

15 - Радиофизика

Ильиных Александр Борисович, 2 курс

Екатеринбург, Уральский федеральный университет, институт радиоэлектроники и информ-х технологий

Проектирование антенной системы наземной станции радиозондирования атмосферы

Мительман Юрий Евгеньевич, к.ф.-м.н.

e-mail: Iljinykh.sania@yandex.ru стр. 344

Коротков Алексей Николаевич, 1 курс

Екатеринбург, Уральский федеральный университет, институт радиоэлектроники и информ-х технологий

Моделирование линзы Люнеберга различными численными методами электродинамики

Мительман Юрий Евгеньевич, к.т.н.

e-mail: diz.tauren@mail.ru стр. 345

Кравец Александр Сергеевич, 4 курс

Томск, Национальный исследовательский Томский политехнический университет, физико-технический

Предварительные результаты исследования закономерностей искажения формы отраженных от плазмы зондирующих СВЧ-импульсов

Шарнин Александр Викторович

e-mail: savasko-sasha@mail.ru стр. 347

Летавин Денис Александрович, 1 курс

Екатеринбург, Уральский федеральный университет, институт радиоэлектроники и информ-х технологий

Метод уменьшения размеров микроволновых микрополосковых устройств деления мощности

Мительман Юрий Евгеньевич, к.т.н.

e-mail: letavin2010@mail.ru стр. 348

Малов Эдуард Эдуардович, магистрант 2 года обучения

Екатеринбург, Уральский федеральный университет, институт радиоэлектроники и информ-х технологий

Новый метод расчета дисперсионных характеристик оптоволоконных линий

Мительман Юрий Евгеньевич, к.т.н.

e-mail: edwardmalov@gmail.com стр. 349

Морозов Максим Геннадьевич, аспирант 4 года обучения

Ростов-на-Дону, Южный федеральный университет, физический

Теоретические расчеты спектров селективного радиочастотного эксперимента ЯМР MUSLE: возбуждение одиночных линий мультиплетов

Синявский Геннадий Петрович, д.ф.-м.н.

e-mail: morozov.rf.nmr@gmail.com стр. 350

Пирожков Дмитрий Вячеславович, 3 курс

Екатеринбург, Уральский федеральный университет, радиоэлектроники и информационных технологий

Моделирование детерминированно анизотропной среды в режиме реального времени

Зейде Кирилл Михайлович

e-mail: dpir@mail.ru стр. 352

Савкин Леонид Васильевич, соискатель

Москва, Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, лаборатория `InformChaos Lab.`

Эксперименты по хаотической маскировке информации на основе модифицированного «лабиринтного» хаоса Томаса

Дмитриев Александр Сергеевич, д.ф.-м.н.

e-mail: solaris.rafo@gmail.com стр. 353

Филинюк Всеволод Александрович, 10 класс

Волгоград, Среднеобразовательная школа 470, -

Доплеровский поляризационный метеорологический радиолокатор ДМРЛ-С

Соколова Татьяна Андреевна

e-mail: tatiana2010sokolova@yandex.ru стр. 354

Шаров Вадим Вячеславович, 3 курс

Екатеринбург, Уральский федеральный университет, институт радиоэлектроники и информ-х технологий

Особенности изучения электрофизических свойств материалов в свободном пространстве

Зейде Кирилл Михайлович

e-mail: vadim.sharov9180@mail.ru стр. 355

Проектирование антенной системы наземной станции радиозондирования атмосферы

Ильиных Александр Борисович

Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина

Мительман Юрий Евгеньевич, к.т.н.

Pjinykh.Sania@yandex.ru

Тема создания малогабаритных и высокоэффективных наземных станций радиозондирования атмосферы очень актуальна в мореходстве и авиасообщении, при прокладке маршрутов морских судов и самолётов, и при определении параметров атмосферы перед запусками космических кораблей. В таких системах используется портативный радиозонд [1, 2] с датчиками, определяющими параметры атмосферы, транслирующий эти данные на наземную станцию.

Для эффективного приёма сигнала радиозонда должна применяться антенна с высоким коэффициентом направленного действия. В данной работе в качестве приёмной антенны предлагается использовать плоскую антенную решётку, состоящую из полосковых излучателей. Отдельным плюсом таких излучателей является их низкопрофильность, и, как следствие, малое аэродинамическое сопротивление при ветровых нагрузках. Была разработана приёмная антенна, состоящая из 64 полосковых излучателей, имеющая размеры 1,273 на 1,01 метр, обладающая высоким коэффициентом усиления в 26,68 дБ и относительно низким уровнем боковых лепестков в -13,28 дБ. Топология антенны изображена на *рис.1*. Для питания излучателей решетки в вертикальной плоскости используется последовательная схема.

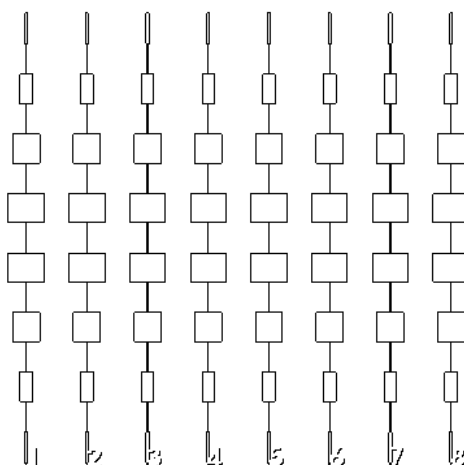


рис.1. Топология антенной решётки

В антенной системе предлагается использовать диаграммообразующую схему типа матрицы Бласса для отклонения луча в горизонтальной плоскости при слежении за положением радиозонда. Данная схема позволила применить качание луча антенны в пределах $3,5^\circ$, что было необходимо для реализации наиболее точного и простого метода пеленгации – метода равносигнального направления. Топология диаграммообразующей схемы изображена на *рис.2*. Точками обозначены места подключения согласованных нагрузок. Входы антенной решётки подключаются к выходам верхней линии. Диаграммы направленности антенной системы, реализующей метод равносигнального направления, изображены на *рис.3*.

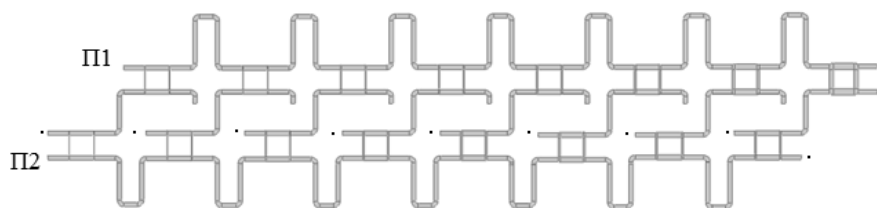


рис.2. Диаграммообразующая схема

Как можно видеть из *рис.3*, полученные диаграммы направленности перекрываются в нулевом направлении по азимуту, при этом их значение составляет -2,97 дБ. При этом возможно точно настроиться на радиозонд и по сравнению с максимальным направлением диаграммы направленности потерять не более половины мощности сигнала.

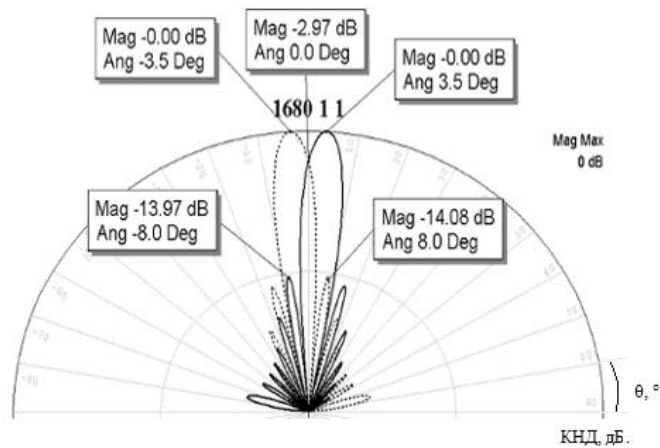


рис.3. Диаграммы направленности, реализующие равносигнальный метод пеленгации

Список публикаций:

[1] Kireyev, E.S., Mitelman, Yu.E. Radiation pattern null elimination of the radiosonde antenna. (2013) CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, art. no. 6652975, pp. 606-607.

[2] Kireyev, E.S., Mitelman, Yu.E. Optimization of radiosonde antenna radiation pattern. (2013) CriMiCo 2013 - 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings, art. no. 6652974, pp. 604-605.

Моделирование линзы Люнеберга различными численными методами электродинамики

Коротков Алексей Николаевич

Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина

Мительман Юрий Евгеньевич к.т.н.

an.korotkov@urfu.ru

Важным направлением антенной техники сегодня является разработка многолучевых и сканирующих антенных систем для радиолокационных и телекоммуникационных комплексов. Построить такие антенные системы можно на основе антенной решетки или антенны оптического типа – линзовой или зеркальной. Эффект концентрации поля наблюдается при определенном законе изменения диэлектрической проницаемости линзы в радиальном направлении. В большинстве случаев неоднородную структуру линзы реализуют в виде слоистой со ступенчатым законом изменения коэффициента рефракции. При проектировании линзовых антенн актуальной становится задача рационального выбора числа слоев, их толщины и диэлектрической проницаемости с точки зрения получения необходимых полевых характеристик и минимизации стоимости. Расчет диаграмм направленности, коэффициента усиления, поляризационных характеристик, как правило, проводят в специальных программах электродинамического моделирования. При этом современные программные комплексы предоставляют широкий спектр методов для анализа антенных систем. В данной работе проводится сравнение результатов анализа линзовой антенны посредством различных численных методов, заложенных в программный пакет Ansys EM.

Эффект концентрации излучения с помощью радиально-неоднородной диэлектрической линзы впервые описал математик Рудольф Карл Люнеберг [1]. Этот эффект имеет место для излучателя, расположенного на противоположной стороне линзы, коэффициент рефракции которой изменяется от $\sqrt{2}$ в центре до единицы на краю по закону

$$n(r) = \sqrt{\epsilon'(r)} = \sqrt{2 - (r/a)^2}, \quad (1)$$

где ϵ' – относительная диэлектрическая проницаемость материала линзы, r – радиальная координата в сферической или цилиндрической системе координат, a – внешний радиус линзы.

Обычно линзы изготавливают как многослойные конструкции со ступенчатым изменением коэффициента рефракции с законом, близким к (1). Анализируемая структура показана на рис.1. Количество слоев и их электродинамические параметры приведены в таблице ниже.

В качестве облучателя используется полуволновый диполь, находящийся на расстоянии 118 мм от ее поверхности. Расчет проводится на частоте 4 ГГц. В качестве критерия оценки точности анализа модели был выбран коэффициент направленного действия линзовой антенны, т.к. чем точнее будет модель криволинейной линзы, тем большим будет значение КНД, в пределе приближаясь к истинному значению. Всего было рассмотрено пять различных способов моделирования сферической линзы Люнеберга. Результаты их сравнения занесены в таблицу.

Параметры	Номер слоя						
	1	2	3	4	5	6	7
Радиус слоя, мм	75	101	164	194	227	260	325
Относительная диэлектрическая проницаемость слоя, ϵ	1,76	1,70	1,66	1,60	1,53	1,46	1,39
Тангенс угла диэлектрических потерь, $\text{tg}\delta$	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001	0,001

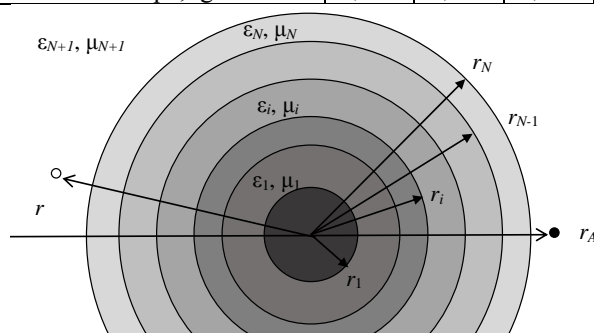


рис. 1. Сечение сферической линзы Люнеберга

1. Анализ сферической линзы методом конечных элементов. При таком способе необходимо искусственно ограничивать область пространства, которая разбивается на конечные элементы, устанавливая на границе этой области граничные условия излучения. Была задана область анализа, имеющая форму цилиндра, поверхность которого отстоит от сферы и облучателя на половину длины волны.

2. Анализ методом моментов. Расчет модели данным способом задействует меньшее количество оперативной памяти и требуют меньше времени, но менее точен с точки зрения формы диаграммы направленности и величины коэффициента направленного действия.

3. Использование гибридных граничных условий FE-BI. При этом расчет проводится методом конечных элементов внутри областей, конформных к анализируемым объектам, а взаимодействие этих областей рассчитывается методом моментов. Данный метод позволяет значительно сократить объемы вычислений (используемой оперативной памяти), ускорить их, а также получить достаточно точное решение.

4. Использование симметрии антенной системы. В данном случае производится разбиение на конечные элементы только четверти всей антенны из первого метода, с заданием на ее срезах граничных условий симметрии Н- и Е-типов. Данный вариант оказался наиболее быстрым, с высокой точностью результатов.

5. Использование большего объема анализируемого пространства. Вместо относительно близко расположенных границ на цилиндре из способов 1 и 4, используется в качестве области анализа методом конечных элементов прямоугольный параллелепипед, охватывающий и сферу и облучатель. Данный вариант показал наибольший коэффициент направленного действия, но и затребовал достаточно большого объема оперативной памяти.

Моделирование проводилось на персональном компьютере со следующими параметрами: процессор Intel core i7-6700 3.4 GHz, 16 GB RAM, жесткий диск SSD, Windows 8.1. Результаты моделирования представлены в виде таблицы:

№ способа	КНД	Число элементов разбиения	Затраченное время, мин		Объем RAM, Gb
			Реальное	Процессорное (с учетом деления расчетных операций между ядрами процессора)	
1	22	157543	13,32	69	12,5
2	19,7	43308	8,23	54,05	3,91
3	21,58	36470	4,32	24,54	2,36
4	21,68	43047	1,08	3,50	2,18
5	23,28	81210	2,54	11,09	5,25

Список публикаций:

[1] R.K. Luneburg "The mathematical theory of optics", Providence, RI: Brown Univ. Press, 1944

Предварительные результаты исследования закономерностей искажения формы отраженных от плазмы зондирующих СВЧ-импульсов

Кравец Александр Сергеевич

Национальный исследовательский томский политехнический университет

Шарнин Александр Викторович

ask68@tpu.ru

Импульсная рефлектометрия плазмы (далее ИРП) широко применяется на установках термоядерного синтеза типа ТОКАМАК [1, 2]. Метод ИРП базируется на зависимости времени распространения зондирующего СВЧ-излучения от распределения плотности в плазме и частоты зондирующего излучения, а также эффекте полного внутреннего отражения волны от слоя плазмы с критической для данной длины волны плотностью. Метод ИРП обладает рядом привлекательных особенностей, к которым можно отнести высокое временное и пространственное разрешение, относительную простоту технической реализации диагностической системы, потенциальную возможность использования результатов измерений в реальном масштабе времени управления плазмой. Данный метод уже реализован в аппаратно-программных комплексах на установках, однако, количество достоверных данных по определению расстояния от стенок камеры до плазмы невелико среди общего количества данных потому как результаты прямых времяпролетных измерений импульсного радара сильно зашумлены. Это затрудняет или делает невозможным решение обратной задачи без анализа и предварительной обработки результатов измерений. Нами предполагается, что одной из основных причин появления недостоверных результатов измерений обусловлено значительными искажениями формы зондирующего импульса. В качестве основной причины искажений формы регистрируемых импульсов в данной работе рассматриваются процессы распространения зондирующего микроволнового излучения в вакуумной камере и плазме на пути от раскрыва передающей до раскрыва приемной антенн.

Искажения формы могут приводить к возникновению больших погрешностей измерения времени пролета и появлению недостоверных данных. На практике количество недостоверных данных в результатах измерений импульсного радара может существенно возрастать, что затрудняет обработку данных и решение обратной задачи – нахождение распределения плотности электронов по результатам прямых времяпролетных измерений.

Данная работа направлена на исследование причин искажения формы зондирующих импульсов, а так же на исследование способов борьбы с искажениями. Для исследований был разработан инструментарий к 3D-FDTD модели [3]. Поскольку проведение разового эксперимента на установке потребовало бы большое количество времени и средств, что делает такой подход не применимым при исследовании методом проб и ошибок. Для понимания и корректного использования результатов прямых измерений (времени пролета, формы и амплитуды детектируемого отраженного импульса) моделировались различные ситуации размещения и параметров приемной антенны, при измерении распределений плотности электронов в плазме.

В качестве одного из направлений поиска было выбрано исследование принципиальной возможности нахождения оптимального положения детектора [4]. Под оптимальным положением в данном случае понимается такое положение детектора, которое обеспечило бы максимальную схожесть форм детектируемого и излучаемого сигнала, т.е. свести искажения к минимуму. Для этого был произведен анализ результатов поиска времени пролета по различным пространственным положениям детектора. Работа по данному направлению позволила выявить возможность увеличения количества достоверных данных путем наращивания количества детекторов. Для этого был произведен анализ результатов поиска времени пролета по различным пространственным положениям детектора.

Данная работа позволила выявить несколько интересных особенностей, позволяющих объяснить возможные причины появления искажений форм импульсных сигналов, а также наметить некоторые предварительные возможности повышения достоверности результатов измерений путем изменения положения и количества детекторов. На основе полученных результатов намечен подход к распознаванию недостоверных результатов измерения в результатах прямых времяпролетных измерений импульсного рефлектометра, осуществлена первая попытка алгоритмизации синтезированного подхода и автоматизации процесса определения промахов. В перспективе работа по данному направлению может повысить степень достоверности определенного положения плазмы с помощью метода ИРП, а так же увеличить надежность и отказоустойчивость метода, что позволило бы широко применять метод.

Список публикаций:

[1] Shevchenko V.F., Petrov A.A., Petrov V.G. // *International J. of infrared and millimeter waves*. 1993. T.14. №.9. С.1755-1768.

[2] Hugenholtz C. A. J., S. H. Heijnen // *EOM-Instituut voor Plasmafysica Rijnhuizen*, 1990.

[3] Taflove A., Hagness S. *Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method, 3rd ed.* / «Artech House, Inc.», 2005. – 1037 p.

[4] Мелешко Е.А. *Наносекундная электроника в экспериментальной физике*. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 216 с.

Метод уменьшения размеров микроволновых микрополосковых устройств деления мощности

Летавин Денис Александрович

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

Мительман Юрий Евгеньевич

d.a.letavin@urfu.ru

Стандартные мостовые устройства используются в различных областях радиотехники: в радиолокации, радионавигации, связи, антенных системах, радиоизмерениях и других областях техники. Данные устройства могут быть использованы в качестве функциональных узлов при проектировании делителей мощности, смесителей, модуляторов, сумматоров мощности, диаграммообразующих схем антенных решеток. Конструкции шлейфных и кольцевых мостов состоят из отрезков линий передачи с фазовым сдвигом 90° и 270° , и отличаются простотой реализации. На данный момент известно множество способов и методик, позволяющих сократить площадь, занимаемую микрополосковыми мостовыми устройствами на печатной плате. Например, в работах [1, 2, 3] предложено уменьшение габаритов при помощи квази-сосредоточенных элементов, в [4] периодические емкостные нагрузки, в [5] несимметричные Т-образные структуры, в [6-8] фильтры нижних частот. Стоит отметить, что не все перечисленные конструкции удобны при изготовлении или сохраняют характеристики устройства на уровне характеристик мостов стандартных размеров. В данной работе представлен метод, который позволяет уменьшить размеры моста, используя вместо отрезков линий передачи фильтры нижних частот (ФНЧ), которые можно просто и быстро спроектировать.

Мост – устройство с четырьмя входами, предназначенное для деления мощности поровну между двумя его выходами, притом, что оставшийся выход является развязанным (не возбуждается). Мостовые устройства обладают рядом принципиально важных характеристик: баланс плеч, полоса рабочих частот, развязка, согласование, разность фаз между выходными портами. Наиболее популярная конструкция двухшлейфного моста представляет собой два отрезка 50-омных линий передачи, связанных между собой 35-омными четвертьволновыми шлейфами. Для проектирования была выбрана подложка из стеклотекстолита Rogers RT с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 6.15$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 0,001$ и толщиной $h = 1$ мм. В предлагаемом методе первоначально синтезируются необходимые ФНЧ, настроенные на свое входное сопротивление и фазовый сдвиг на заданной центральной частоте. После установки этих фильтров вместо микрополосковых линий (МПЛ), получается компактная конструкция моста, состоящая из четырех попарно одинаковых фильтров 5-го порядка (рис.1). Весь процесс проектирования производится в программе AWR Design Environment 12. Результаты численного моделирования также представлены на рис.1.

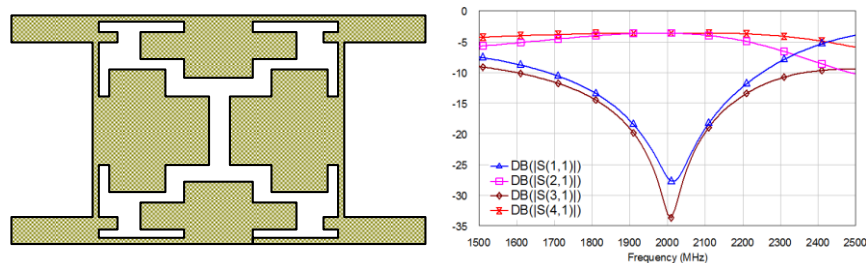


рис. 1. Топология и характеристики моста

Разработанное устройство имеет следующие характеристики: полезная полоса пропускания (определяемая по развязке 20 дБ) составляет 186 МГц (9,3% от центральной частоты), коэффициент отражения от входного порта (S_{11}) имеет значение – 27 дБ на центральной частоте 2 ГГц.

С применением ФНЧ вместо четвертьволновых отрезков линии передачи, получилось реализовать компактную конструкцию двухшлейфного моста, работающего на центральной частоте 2 ГГц, имеющего уменьшенную на 69.5% по сравнению со стандартным мостом занимаемую площадь. При этом полоса рабочих частот по уровню развязки -20 дБ сокращается всего примерно на 23%.

Список публикаций:

- [1] Liao S.-S. and Peng J.-T., // *IEEE Trans. Microw. TheoryTech.*, vol. 54, pp. 3508-3514, Sep. 2006.
- [2] Щетинин Н.Н., Мельник В.А. // *Вестник Воронежского института ФСИИ России*. 2014. № 4. С. 26-28.
- [3] Щетинин Н.Н., Останков А.В., Воробьева Е.И. // *Вестник Воронежского гос.о тех. у-а*. 2014. Т. 10. № 3-1. с. 66-70.
- [4] Eccleston K. W., Ong S. H. M. // *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, pp. 2119-2125, Oct. 2003.
- [5] Liao S.-S., Sun P.-T., Chin N.-C. and Peng J.-T. // *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* vol. 15, pp. 588-590, Sep. 2005.
- [6] Letavin, D.A., Mitelman, Y.E., Chechetkin, V.A. // *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2016*.
- [7] Letavin, D.A., Mitelman, Y.E., Chechetkin, V.A. // *2015 Loughborough Antennas and Propagation Conference, LAPC 2015*.
- [8] Letavin, D.A., Mitelman, Y.E., Chechetkin, V.A., // *2015 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems, COMCAS 2015*.

Новый метод расчета дисперсионных характеристик оптоволоконных линий

Малов Эдуард Эдуардович

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина

Мительман Юрий Евгеньевич

e.e.malov@urfu.ru

Оптоволоконные линии связи применяют в телекоммуникационных сетях различных уровней: от межконтинентальных магистралей до домашних компьютерных сетей. Интерес к оптоволокну вызван его особыми возможностями – высокая помехозащищенность и скрытность, низкое затухание при передаче на дальние расстояния и возможность работать с высокими скоростями передачи данных.

В настоящий момент актуальна тема исследований оптических волокон, изготовленных из полимеров. Оптические линии связи, выполненные из такого материала, обладают гораздо большими потерями – сотни дБ/км против единиц дБ/км у оптоволоконной линии из кремниевого стекла, однако показатели скорости передачи и защищенности линии все еще высоки, а стоимость изготовления на порядок меньше, чем у кварцевого волокна. Полимерные волокна находят свое применение в областях промышленных линий связи, датчиков, автомобильной электроники, медицины, специальных/корпоративных сетей передачи данных и удаленного освещения.

Для анализа оптоволоконных линий самыми важными являются дисперсионные характеристики, которые описывают основные параметры линии передачи, такие как постоянная распространения, длина волны в линии, затухание, фазовая и групповая скорости, диапазон рабочих частот и тип основной волны. По этим характеристикам рассчитываются такие виды дисперсии в линии, как межмодовая, материальная, волноводная и поляризационная модовая.

Оптоволоконная линия передачи является многослойным диэлектрическим волноводом. Для анализа таких структур математически при классическом подходе записываются уравнения Гельмгольца относительно продольных составляющих полей гибридных волн круглого диэлектрического волновода в цилиндрической системе координат, затем эти уравнения решаются независимо в каждой однородной области пространства, после чего необходимо записать условия непрерывности тангенциальных составляющих векторов напряженностей электрического и магнитного поля на границах раздела между средами. Из записанных граничных условий и независимых решений во всех областях получается система из $2N$ линейных однородных алгебраических уравнений относительно $2N$ коэффициентов, где N – количество областей. Записывая условие нетривиальности решения системы, то есть приравнявая нулю главный определитель системы, получают дисперсионное уравнение для HE_{mn} и EH_{mn} волн. [1]

При увеличении количества слоев в структуре система уравнений становится плохо обусловленной, что серьезно затрудняет ее численное решение. Таким образом, классический подход к определению дисперсионных характеристик в многослойном диэлектрическом волноводе является сложной задачей, а сама математическая модель вносит существенные ограничения на количество слоев в исследуемой структуре.

Для решения проблемы со сложностью расчетов и ограничения количества слоев предлагается новый метод расчета дисперсионных характеристик, основанный на аппарате функций Грина и методе эквивалентных радиальных линий (рис. 1)

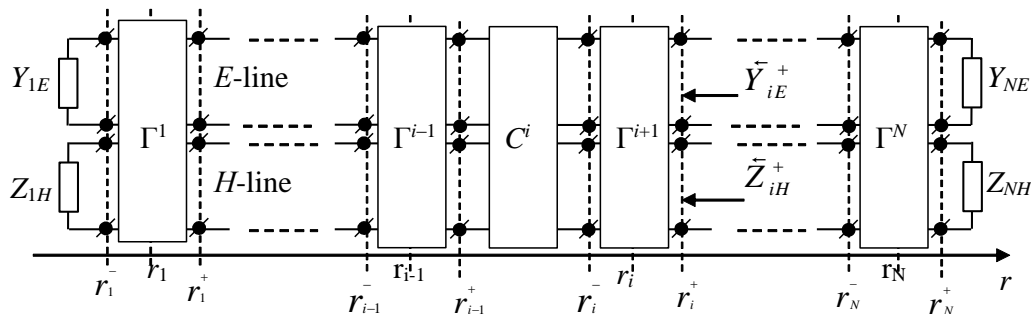


рис.1. Схема эквивалентной радиальной линии

В основу метода заложена идея представления компонент поля в виде ряда Фурье по азимутальным индексам и интеграла Фурье по продольным волновым числам от пространственных спектральных составляющих. Электромагнитное поле описывается как сумма электрических и магнитных волн, распространяющихся вдоль оси z, поэтому возможно преобразование волновых уравнений к системе из двух уравнений, содержащих спектральные компоненты электрического и магнитного полей, электрической и

магнитный сторонние токи. Волновые уравнения возможно привести к системе телеграфных уравнений для радиальной линии передачи, заменив спектральные компоненты полей на модальные напряжения и ток в эквивалентной радиальной линии. В итоге, используя методы теории цепей, мы смогли заменить многослойную структуру диэлектрического волновода с собственной волной на эквивалентную цепь, состоящую из двух эквивалентных радиальных линий – для Н- и Е-волн. [2]

Эквивалентные радиальные линии состоят из многополюсников, описанных матрицами границ и слоев, связывающими модальные напряжения и токи на портах, и двухполюсников – концевых модальных направленных сопротивлений и проводимостей линий, соответствующих граничным условиям на внутренних и внешних слоях структуры.

Для расчета дисперсионных характеристик необходимо решить уравнение, вытекающее из условия поперечного резонанса – сумма направленных модальных сопротивлений (проводимостей) влево и вправо от опорного сечения линии должна равняться нулю. Решение уравнения для сопротивлений соответствует дисперсионным характеристикам Н-волн, а проводимостей – Е-волн. [3]

Таким образом, для получения дисперсионных характеристик оптоволоконной линии передачи был предложен новый метод расчета, основанный на методе функций Грина и методе эквивалентных радиальных линий. Такой подход требует только решения уравнений условий поперечного резонанса для расчета дисперсионных характеристик. При этом особенности эквивалентных радиальных линий предоставляют возможность для расчета дисперсионных характеристик у структур с теоретически неограниченным количеством слоев. С добавлением очередного слоя в математический аппарат добавляется матрица передачи границы и слоя, то есть количество вычислений увеличивается линейно. Такие особенности предлагаемого математического аппарата предоставляют широкие возможности для исследования и анализа многослойных оптоволоконных линий передачи.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01396).

Список публикаций:

[1] Неганов В. А., Оситов О. В., Раевский С. Б., Яровой Г. П. // *Электродинамика и распространение радиоволн. Учебник / Под ред. В. А. Неганова и С. Б. Раевского. Изд. 4-е, доп. И перераб.* – М.: Радиотехника, 2009. – 744 с., ил.

[2] Мительман Ю. Е., Шабунин С. Н. // *Определение постоянных распространения в круглом слоистом волноводе. Вестник УГТУ-УПИ. Серия радиотехническая. Теория и практика радиолокации земной поверхности. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2005. № 19 (71). С. 165-169.*

[3] Князев С. Т., Мительман Ю. Е., Шабунин С. Н. *Применение аппарата функций Грина радиально слоистых структур к решению задач возбуждения, излучения и дифракции волн. Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 4. С. 31-37.*

Теоретические расчеты спектров селективного радиочастотного эксперимента ЯМР MUSLE: возбуждение одиночных линий мультиплетов

Морозов Максим Геннадьевич

Черныш Юрий Ефимович

Южный федеральный университет

Синявский Геннадий Петрович, д.ф.-м.н.

morozov.rf.nmr@gmail.com

Предлагается новая методика – возбуждение одиночных линий мультиплета MUSLE (MUltiplet Single Line Excitation), осуществляемая путем облучения исследуемого образца с помощью селективного радиочастотного возбуждения.

В новом эксперименте используются комбинации двух импульсов – селективного и неселективного или двух селективных импульсов. Каждая схема применима для конкретной задачи динамического ЯМР. В работе рассмотрено применение методики для слабосвязанной спиновой системы типа AX, для которой приведены квантово-механические расчеты на основе специально разработанной математической модели, основанной на формализме операторов произведения. Рассмотрим пять возможных различных комбинаций импульсных последовательностей, используемых в методике MUSLE [1]:

$$1. \left(\frac{\pi}{2}\right)_x - t_1 - \left(\frac{\pi}{2}\right)_x (A^1) - t_2 \qquad 2. \left(\frac{\pi}{2}\right)_x (A^1) - t_1 - \left(\frac{\pi}{2}\right)_x - t_2$$

$$\begin{aligned}
& 3. \left(\frac{\pi}{2}\right)_x (A^1) - t_1 - \left(\frac{\pi}{2}\right)_x (X^3) - t_2 \quad 4. \left(\frac{\pi}{2}\right)_x (A^1) - t_1 - \left(\frac{\pi}{2}\right)_x (A^1) - t_2 \\
& \quad 5. \left(\frac{\pi}{2}\right)_x (A^1) - t_1 - \left(\frac{\pi}{2}\right)_x (A^2) - t_2
\end{aligned}$$

Запись $\left(\frac{\pi}{2}\right)_x (A^1)$ означает возбуждение одиночной линии мультиплета ядра А. Для описания действия селективных импульсов операторы представляются в виде линейной комбинации операторов

Для упрощения расчетов полагаем положительную константу связи и отсутствие химического обмена. В результате получаем следующий вид оператора плотности для у-компоненты намагниченности, соответствующей сигналу поглощения:

$$\begin{aligned}
\sigma_4^{набл} = & I_y^{A_1} \sin \omega_1 t_1 \cos \pi J_{AX} t_1 \sin \omega_1 t_2 \cos \pi J_{AX} t_2 - \\
& - I_y^{A_2} \cos \omega_2 t_2 \cos \pi J_{AX} t_2 - \\
& - I_y^X \cos \Omega_X t_1 \cos \pi J_{AX} t_1 \cos \Omega_X t_2 \cos \pi J_{AX} t_2 + \\
& + I_y^X \sin \Omega_X t_1 \cos \pi J_{AX} t_1 \sin \Omega_X t_2 \cos \pi J_{AX} t_2
\end{aligned}$$

После некоторых тригонометрических преобразований получаем следующее выражение:

$$\begin{aligned}
\sigma_4^{набл} = & 1/4 I_y^{A_1} [\sin(\omega_1 - \pi J_{AX}) t_1 + \sin(\omega_1 + \pi J_{AX}) t_1] \times [\cos(\omega_1 - \pi J_{AX}) t_2 - \cos(\omega_1 + \pi J_{AX}) t_2] - \\
& - 1/2 I_y^{A_2} [\cos(\omega_2 + \pi J_{AX}) t_2 + \cos(\omega_2 - \pi J_{AX}) t_2] - \\
& - 1/4 I_y^X [\cos(\Omega_X + \pi J_{AX}) t_1 + \cos(\Omega_X - \pi J_{AX}) t_1] \times [\sin(\Omega_X - \pi J_{AX}) t_2 + \sin(\Omega_X + \pi J_{AX}) t_2] + \\
& + 1/4 I_y^X [\sin(\Omega_X - \pi J_{AX}) t_1 + \sin(\Omega_X + \pi J_{AX}) t_1] \times [\cos(\Omega_X + \pi J_{AX}) t_2 + \cos(\Omega_X - \pi J_{AX}) t_2]
\end{aligned}$$

Схематическая структура двумерного спектра для данной импульсной последовательности представлена на рис. 1.

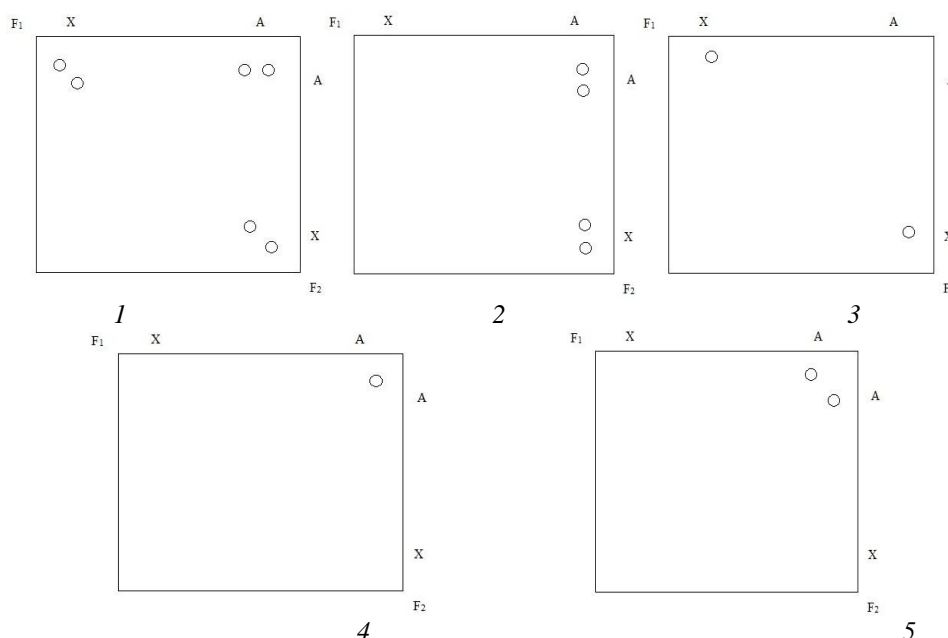


рис.1. Теоретические двумерные спектры для всех импульсных последовательностей эксперимента MUSLE

Показано, что предлагаемая новая методика приводит к значительному упрощению двумерных спектров ЯМР. Это позволяет изучить химические процессы и обмены спиновыми состояниями путем отслеживания динамического поведения мультиплетной структуры связанных ядер.

Список публикаций:

[1]. Морозов М.Г., Черныш Ю.Е., Сиявский Г.П. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015. Т.20.№6.С.85.

Моделирование детерминировано анизотропной среды распространения радиоволн

Пирожков Дмитрий Вячеславович

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина

Зейде Кирилл Михайлович

dpir@mail.ru

Данная работа представляет описание созданного ПО, которое входит в комплекс программ распределенного электромагнитного моделирования, для анализа детерминировано анизотропных сред, в том числе в режиме реального времени. Моделируемыми средами могут выступать: среды с переносом вещества, испытывающие линейные деформации, движущиеся среды (в том числе не инерциальные системы отсчета), многослойные среды (в том числе радио линзы). Главной предпосылкой и обоснование актуальности работы является недостаточность функционала коммерческих САПР (Система автоматизированного проектирования) электромагнитного моделирования, в следствии - невозможность анализа сред и явлений описанных выше. Детальное описание математического аппарата, основанного на теории возмущений и кластерной декомпозиции, а также постановка вычислительного эксперимента, для апробации алгоритмов работы ПО даны в [1].

Один из способов моделирования анизотропной среды в САПР - задание многослойной структуры с помощью электрофизических параметров каждого слоя. Будем считать, что состояние среды до возмущения известно и изотропно. Распространяющееся возмущение определено и характеризует анизотропию. Учитывая физический смысл протекающих процессов, проводится разбиение среды на кластеры.

Кластером называется однородный изотропный участок среды, причем, достаточно априорно знать состояние только одного кластера, что бы, через особую функцию связи, найти текущее состояние всех кластеров, формирующих систему. На *рис. 1, 2* представлен пользовательский интерфейс созданной программы.

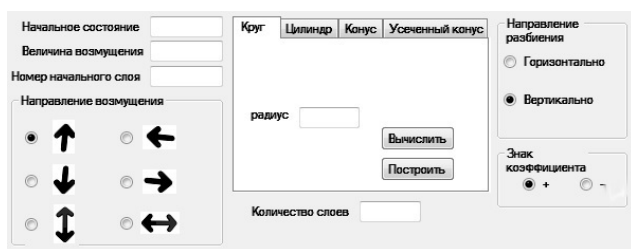


рис.1. Поле кластеризации и задания геометрии

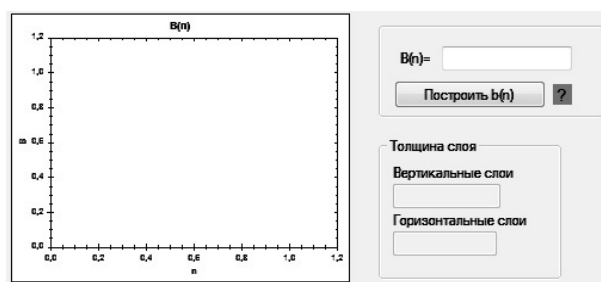


рис.2. Поле определение функции связи кластеров

Для расчета параметров каждого слоя и дальнейшей работы с ними, была разработана и написана программа на языке С#. В качестве сред рассматриваются только осесимметричные объекты. Пользователь может задавать значения некоторых начальных параметров, таких как направление возмущения, состояние первого кластера, распространяющееся возмущение, функция перехода $\beta(n)$, количество слоев и т.д. После завершения вычислений программы пользователь имеет возможность проанализировать рассчитанные параметры анизотропной среды в виде табличных данных.

Рассчитываются не только электрофизические параметры среды, но и координаты каждого кластера. В программе возможен экспорт данных для дальнейшего использования в сторонних САПР. Структура файла построена таким образом, что он воспринимается любой САПР электромагнитного моделирования.

На данном этапе программа проходит апробацию натурными экспериментами по распространению радиоволн в движущейся жидкости, в которой происходит перенос вещества. Временные рамки симулирования задаются с учетом физического смысла, протекающих в системе явлении, однако жестко ограничиваются временем наблюдения и релаксации системы.

Данная работа спонсируется грантом Уральского федерального университета № ППК 6.1.5.1.С2.Д-16/Г2.

Список публикаций:

[1] К.М. Зейде К. М., Д.В. Пирожков, ИТ: глобальные вызовы и новые решения. Сборник докладов, 80, (2017).

Эксперименты по хаотической маскировке информации на основе модифицированного «лабиринтного» хаоса Томаса

Савкин Леонид Васильевич

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

Дмитриев Александр Сергеевич, д.ф.-м.н.

solaris.rafo@gmail.com

В работе исследуются способы передачи аналоговой и цифровой информации, основанные на методах хаотической маскировки [1, 2]. В качестве носителя используется частично сглаженный «лабиринтный» хаос [3], реализуемый посредством осцилляторов Томаса с дополнительными ангармоническими слагаемыми в правой части. Данный тип осцилляторов описывается в общем случае системой обыкновенных дифференциальных уравнений вида

$$S_T : \begin{cases} \dot{x} = G_1(y) + G_2(2y) + G_3(3y) - bx, \\ \dot{y} = G_1(z) + G_2(2z) + G_3(3z) - by, \\ \dot{z} = G_1(x) + G_2(2x) + G_3(3x) - bz, \end{cases} \quad (1)$$

где $G(\circ)$ – гармоническая функция $\sin(\circ)$ или $\cos(\circ)$; b – единственный параметр системы, отвечающий за управление фазовым портретом системы (1).

На рис. 1 представлена обобщенная схема, реализующая известные [1, 2] способы передачи как аналоговой, так и цифровой информации, посредством хаотической маскировки с использованием модифицированного «лабиринтного» хаоса Томаса в качестве носителя информации.

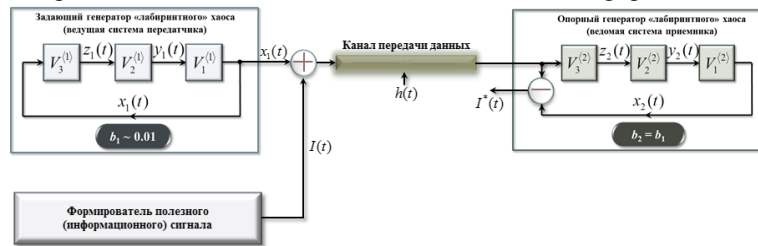


рис.1. Обобщенная схема передачи информации с помощью метода хаотической маскировки

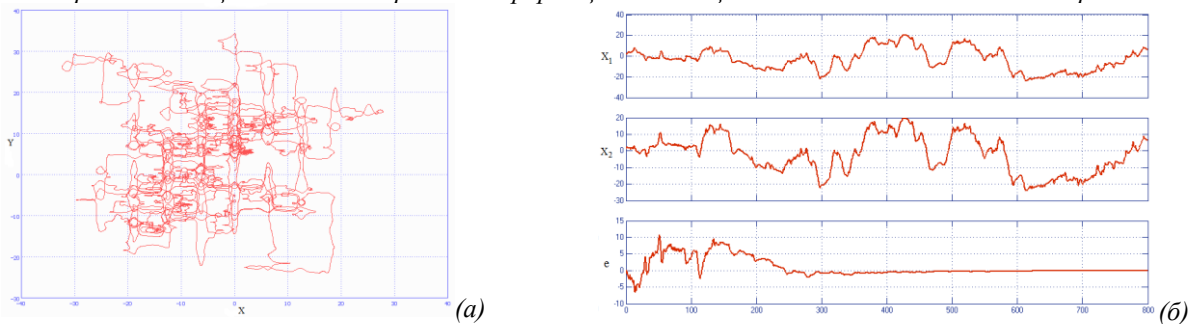


рис.2. Некоторые результаты численного моделирования: (а) проекция фазового портрета «модифицированного» лабиринтного хаоса Томаса на плоскость OXY ; (б) процесс первоначальной хаотической синхронизации приемника и передатчика при $I(t) = 0$, $h(t) = 0$, $b_1 = b_2 = 0.01268$

Передающая сторона включает в себя задающий генератор «лабиринтного» хаоса Томаса (рис. 2, (а)), реализующий хаотический сигнал $x_1(t)$ (параметр задающего генератора $b_1 \sim 0.01$) и формирователь полезного (информационного) сигнала $I(t)$. На передающей стороне сигналы $x_1(t)$ и $I(t)$ складываются и поступают в канал передачи данных, в котором также присутствует и некоторая аддитивная помеха $h(t)$. На приемной стороне детектирование переданного сигнала $I(t)$ осуществляется на основе оценки сигнала от вычитающего устройства $I^*(t)$, представляющего собой разность между принимаемым сигналом и сигналом синхронного хаотического отклика [4] опорного генератора приемника. В ходе изучения данного типа хаоса были рассмотрены способы хаотической маскировки как аналоговой, так и цифровой информации. Необходимо отметить, что все они подтвердили известное [2] условие оптимального выделения (детектирования) полезного сигнала $I(t)$ из сигнала $I^*(t)$: мощность сигнала $x_1(t)$, генерируемого передатчиком, должна превышать мощность передаваемого сигнала $I(t)$ на $\delta P \sim 35-45$ дБ. При этом практически во всех случаях моделирование и макетирование показало, что данные схемы весьма чувствительны к добавлению шума в канал связи, и что, в общем-то, также неоднократно подчеркивается в соответствующей литературе (например, в [2]). В качестве существенного недостатка использования модифицированного лабиринтного хаоса Томаса, рассмотренного в настоящей

работе, следует отметить весьма длительное время синхронизации осцилляторов по сравнению со стандартным [3] осциллятором Томаса. Кроме того, этот недостаток относится и к другим [5] модификациям осцилляторов Томаса, связанных с добавлением полигармонических составляющих.

Таким образом, можно заключить, что модифицированный «лабиринтный» хаос Томаса (вышеупомянутого типа) хоть и может быть использован в качестве носителя для передачи информации посредством хаотической маскировки, однако, на практике его применение будет крайне неэффективным. Это обстоятельство особенно заметно ввиду широкого разнообразия других типов хаотических осцилляторов, характеризующихся меньшим временем полной хаотической синхронизации. В тоже время «лабиринтный» хаос Томаса имеет практический интерес для его использования в качестве несущего в параметрических методах хаотической модуляции [6] и манипуляции (символическая динамика систем Томаса), разработка и исследование которых планируется в ближайшее время.

Список публикаций:

[1] Suoto K., Oppenheim A. // *Phys. Rev. Lett.*, 71, 1993. pp. 65 – 68.

[2] Дмитриев А.С., Панас А.И. *Динамический хаос: новые носители информации для систем связи*. – М.: Изд-во ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 252 с.

[3] Sprott J.C., Chlouverakis K.S. *Labyrinth Chaos // International Journal of Bifurcation and Chaos, Appl. Sci. Eng., Vol. 17, No. 6, 2007. pp. 2097 – 2108.*

[4] Волковский А.Р., Рудков Н.В. // *Письма в ЖТФ*. 1993. Т. 19, Вып. 3. с. 71 – 75.

[5] Савкин Л.В. *Модифицированные модели лабиринтных осцилляторов Томаса / Новые информационные технологии в научных исследованиях. Материалы XXI Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов, Рязань: Издательство РГРТУ, 2016. – с. 62.*

[6] Савкин Л.В. *Разработка методов хаотической модуляции, основанных на «лабиринтном» хаосе Томаса / Материалы XI Международной школы-конференции «Хаотические колебания и образование структур» (ХАОС-2016), Саратов: Издательский центр «Наука», 2016. – с. 105.*

Доплеровский поляризационный метеорологический радиолокатор ДМРЛ-С

Филинюк Всеволод Александрович

МОУ Средняя школа №5

Соколова Татьяна Андреевна

Tatiana2010Sokolova@yandex.ru

Доплеровский поляризационный метеорологический радиолокатор ДМРЛ-С предназначен для обеспечения метеорологической информацией об облачности, осадках и связанных с ними явлениях погоды прогностических органов Росгидромета, АМЦ, АМСГ и Центров УВД гражданской авиации, а также других потребителей радиолокационной метеорологической информации [1]. Всего до 2020 г. запланирована установка около 140 радиолокаторов ДМРЛ-С [2]. Радиолокаторы ДМРЛ-С предназначены для проведения круглосуточных наблюдений в составе единой радиолокационной сети Росгидромета по единому регламенту и с использованием единого программного обеспечения. Для сбора данных наблюдений, контроля и управления все радиолокаторы ДМРЛ-С подключаются к скоростной сети передачи данных Росгидромета. Серийные образцы ДМРЛ-С устанавливаются Росгидрометом на территории РФ в рамках выполнения двух государственных программ с целью создания единой системы радиолокационных метеорологических наблюдений Росгидромета. Таким образом, актуальной задачей данного исследования является изучение работы ДМРЛ-С.

В состав радиолокатора ДМРЛ-С входят [1]: антенная система; высокочастотный приемо-передающий тракт; клистронный передатчик; приемная система; центральный управляющий вычислительный комплекс (ЦУВК). Перечисленная аппаратура устанавливается на башне и в аппаратном контейнере ДМРЛ-С. На позиции размещается также оборудование систем электроснабжения, охранной и пожарной сигнализации. На отдельных позициях предусмотрен дизель-генератор аварийного электроснабжения. К достоинствам выбранной схемы размещения оборудования следует отнести относительно короткий волноводный тракт ДМРЛ-С, обеспечивающий минимальные потери. Снизу к контейнеру подводятся кабели электропитания и связи. Метеорологический радиолокатор ДМРЛ-С предназначен для производства наблюдений в автоматическом режиме и не требует постоянного присутствия на ДМРЛ-С квалифицированного обслуживающего персонала. Контроль аппаратуры ДМРЛ-С, управление радиолокатором и вторичная обработка информации проводится на удаленном управляющем вычислительном комплексе (УУВК), который может размещаться на значительном удалении от башни ДМРЛ. В настоящее время используется две схемы размещения УУВК: в ЗКТ на радиолокационной позиции у подножия башни и на значительном удалении (до нескольких десятков км) в рабочем помещении дежурных служб. Контроль за проведением радиолокационных наблюдений с помощью УУВК проводят специалисты оперативных дежурных служб Росгидромета – АМСГ, АЭ, ЦГМС.

Радиолокационные наблюдения на сети ДМРЛ-С проводятся синхронно по единому регламенту на всех радиолокаторах сети ДМРЛ-С Росгидромета. В каждом цикле наблюдений длительностью 10 минут на радиолокаторе ДМРЛ-С проводится два обзора, различающихся режимами наблюдений – «Отражаемость» и «Скорость», каждый из которых обеспечивает получение первичного набора данных наблюдений – объемного файла. Радиолокационные наблюдения с высокой частотой повторения зондирующих импульсов (PRF) обеспечивают высокое качество доплеровских радиолокаторов продуктов (радиальной скорости V , ширины спектра W) ценой сокращения интервала однозначного определения дальности источников радиоэха. По этой причине радиус зоны обзора в режиме «Отражаемость» - 250 км, а в режиме «Скорость» - 125 км [3].

В каждом обзоре радиолокатор последовательно проводит азимутальные круговые сканирования атмосферы под несколькими углами места антенны. В результате, в каждом обзоре радиолокационная информация об облачности и осадках собирается на нескольких конических сечениях в объемном файле первичных данных. Каждому элементу данных в объемном файле соответствуют координаты: дальность, азимут и угол места (коническое сечение). Дальнейшая компьютерная обработка позволяет построить по набору первичных радиолокационных данных трехмерную модель облачной атмосферы в зоне радиолокационного обзора: до 250 км по дальности от ДМРЛ и до 20 км по высоте от поверхности Земли. Чем чаще по углу места будет проведено сканирование (чем больше конических сечений), тем подробнее (и точнее) будет построенная модель.

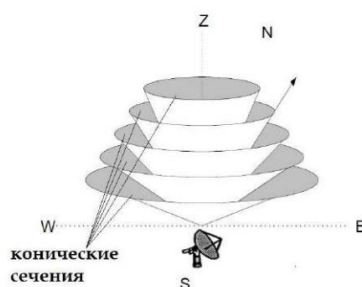


рис.1. Схема сканирования ДМРЛ-С

В ДМРЛ-С в настоящее время используется комбинированная стратегия сканирования (СVP) в диапазоне углов места антенны от 0,1 до 86°: сначала, на низких углах места, наблюдения проводятся с низкой частотой повторения PRF на дальности до 250 км, после чего частота импульсов повышается и дальнейшее сканирование до 86° проводится с высокой PRF. Затем, для получения доплеровских продуктов с высокой частотой повторения (и высоким качеством доплеровских продуктов), проводится повторный проход нижних углов места.

Список публикаций:

- [1] *Доплеровский метеорологический радиолокатор ДМРЛ-С, Руководство по эксплуатации, в 6-ти кн., ЦИВР.462414.002 РЭ, М.:ЛЭМЗ, 2011.*
- [2] *ФЦП Программа "Модернизация Единой системы организации воздушного движения Российской Федерации (2009 - 2020 годы)" [Электронный ресурс] // Министерство экономического развития Российской Федерации. URL: <http://fcp.economy.gov.ru/cgi-bin/cis/fcp.cgi/Fcp/ViewFcp/View/2014/251/> (дата обращения 15.02.2017).*
- [3] *Руководство по производству наблюдений и применению информации с неавтоматизированных радиолокаторов МРЛ-1, МРЛ-2, МРЛ-5. РД 52.04.320-91. СПб: Гидрометеиздат, 1993, 356 с*

Планирование эксперимента по измерению электрофизических параметров материалов в свободном пространстве

Шаров Вадим Вячеславович

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н Ельцина

Зейде Кирилл Михайлович

vadim.sharov9180@mail.ru

В современной промышленности, радионавигации, телекоммуникационных системах, а также в теоретической радиофизике, развитие и изучение новых функциональных материалов является одним из приоритетных направлений. Значения электрофизических параметров материалов, приведенных в свободном доступе зачастую, описываются постоянными значениями без какой-либо частотной зависимости [1,2]. Установление наличия или отсутствия этой зависимости, а также других особенностей является одной из целей работы.

Исследование электрофизических параметров материалов может осуществляться различными методами (волноводный, резонаторный, открытым концом коаксиального кабеля и т.д.). Недостатки волноводного метода описаны в [3], так же уточнены особенности проведения эксперимента в [4]. Главное преимущество метода свободного пространства - это изолированность объекта исследования от нежелательных сторонних эффектов, протекание которых неустранимо при других условиях наблюдения. Однако постановка этого эксперимента, само по себе, достаточно трудоемкий процесс, требующий отдельного изучения на стадии планирования. Одной из важных задач является выбор измерительных антенн. Они должны отвечать следующим критериям: узкая диаграмма направленности, малые геометрические размеры. Актуальность темы так же может заключаться в исследовании многослойных структур для реконструкции параметров диэлектрической и магнитной проницаемости как всей цели, так и отдельной ее части [5].

Измерительный стенд представлен на *рис. 1*. Он состоит из измерительных рупорных антенн, подключённых к векторному анализатору цепей, с размером апертуры передающей - 134 на 86 мм и приемной – 50 на 30 мм (подключены к волноводам 23 на 10 мм, с полосой рабочих частот 7-12 ГГц). Расстояние между передающей и приемной антенной ~ 1,5м, что соответствует дальним зонам антенн. Расстояние между образцом и передающей антенной выбирается из принципа расположения материала в плоскости равных фаз и амплитуд падающего ЭМП. Образец помещен в радиопрозрачный материал (радиопенопласт) установленный на специальной стойке в фазовом центре апертуры приемной антенны.

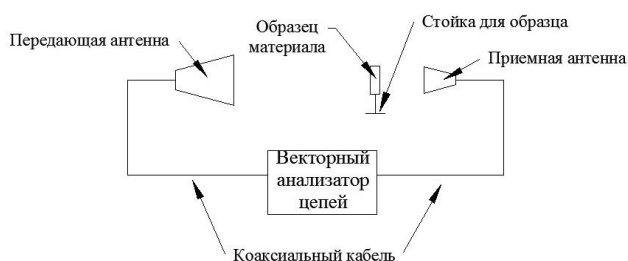


рис.1. Структурная схема стенда

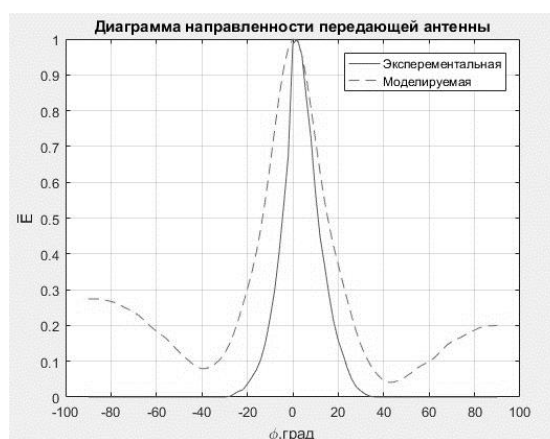


рис.2. Диаграмма направленности передающей антенны

Диаграмма направленности антенн была снята на частоте 9357 МГц, в реальных условиях лаборатории в горизонтальной плоскости Н-секториального рупора. Затем рупора моделировались в среде Altair FEKO для верификации значений расположения и размеров плоского фронта волны, формируемой передающей антенной. На *рис.2* представлены экспериментальные и численные результаты.

Боковые лепестки не входят в диапазон чувствительности измерительной аппаратуры. Сравнение экспериментальной и численной ДН считаются успешным. Размеры образца 23 на 10 мм. Образец ориентируется большей гранью по широкой стенке рупора.

Данные моделирования показали, что, расположив образец на расстоянии 850 мм от передающей антенны он будет находиться в плоскости неравномерности амплитудного распределения, падающего ЭМП не более $\Delta E = 0,004$ (нормированная разность напряженности электрического поля в плоскости расположения образца).

Такая формулировка дает основания полагать, что образец будет облучаться фронтом волны близком к плоскому, что соответствует волноводному методу измерения, однако без характерной замкнутому пространству дисперсией. Минимизация приема дифрагированных от образца волн достигается расположением образца в апертуре антенны, а также ее диаграммой направленности.

Список публикаций:

- [1] Кошкин Н.И., М.Г Ширкевич. //Справочник по элементарной физике, 5 издание, Наука, 1972.
- [2] Беляев А.А., Романов А.М., Широков В.В., Шульдешов Е.М. // Электронный научный журнал «ТРУДЫ ВИАМ», №5, 2014.
- [3] Романов А.М., Беляев А.А., Беспалова Е.Е. // Электронный научный журнал «ТРУДЫ ВИАМ», №3, 2015.
- [4] Зейде К.М., Малкин А.И., Шаров В.В. // Особые уточнения к волноводному методу измерения параметров материалов // ИТ: глобальные вызовы и новые решения. Сборник докладов ред. Круглов А.В – М.: Эдитус, 2017.
- [5] Tomasek P., Shestopalov Y.V., Kresalek V. // Electromagnetics in advance application conference proceedings, 2015.