \cos \Omega_k(t - \tau)]\}. \quad (1)$$

После несложных тригонометрических преобразований получим

$$\begin{aligned} u(t) &= U_m \cos(\Omega_c t - \Delta\varphi \sin \Omega_k t) = \\ &= U_m \cos(\Delta\varphi \sin \Omega_k) \cos \Omega_c t + U_m \sin(m \sin \Omega_k t) \sin \Omega_c t. \end{aligned} \quad (2)$$

где U_m , Ω_c – амплитуда и частота речевого сигнала соответственно, Ω_k – частота колебаний ВСГ, $m = \Omega_c \Delta\tau$ – девиация фазы без учета времени задержки, $\Delta\varphi = m \sin(\Omega_k \tau / 2)$ – фактическая девиация фазы.

Воспользовавшись двумя членами ряда разложения гармонических функций малого аргумента можно получить выражение, показывающее, что при $\Omega_c < 2\text{кГц}$, изменение частоты речевого сигнала не превышает $\pm\Omega_k$, а на частотах выше 3 кГц оно не более $\pm 3\Omega_k$, что в процентном соотношении около 2 % во всем диапазоне частот.

Использование информации навигационных спутников в каналах КВ радиосвязи

Шлюпкин Александр Сергеевич

*Мальцева Ольга Алексеевна, Полтавский Олег Сергеевич
Ростовский государственный университет*

Барабашов Борис Григорьевич

silver_fox@rbcmail.ru

Введение. Спутники GPS-системы осуществляют круглосуточный мониторинг околоземного пространства, в частности, дают возможность круглосуточно получать глобальное распределение полного электронного содержания ТЕС (ТЕС – наиболее употребляемая аббревиатура от total electron content) ионосферы. ТЕС – данные используются для корректировки времени распространения сигналов, существенно увеличивая точность позиционирования навигационных систем. Можно поставить вопрос, а реально ли использовать эти данные для нужд КВ-связи через ионосферный канал. Для описания ионосферы в этом случае широко используются эмпирические модели, напр. [1], которые носят усредненный характер (чаще всего это – месячные медианы), т.е. способны прогнозировать состояние ионосферы в среднем. Однако для работы современных средств связи необходимо знать состояние ионосферы в реальном масштабе времени. Для этого используются различные методы корректировки, в частности, во многих моделях предусмотрен ввод экспериментальных значений параметров слоя F2 ионосферы foF2 (критическая частота), hmF2 (высота максимума) и других. Для работы ионосферного канала КВ-связи наиболее важным параметром является частота foF2.

В данной работе предлагается метод корректировки частоты foF2, даваемой моделью IRI (Международная справочная модель ионосферы – International Reference Ionosphere) [1], по значениям ТЕС, измеряемым спутниками GPS-системы.

Метод корректировки. Возможны несколько методов корректировки: 1) модификация коэффициентов модели в соответствии с картами GIM(GPS TEC)[2], 2) поиск эффективного значения параметра, характеризующего солнечную активность [3], 3) использование эффективной ширины $\tau = \text{TEC}/\text{NmF2}$, где NmF2 – максимальная электронная концентрация слоя F2, связанная с foF2 квадратичной зависимостью. Первый метод является глобальным и требует огромных даже по современным меркам компьютерных ресурсов. Второй метод наиболее простой, однако может давать результаты хуже, чем без корректировки. Мы выбрали 3-ий подход, поскольку он проще первого и может использоваться как региональный или локальный и точнее второго. Более того, он может быть реализован с помощью нескольких алгоритмов. Однако этот метод требует наличия климатологической модели τ . В данной работе вместо климатологической модели τ , которая не обладает такой полнотой, как модели foF2 и других параметров, предлагается использовать величины τ , рассчитываемые из модели IRI. Тогда процедура корректировки сводится к следующему. Для заданного момента времени по модели IRI определяем значения TEC, NmF2(foF2) и τ . Используя это значение τ , по экспериментальному значению TEC определяем новое (скорректированное) значение NmF2(foF2).

При обработке большого статистического материала и в этом методе встречались случаи, когда скорректированные значения foF2 давали худшие результаты, чем исходная модель IRI. Это оказалось связанным с переоценкой TEC моделью IRI и недооценкой ею значений foF2, что приводит к завышению значений $\tau(\text{IRI})$. Для устранения этого дефекта предлагается модифицировать скорректированные значения foF2 делением на коэффициент $K = \tau(\text{эксп})/\tau(\text{IRI})$, связывающий наблюдаемые значения $\tau(\text{эксп})$ с $\tau(\text{IRI})$. Предполагая, что основной причиной отмеченного дефекта является форма верхнего слоя ионосферы ($h > h_m F2$), получили следующее выражение для коэффициента $K = (1 - \alpha * (c - 1) / c)$, где α - вклад верхнего N(h) – профиля в общее значение TEC(IRI), c – коэффициент перехода от одного вида профиля к другому. В данной работе использовался коэффициент $c = 1.16$ перехода от профиля Эпштейна к профилю Чепмена. Для оценки работы предложенного метода скорректированные значения foF2 сравнивались с экспериментальными данными и с результатами существующего метода №1 по значениям среднего отклонения по абсолютной величине и среднего квадратичного отклонения. Для иллюстрации результатов приводятся 2 рисунка, полученные по экспериментальным данным из работы [4]. На *рис.1*, представляющем типичный случай, сплошной линией показана экспериментальная кривая суточного хода foF2 за 21.06.2000 по станции Juliusruh (54.63N, 13.38E), пунктирной – кривая, соответствующая модели IRI, остальные кривые представляют скорректированные значения, foF2, соответствующие методу 2 (foF2(W)), $\tau(\text{IRI})$ (foF2(t)) и коэффициенту c (foF2(c)). Соответствующие средние значения расхождения и СКО для кривых 2 - 5 равны соответственно 1.41, 1.55, 0.85, 0.65 TECU и 1.54, 1.65, 0.93, 0.74 TECU. Эти цифры дают количественную оценку работы методов. На *рис.2* приведен пример случая переоценки TEC и недооценки foF2 для 11.3.2002 и станции Dourbes(50.1N, 4.6E). Соответствующие значения расхождения и СКО равны 1.21, 1.41, 0.94, 0.88 и 1.41, 1.68, 1.05, 0.99 TECU. Видно, что в такой ситуации наилучшим и единственно возможным является метод с коэффициентом.

Заключение. В настоящее время полное содержание электронов ТЕС становится основным параметром ионосферы, интенсивно измеряемым и изучаемым с помощью спутников системы GPS. В работе показано, что значения ТЕС могут быть использованы для текущей корректировки усредненных моделей ионосферы. Предложенный метод обеспечивает ~ в 1.5-2 раза лучшее соответствие с экспериментальными данными, чем существующие методы.

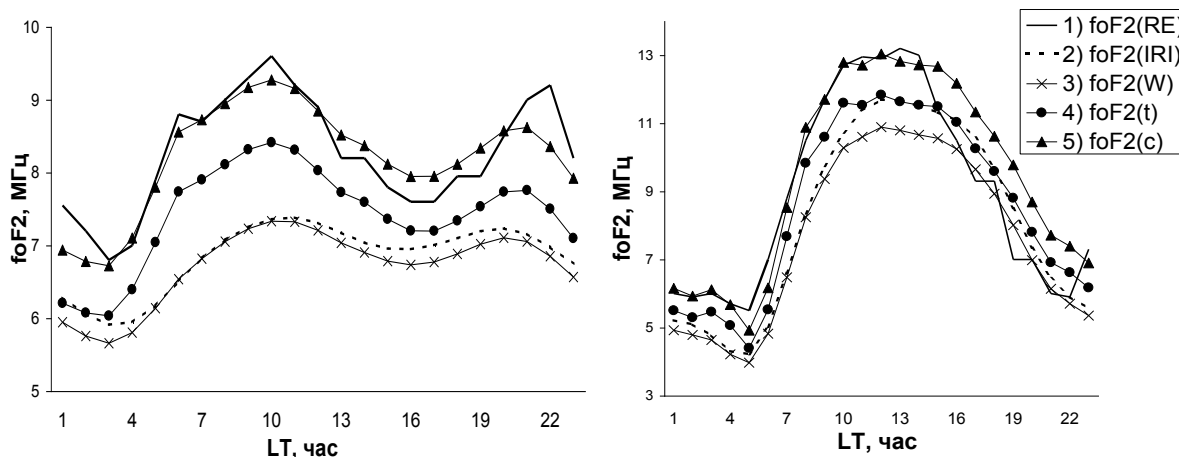


рис.1

рис.2

Список публикаций:

[1] Bilitza D., *Radio Sci.*, 36., (2001). [2] Komjathy A., Langley R.B. Presented at the ION 52nd Annual Meeting, Cambridge, MA, 19-21 June 1996, 10p. [3] Stankov S.M., Jakowski N., Heise S. Muntarov P., Kutiev I., Warnant R. // *J. Geophys. Res.* 2003. Vol.108. NA5. [4] Ортиков М.Ю., Троицкий Б.В. *Геомагнетизм и аэрономия*, 40, 135-136 (2000).

Флуктуационные процессы при сверхширокополосном зондировании лесной среды

Моисеенко Нина Анатольевна

Томский Государственный Университет

Якубов Владимир Петрович, д.ф.-м.н.

nina@elefot.tsu.ru

В настоящее время отмечается большой интерес к использованию радиоволн для оценки биологического и экологического состояния лесных покровов планеты. Настоящая работа является продолжением теоретических и экспериментальных работ, начатых в этом направлении. В работе приводятся последние экспериментальные результаты, полученные методом сверхширокополосного радарного зондирования «эталонной сцены» лиственныйного полога. Основным предметом исследования являются спектры флуктуаций амплитуды радарного отклика. Приводится сопоставление особенностей рассеяния вертикально и горизонтально поляризованного импульсного излучения при наклонном зондировании однородного участка леса.

Зондирование проводилось с использованием импульсов без заполнения с длительностью 150 пс, что соответствует протяженности импульсного объема в 4.5 см. Такое разрешение вполне достаточно для выделения радиолокационных вкладов всех

основных видов неоднородностей. Частота следования импульсов задавалась 5 кГц. Применена бистатическая локационная схема с двумя рядом расположенными параболическими антеннами, имеющими диаметр 1.6 м. Локационная система располагалась на высоте 21.5 м. Передающая и приемная антенны ориентировались вниз на лесной полог под углом места порядка 25° . Средняя высота деревьев равнялась 16 м. Данная схема полностью имитирует аэрокосмическую схему зондирования.

Зарегистрированные сигналы имели знакопеременный вид, который характерен для распределенной цели. Для оценки амплитуды сигнала использовано преобразование Гильберта, позволяющее восстановить соответствующий аналитический сигнал. В качестве амплитуды сигнала вычислялся модуль аналитического сигнала. Время запаздывания сигнала пересчитывалось в радиолокационную дальность. Зависимость ослабления амплитуды от радиолокационной дальности сопоставлялась с расположением деревьев на исследуемом участке леса. Показана хорошая корреляция положения пиковых значений амплитуды и расположения деревьев по трассе зондирования. Это указывает на возможность прямого сопоставления распределения временных возмущений амплитуды радарного отклика с пространственным распределением неоднородностей лесного полога.

Полученная картина распределения амплитуды радарного сигнала была подвергнута спектральному анализу. Оказалось, что в среднем спектр хорошо описывается степенной зависимостью. При этом имеют место два характерных участка. Первый из них относится к мелкомасштабным, а второй - к крупномасштабным неоднородностям. Спектральный индекс для первого участка в два раза больше, чем для второго. Обнаруженная зависимость имеет место для обоих видов поляризации, а также для деполяризованного излучения. Весовой вклад крупномасштабных неоднородностей больше для вертикально поляризованного излучения.

Использование теории однократного рассеяния с учетом анизотропии лесного полога позволяет объяснить обнаруженные закономерности. В докладе приводятся результаты соответствующих теоретических расчетов.