

18-Радиофизика, электроника, акустика

Антипов Илья Владимирович, 6 курс
Томский Государственный Университет, радиофизический
Анализ стационарных режимов в системе связанных автогенераторов, синхронизируемой многофазным внешним сигналом.

Научный руководитель: Якубов Владимир Петрович, доктор физ.-мат. наук, зав. кафедрой радиофизики,
Томский Государственный Университет

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

Телефон: (3822) 76-50-97

E-Mail: antip@elefot.tsu.ru стр. 904

Балханов Василий Карлович, лаборатория Радиогеофизики
Отдел физических проблем Бурятского НЦ СО РАН, физико-математический

Скин - слой во фрактальной среде

Научный руководитель: Башкуев Юрий Буддич, д.т.н., зав. лаб. Радиогеофизики, Отдел физических проблем Бурятского НЦ СО РАН

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

Телефон: (3012)43-32-10

E-Mail: ofp@bsc.buryatia.ru стр. 906

Балякин Артем Александрович, аспирант
Саратовский Государственный Университет, Нелинейных Процессов

Сложная динамика нелинейного диэлектрического резонатора под внешним воздействием

Научный руководитель: Рыскин Н.М., к.ф.-м.н., доцент, кафедра нелинейной физики факультета нелинейных процессов СГУ

Адрес: 410009 г. Саратов, ул. Лесная, д. 2

E-Mail: BalyakinAA@info.sgu.ru стр. 907

Валиуллина Инна Евгеньевна, 5 курс
Томский Государственный Университет, радиофизический

Частотно-временное распределение электромагнитной энергии КВ-диапазона, уходящей от Земли

Научный руководитель: Нагорский Петр Михайлович, доктор физ.-мат. наук, профессор кафедры ТГУ, зав. сектором СФТИ, Томский госуниверситет, СФТИ при ТГУ

Адрес: 634050, г. Томск, пл. Ново-Соборная, д.1, СФТИ при ТГУ, отдел геофизики и экологии

Телефон: (3822) 41-39-76

E-Mail: nagorsky@elefot.tsu.ru стр. 908

Волков Александр Евгеньевич, аспирант 1-го года
Ростовский Государственный Университет, физический

Исследование распространения квазиповерхностных электромагнитных волн в многослойных диэлектрических структурах с потерями.

Научный руководитель: Гальченко Николай Алексеевич, д.ф.-м.н., профессор, Ростовский госуниверситет

Адрес: 346880 Ростовская обл., г.Батайск, ул.Заводская 153/1.

Телефон: (254)6-80-85

E-Mail: teorf@mail.ru стр. 910

Волошин Александр Сергеевич, 6 курс
Красноярский Государственный Университет, физический

Расчет и проектирование микрополосковых кольцевых резонаторов для измерения СВЧ-диэлектрической проницаемости

Научный руководитель: Дрокин Николай Александрович, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, Институт физики СО РАН г. Красноярск

Адрес: 660041 г. Красноярск, пр.Свободный, 81 - 601

E-Mail: Alex_Vlshn@mail.krasu.ru

стр. 912

Гагарин Александр Геннадиевич, аспирант

Санкт-Петербургский Государственный Электротехнический Университет, Электроники

Электродинамические характеристики изопланарной линии передачи

Научный руководитель: Козырев Андрей Борисович, д.т.н., профессор, Санкт-Петербургский

Государственный Электротехнический Университет

Адрес: 197376, Россия, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д.5, Факультет Электроники, кафедра ЭИВТ

Телефон: (812) 234-48-09

E-Mail: mcl@eltech.ru

стр. 914

Гурулев Александр Александрович, ведущий инженер

Читинский институт природных ресурсов СО РАН, Лаборатория геофизики криогенеза

Определение области загрязнения пресного водоема в зимний период времени с помощью СВЧ-радиометрии

Научный руководитель: Бордонский Георгий Степанович, д.ф.-м.н., профессор ЗабГПУ, зав.

лабораторией геофизики криогенеза, ЧИПР СО РАН

Адрес: 672090 Чита ул. Бутина, 26 а/я 147

Телефон: (3022)23-40-63

E-Mail: SanSanG@mail.ru

стр. 916

Дамбуев Александр Викторович, м.н.с.

Бурятский Научный Центр СО РАН, Отдел физических проблем

Анализ условий распространения радиоволн ДВ диапазона на короткой (288км) трассе

Научный руководитель: Башкуев Юрий Буддич, д.т.н., зав.лаб., профессор, Бурятский научный центр

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

Телефон: (3012)43-32-10

E-Mail: lab@rgp.bsc.buryatia.ru

стр. 917

Дроган Юрий Владимирович, 4 курс

Ростовский Государственный Университет, физический

Моделирование распространения УКВ в сетях сотовой связи г. Ростова-на-Дону

Научный руководитель: В. Н. Иванов, к. ф.-м. н, доцент, зав. кафедры Радиофизики, Ростовский

государственный университет

Адрес: 344090 г. Ростов-на-Дону, Зорге 5,

Телефон: (8632) 32-15-51

E-Mail: drogan@aanet.ru

стр. 919

Зверев Алексей Михайлович, аспирант

Воронежский Государственный Университет, физический

Использование пакета программ `Serenade 8.0` для исследования характеристик электромагнитной совместимости

Научный руководитель: Бобрешов А.М., доктор ф.-м. наук, профессор каф. электроники ВГУ, ВГУ

Адрес: 394693, г.Воронеж, Университетская пл. 1, тел. (0732) 789-411

E-Mail: zalex@el.phys.vsu.ru

стр. 921

Караваев Андрей Александрович, 5 курс

Воронежский Государственный Университет, физический

Воздействие помехового сигнала в канале хаотической системы связи на структуру принимаемого сигнала

Научный руководитель: Бобрешов Анатолий Михайлович, д.ф.-м.н., профессор, Воронежский

государственный университет, физический факультет, каф.электроники

Адрес: 394068, г.Воронеж, ул.Беговая, д.49, кв.11

E-Mail: andrey@el.phys.vsu.ru

стр. 923

Касаев Алексей Сергеевич, аспирант 1-го года обучения

Новосибирский Государственный Технический Университет, физико-технический

Испытание макета высоковольтного импульсного трансформатора на отрезках коаксиальных кабелей.

Научный руководитель: Подгорный Фёдор Владимирович, м.н.с., Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера

Адрес: 630090 Новосибирск, Институт ядерной физики, проспект академика Лаврентьева 11

Телефон: (3832) 39-47-23

E-Mail: lx11101@mail.ru стр. 925

Кочеткова Татьяна Дмитриевна, аспирант

Томский Государственный Университет, радиофизический

Температурные спектры диэлектрической проницаемости полярных жидкостей в области диэлектрической релаксации

Научный руководитель: Суслев Валентин Иванович, кандидат физико-математических наук, доцент, Кафедра радиоэлектроники Томского государственного университета

Адрес: г.Томск ул.Енисейская 7 кв.9

Телефон: (3822)21-66-54

E-Mail: tdk.rff@elefot.tsu.ru стр. 927

Кочеткова Татьяна Дмитриевна, аспирант

Томский Государственный Университет, радиофизический

Определение изменения структуры водных растворов метилового спирта по измеренным спектрам диэлектрической диэлектрической релаксации

Научный руководитель: Суслев Валентин Иванович, кандидат физико-математических наук, доцент, Кафедра радиоэлектроники Томского государственного университета

Адрес: г.Томск ул.Енисейская 7 кв.9

Телефон: (3822)21-66-54

E-Mail: tdk.rff@elefot.tsu.ru стр. 928

Лапко Юлия Анатольевна, 5 курс

Томский Государственный Университет, радиофизический

Анализ основных каналов потерь антропогенной составляющей электромагнитной энергии СВ диапазона, удерживаемой в полости Земля-ионосфера

Научный руководитель: Нагорский Петр Михайлович, доктор физ.-мат. наук, профессор кафедры ТГУ, зав. сектором СФТИ, Томский госуниверситет, СФТИ при ТГУ

Адрес: 634050, г. Томск, пл. Ново-Соборная, д.1, СФТИ при ТГУ, отдел геофизики и экологии

Телефон: (3822) 41-39-76

E-Mail: nagorsky@elefot.tsu.ru стр. 929

Леконцев Алексей Юрьевич, 5 курс

Пермский Государственный Университет, физический

Определение параметров SPICE-моделей униполярных транзисторов

Научный руководитель: Измествев Игорь Васильевич, к.ф.-м.н., доцент, ПГУ кафедра экспериментальной физики

Адрес: 614000 Пермь Букерева 15 кафедра экспериментальной физики

Телефон: (3422) 39-65-59

E-Mail: senik@psu.ru стр. 931

Лексиков Андрей Александрович, 3 курс

Красноярский Государственный Университет, физический

Программа анализа микрополосковых фильтров с варакторной перестройкой частоты

Научный руководитель: Беляев Борис Афанасиевич, д.т.н, зав. лабораторией, ИФ СОРАН

Адрес: 660036 Красноярск Академгородок 20-80

Телефон: (3912) 49-58-23

E-Mail: nip@iph.krasn.ru стр. 932

Ливеров Виктор Сергеевич, 1 курс аспирантуры

ГМТУ, ФЕНиГо

Разработка установки для экспериментальных исследований акустических характеристик двухфазной среды, содержащей пузырьки водорода

Научный руководитель: Легуша Ф. Ф., д. ф.-м. н. профессор, зав. кафедрой, ГМТУ

Адрес: 198255 Санкт-Петербург пр. Ветеранов д. 11 кв. 31

E-Mail: lv3@pisem.net стр. 934

Михайлова Оксана Герасимовна, м.н.с.

Бурятский Научный Центр СО РАН, Отдел физических проблем при Президиуме БНЦ

Эффект прозрачности в случайной дискретной среде

Научный руководитель: Ломухин Юрий Лупонович, д.ф.-м.н., проф., зав. лабораторией, ОФП БНЦ СО РАН

Адрес: 670042, г. Улан-Удэ, ул. Сахьяновой, 6

Телефон: (3012)43-46-64

E-Mail: mihoks@ofpsrv.bsc.buryatia.ru стр. 936

Мункоев Виктор Евгеньевич, инженер

Бурятский Научный Центр СО РАН, Отдел физических проблем

Аппроксимирующие распределения вертикальных градиентов коэффициента преломления воздуха для восточных регионов России.

Научный руководитель: Батороев А.С., к.ф.м.-н., заведующий лабораторией, Отдел физических проблем БНЦ СО РАН

Адрес: 670047, Улан-Удэ, Сахьяновой, 8

Телефон: (3012) 43-32-54

E-Mail: borto@ofpsrv.bsc.buryatia.ru стр. 938

Петрунёв Сергей Николаевич, аспирант

Сыктывкарский Государственный Университет, физический

Электродинамический анализ тонких проводящих структур

Научный руководитель: Котов Л.Н., Доктор ф-мн, Профессор, СыктГУ

Адрес: 167000 г.Сыктывкар Сысольское шоссе 70-57

Телефон: (8212) 21-09-57

E-Mail: Petrynev.ssu@mail.ru стр. 940

Толстиков Максим Валерьевич, м.н.с.

ИСЗФ СО РАН, физический

Низкочастотные волновые возмущения концентрации плазмы в верхней ионосфере.

Адрес: г.Иркутск,Амурский 10-41

E-Mail: tmaximv78@mail.ru стр. 942

Хоружий Олег Сергеевич, 1 курс магистратуры

Ростовский Государственный Университет, физический

Использование МТМ метода спектрального оценивания к анализу непрерывных сигналов отраженных ионосферой.

Научный руководитель: Вертоградов Г.Г., к. ф.-м. н., доцент, РГУ

Адрес: 344038 Турмалиновская 62 кв.128

E-Mail: coololeg@aanet.ru стр. 944

Чимитцыденов Эдуард Ринчиндоржиевич, инженер-программист

Отдел физических проблем Бурятского НЦ СО РАН, Лаборатория волновых процессов

Возможности использования системы двух непрозрачных полосок для ослабления волновых полей

Научный руководитель: Батороев Анатолий Сократович, к.ф.-м.н., инженер-программист, Отдел физических проблем БНЦ СО РАН

Адрес: 670047, г. Улан-Удэ, ул. Сахьяновой, 8

Телефон: (3012) 43-32-54

E-Mail: edik_ch@ofpsrv.bsc.buryatia.ru стр. 946

Чимитцыденов Эдуард Ринчиндоржиевич, инженер-программист

Отдел физических проблем Бурятского НЦ СО РАН, Лаборатория волновых процессов

Способ ослабления помеховых полей с помощью щелевых экранов

Научный руководитель: Батороев Анатолий Сократович, к.ф.-м.н., Заведующий лаборатории волновых процессов, Отдел физических проблем БНЦ СО РАН

Адрес: 670047, г. Улан-Удэ, ул. Сахьяновой, 8

Телефон: (3012) 43-32-54

E-Mail: edik_ch@ofpsrv.bsc.buryatia.ru стр. 948

Чудина Алла Александровна, 5 курс

Кубанский Государственный Университет, физико-технический

Экспериментальное исследование потерь электромагнитного излучения в отрезках запердельных волноводов

Научный руководитель: Запорожец Владимир Васильевич, канд. физ-мат. наук., профессор каф. оптоэлектроники, Куб. Г.У

Адрес: 350040 г Краснодар ул 2 я Пятилетка д 6 кв 31

Телефон: (612) 33-96-05

E-Mail: alla_bars@mail.ru стр. 951

Шигаев Роман Евгеньевич, 5 курс

Иркутский Государственный Университет, физический

Особенности формирования зон покрытия в системах подвижной радиосвязи

Научный руководитель: Унучков Владимир Евгеньевич, кандидат физико-математических наук, доцент, ИГУ

Адрес: 664007 Россия, г. Иркутск ул. Красногвардейская д. 14 кв. 75

Телефон: (3952) 27-36-38

E-Mail: rshigaev@yandex.ru стр. 953

Анализ стационарных режимов в системе связанных автогенераторов, синхронизуемой многофазным внешним сигналом.

Антипов Илья Владимирович

Томский государственный университет

Якубов Владимир Петрович, д.ф.-м.н.

antip@elefot.tsu.ru

В системе N взаимно - синхронизованных автогенераторов (АГ), на которую дополнительно воздействует внешний синхронизирующий сигнал, возможно существование N стационарных режимов. Для этого необходимо, чтобы указанный внешний сигнал к отдельному АГ с порядковым номером m подводился с фазовым сдвигом $2\pi m/N$. При этом имеет место инвариантность стационарного режима по отношению к скачкам фазы внешнего сигнала на дискреты вида $2\pi k/N$, что позволяет использовать систему в качестве выделителя подавленной несущей в приемниках ФМ сигналов. Основные характеристики и примеры практического применения таких систем изложены в [1,2].

В данной работе анализируются амплитудно-фазовые и частотно-фазовые характеристики систем с произвольным числом АГ, дается векторно-геометрическая интерпретация стационарных режимов, определяются границы их существования в области нормированных амплитуд и расстроек. Основные отличия от случая $N = 1$ заключаются в наличии минимальной и максимальной амплитуд внешнего воздействия, а также в степенной зависимости полосы частот синхронизации от амплитуды.

Уравнения движения фаз в системе имеют вид

$$\frac{d\phi_k}{dt} = \delta + \sum_m \mu \sin(\phi_m - \phi_k) + \lambda \sin(\theta_k - \phi_k), \quad (1)$$

где δ - обобщенная расстройка, считаемая одинаковой для всех АГ, μ - коэффициент их взаимной связи. Стационарные режимы находятся непосредственным интегрированием системы (1) или решением уравнений с нулевой левой частью одним из итерационных методов. В ходе расчетов удобно ввести практически важную величину S , представляющую собой сумму a_k - векторов колебаний отдельных АГ. Эта величина по существу является восстановленной несущей ФМ сигнала. Векторная запись уравнения стационарного режима имеет вид

$$\delta = \vec{a}_k \times (\mu \vec{S} + \vec{\lambda}_k), \quad (2)$$

где $\vec{\lambda}_k$ - векторы внешнего воздействия.

Результаты вычислений для системы из шести АГ, настроенных в резонанс ($\delta = 0$), иллюстрируются графиком зависимости $S(\lambda)$ (см. *рис.1*). На графике виден плавный ход кривой до некоторого критического значения амплитуды, после чего происходит скачок к нулю. Подобный ход кривой наблюдается и для других значений N . Критический скачок происходит приблизительно при $\lambda = 0.65N$. С дальнейшим увеличением амплитуды внешнего сигнала устойчивым решением остается $S = 0$. Однако, если изменять амплитуду от больших значений в меньшую сторону, нулевое

решение продолжает существовать вплоть до порога $\lambda = 0.5N$. Таким образом, существует гистерезисная область, где в зависимости от предыстории реализуется один из $N+1$ возможных режимов. В их число входят N равновероятных по реализации режимов, отличающихся дискретными значениями фаз, а также однозначный режим $S=0$ (исключением является случай $N=2$, для которого зависимость остается монотонно убывающей до самого нуля и амплитудный гистерезис отсутствует). На графике более тонкой линией показана ветвь кривой, соответствующая неустойчивому (хотя и формально существующему) решению.

Поведение пучка векторов колебаний отдельных АГ можно уподобить поведению спиц зонтика, пребывающего в двух устойчивых положениях: частично сложенным или полностью раскрытым, причем переход между этими положениями происходит скачкообразно и с гистерезисом.

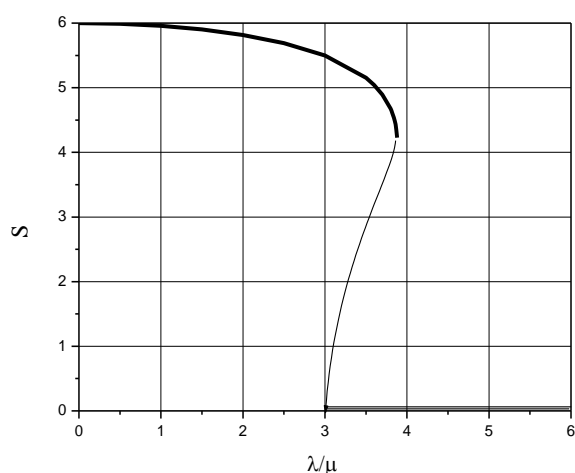


Рис.1

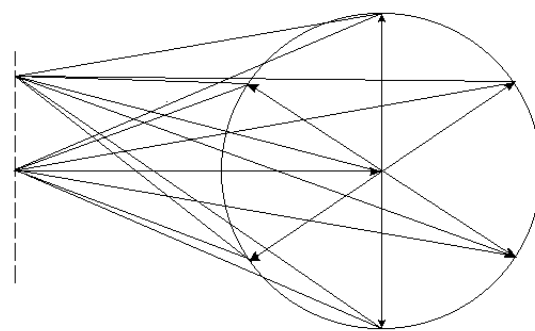


Рис. 2

При введении расстройки каждый индивидуальный вектор, в соответствии с (2), отклоняется от исходного направления. Как следствие, отклоняется и суммарный вектор (см рис. 2). В большинстве случаев отклонения индивидуальных векторов мало заметны на фоне отклонения всей конфигурации от оси симметрии. Например, на приведенном рисунке они составляют доли градуса, то есть практически не видны. Полоса синхронизации исследуемой системы изменяется пропорционально N -й степени амплитуды внешнего сигнала. В частности, для системы из двух АГ аналитически показано, что она пропорциональна квадрату амплитуды, а для системы из шести АГ путем интегрирования системы (1) с перебором δ установлена пропорциональность полосы синхронизации шестой степени λ . Если вдобавок колебательные системы АГ расстроены относительно друг друга (в пределах полосы взаимной синхронизации), то, помимо максимальной величины λ , существует также минимальная, обеспечивающая переориентацию индивидуальных векторов колебаний в нужную конфигурацию.

Список публикаций:

- [1] Исследование функционального узла на основе системы связанных автогенераторов. – В.Б. Антипов, Е.В. Федоров, И.В. Антипов. Тез. докладов Третьей МНТК “Электроника и информатика – XXI век”, М., МИЭТ, 2000, с 406-407.
- [2] Антипов В.Б., Антипов И.В., Тельпуховский Е.Д. Исследование фазового демодулятора на основе системы связанных автогенераторов. - Доклады VIII междунар. н.-т. конф. "Радиолокация, навигация, связь". Воронеж, 2002, с. 2176-2181.

Скин - слой во фрактальной среде

Балханов Василий Карлович,

Башкуев Юрий Буддич, д.т.н.

Отдел физических проблем при Президиуме Бурятского ИЦ СО РАН

lab@rgp.bsc.buryatia.ru

В настоящее время не известны “уравнения движения” в дробных или фрактальных производных, позволяющие с достаточной подробностью анализировать процессы во фрактальных средах. Само понятие фрактальной среды еще не обрело четкого определения. Обычно в этом случае говорят о процессах, происходящих на фрактальных геометрических структурах. В докладе будет предложен новый подход, основанный на фрактальном исчислении. Методология фрактального исчисления была с успехом применена к разветвленным структурам, к которым были отнесены дельты рек (Селенги и Волги) и стримерные каналы, образованные электрическими разрядами в диэлектрических подложках.

При изучении взаимодействия электромагнитных волн на фрактальных структурах (дифракция, затухание в полупроводящих средах) часто используют математический аппарат дробного интегрирования и дифференцирования. Но ее применение к вопросу о затухании электромагнитных волн в полупроводящих средах приводит к неправильному знаку в степенной зависимости глубины скин – слоя от частоты, в пределе при переходе к однородной среде невозможно получить известное выражение. Предлагаемый в докладе подход позволяет получить степенную зависимость скин - слоя от частоты, дающую правильную зависимость в асимптотическом пределе.

Мы представим анализ вопроса о затухании электромагнитных волн при ее распространении вглубь неоднородной (мелкослоистой относительно длины волны) среды в предположении, что распределение электрических параметров (диэлектрической проницаемости и проводимости) среды носит скейлинговый (самоподобный) характер.

Известно, что глубина проникновения h электромагнитной волны имеет корень квадратичную зависимость от времени становления t самого поля: $h \sim \sqrt{t/\mu_0\sigma}$, где μ_0 – магнитная постоянная, σ - проводимость. Причем величину $1/\mu_0\sigma$ называют коэффициентом диффузии для электромагнитного поля. Такую же зависимость от времени имеет размер области, заполняемой частицами при броуновском движении. Заполняя плотно однородную область, траектории броуновского движения имеют фрактальную размерность, равную 2. При движении на фрактальных структурах область броуновского движения приобретает другую степенную зависимость от времени: $h \sim t^{1/\nu}$. При переходе к однородной среде показатель ν становится равным 2. Мы можем предположить, что при затухании в случайно распределенной по электрическим параметрам среде скин – слой приобретает аналогичную степенную зависимость от времени становления поля. Поскольку время t просто связано с частотой ω , то, с учетом размерностей, окончательно получаем:

$$h = C \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \sigma \left(\frac{1}{\varepsilon_0 \sigma \omega} \right)^{1/\nu}.$$

Здесь ε_0 – диэлектрическая постоянная, C – безразмерный множитель, типичный для фрактальной геометрии. В асимптотическом пределе $\nu \rightarrow 2$, получаем известное выражение для скин – слоя однородной среды с постоянной $C = \sqrt{2}$.

Список публикаций:

- [1] Балханов В.К. Введение в теорию фрактального исчисления. – Улан – Удэ: Изд-во Бурятского госуниверситета, 2001. 58 с.
[2] Балханов В.К., Башкуев Ю.Б. Фрактальные разветвленные структуры. Дельта реки Селенга // Горный информационно – аналитический бюллетень, 2002. № 4. С. 21-23.
[3] Онуфриенко В.М. Импедансные свойства фрактальных контуров и поверхностей // Физика радиоволн: Труды Всерос. научн. конф. Томск:Изд-во Том. Ун-та, 2002. С136-39.

Сложная динамика нелинейного диэлектрического резонатора под внешним воздействием

Балякин Артем Александрович

Саратовский Государственный университет

Рыскин Никита Михайлович, к.ф.-м.н.

BalyakinAA@info.sgu.ru

В современной нелинейной динамике большое внимание привлекает проблема изучения хаотического поведения распределенных систем, т.е. систем с бесконечным числом степеней свободы [1-3]. Большую популярность в последнее время приобрел метод конечных разностей во временной области (finite difference time domain method – FDTD) [4]. Одной из основных идей метода является то, что электрическая и магнитная компоненты поля рассчитываются в узлах различных сеток, которые смещены относительно друг друга на половину шага дискретизации. Подобное смещение имеет место не только для пространственных, но и для временных компонент.

Будем рассматривать двумерную задачу, считая, что все компоненты полей зависят только от координат x и y , а в направлении Oz система бесконечно однородна. В данной работе представлены результаты численного моделирования распространения периодического внешнего возмущения в нелинейном диэлектрическом резонаторе.

При сравнительно малых значениях амплитуды входного сигнала нелинейные эффекты в системе проявляются слабо. Увеличение амплитуды приводит к росту гармоник основной частоты; цикл принимает сложную форму с большим числом петель. Дальнейшее возрастание амплитуды входного сигнала приводит к тому, что колебания становятся вначале квазипериодическими, а затем — хаотическими. Аттрактор имеет вид «зашумленного» предельного цикла, в спектре хаотических колебаний видны компоненты на частоте внешнего воздействия, и ее гармониках. Пространственные распределения полей в фиксированные моменты времени при этом также являются нерегулярными. Таким образом, в данном случае мы имеем дело с пространственно-временным хаосом. С ростом входного сигнала в целом наблюдается рост шумовой компоненты спектра, тогда как дискретные компоненты все более и более расплываются. Однако следует подчеркнуть, что внутри области хаоса имеются многочисленные «окна» регулярного поведения.

Представленные в данной работе результаты свидетельствуют о том, что в рассматриваемой системе можно реализовать хаотические режимы излучения при

достаточно большой надкритичности. В целом наблюдаемая картина достаточно хорошо согласуется с другими результатами исследований распределенных нелинейных резонаторов под внешним воздействием [5].

Работа выполнена при финансовой поддержке грантов CRDF (Award No REC-006), а также Российского фонда фундаментальных исследований (№ 02-02-17317).

Список публикаций:

[1] Рабинович М.И., Трубецков Д.И. Введение в теорию колебаний и волн. М.: Наука, 1984.

[2] Ахромеева Т.С., Курдюмов С.П., Малинецкий Г.Г., Самарский А.А. Нестационарные структуры и диффузионный хаос. М.: Наука. 1992.

[3] Ланда П.С. Нелинейные колебания и волны. М.: Наука, 1997.

[4] R. M. Joseph, A. Taflove // IEEE Trans. Ant. Propagation. 1997. V. 45, No. 3. P. 364.

[5] Balyakin A.A., Ryskin N.M. // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2001. V. 4, No. 4. P. 538.

Частотно-временное распределение электромагнитной энергии КВ-диапазона, уходящей от Земли

Валиуллина Инна Евгеньевна

Томский Государственный Университет

Нагорский Петр Михайлович, д.ф.-м.н.

787-vie.rff@elefot.tsu.ru

Проведен анализ областей на небесной сфере, в которые “высвечивается” электромагнитная энергия КВ-диапазона от антропогенных наземных источников. Использована неподвижная сферическая система координат, основная плоскость которой совпадает с экваториальной плоскостью, а долгота определяется точкой весеннего равноденствия. Все данные приведены в мировом времени (UT).

Несмотря на широкое развитие систем связи и вещания в других частотных диапазонах, системы, базирующиеся на КВ диапазоне, продолжают развиваться, что приводит к увеличению излучаемой мощности в полости Земля-ионосфера. По закону сохранения энергии, вся излученная энергия должна или уходить в космическое пространство, или поглощаться земной поверхностью и ионосферой. Согласно оценок в [1], в среднем за сутки земная поверхность поглощает ~ 20%, ионосфера ~ 30% , а “покидает” околоземное пространство ~ 50% всей энергии, излученной мировой сетью радиовещательных станций КВ-диапазона.

Рассмотрим расположение на небесной сфере областей, в которые высвечивается основная часть электромагнитной энергии (ЭМЭ) КВ диапазона.

На частоте $f \sim 6$ МГц для декабря (UT = 01) часть ЭМЭ высвечивается на широте $\sim 40^0$ СШ. В UT = 07 размер пятна увеличивается от 40^0 до 70^0 в северном полушарии, что на небесной сфере соответствует созвездию Рыси. В UT = 13 основная часть ЭМЭ уходит от Земли на широтах 10^0 - 60^0 СШ. Это соответствует созвездию Волопаса и частично затрагивает созвездие Геркулеса. А в UT = 19 максимум высвечиваемой ЭМЭ приходится на 20^0 - 40^0 СШ и попадает в созвездие Северной Короны. Для $f \sim 9.6$ МГц и декабря (UT = 01) поток ЭМЭ делится на две части. В северном полушарии происходит высвечивание в области главного ионосферного провала. В южном полушарии высвечивание ЭМЭ наблюдается на широтах 30^0 - 50^0 . В UT = 07 максимум уходящей ЭМЭ приходится на диапазон широт 40^0 - 60^0 . В UT = 13 площадь потока

высвечиваемой ЭМЭ максимальна на 10^0 - 80^0 СШ, а в UT = 19 основная часть ЭМЭ высвечивается в сравнительно узком диапазоне широт 10^0 - 30^0 СШ. Основная часть ЭМЭ для частоты $f \sim 12$ МГц в июне уходит в космическое пространство через главный ионосферный провал в южном полушарии (UT = 01). На той же частоте в UT = 07 основной поток ЭМЭ уходит на 30^0 — 60^0 СШ. На небесной сфере это излучение попадает в созвездие Персея. В UT=13 поток ЭМЭ смещается на 20^0 — 50^0 северной широты. А в UT=19 основная часть ЭМЭ уходит в южном полушарии на широтах 30^0 — 60^0 . На звездной карте это соответствует созвездию Волосы Вероники. Для декабря на частоте $f \sim 12$ МГц в UT = 01 основной поток ЭМЭ уходит вдоль экватора (созвездие Девы). В UT = 07 высвечивание космическое пространство ЭМЭ преобладает на широтах 0^0 — 50^0 СШ. В UT = 13 (см. рис.1, здесь: ось абсцисс – долгота, ось ординат - коширота на неподвижной небесной сфере, яркость – мера интенсивности уходящего ЭМЭ) поток ЭМЭ смещается на 10^0 - 50^0 СШ (созвездие Лебедя), а затем смещается к созвездию Гончих Псов. Из результатов расчетов для $f \sim 21.5$ МГц зимой следует, что в этой части КВ диапазона происходит наименьшее высвечивание ЭМЭ по сравнению с другими частотными диапазонами. При UT = 01 МГц поток ЭМЭ уходит в космическое пространство в диапазоне широт 50^0 - 70^0 СШ. В UT = 07 происходит наименьшее высвечивание ЭМЭ на широтах 40^0 - 50^0 СШ. В UT = 13 площадь потока высвечиваемой ЭМЭ увеличивается с 30^0 ЮШ до 40^0 СШ. В UT = 19 пятно раздваивается, а максимум потока ЭМЭ приходится на диапазон широт 30^0 - 40^0 СШ.

Таким образом, чем больше частота, тем большая доля ЭМЭ высвечивается в космическое пространство. Характерной особенностью этого процесса является формирование сравнительно узких диаграмм направленности уходящего от Земли излучения, перемещающихся по неподвижной небесной сфере.

Обратимся к зависимости уровня земного излучения (нормированного на максимум излучения на анализируемой частоте) на небесной сфере как функции частоты и мирового времени. Для фиксированной координаты ($\lambda = 120^0$, $\varphi = 50^0$, долгота и коширота, соответственно) максимальное излучение Земли на небесной сфере приходится на диапазон частот 8-16 МГц. Существуют также области, в которые излучение Земли вообще не попадает (16-22 МГц). Для координаты (103^0 ; 55^0) излучение присутствует на всем частотном диапазоне, но не во всем временном интервале (см. рис.2). Так, для интервала 1-4 UT освещенность этого участка небесной сферы не наблюдается ни на одной из анализируемых частот. Максимальное излучение Земли для координаты (168^0 ; 130^0) преобладает в интервале частот 6-10 МГц, 8-14 МГц. В промежутке времени 5-15 UT этот участок небесной сферы вообще не освещен антропогенным КВ излучением.

Следовательно, существует ярко выраженная зависимость от фиксированной координаты на неподвижной небесной сфере, частоты и мирового времени величины уходящей от Земли антропогенной ЭМЭ КВ диапазона.

Поддержано РФФИ, грант №01-05-65315, Минобразования, грант № E02-3.5-291.

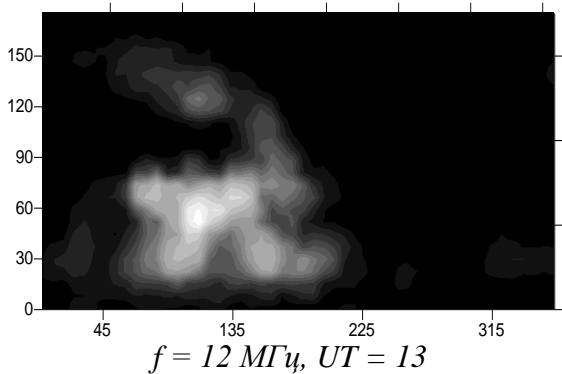


Рис. 1. Ось абсцисс – долгота, ось ординат – широта на небесной сфере.

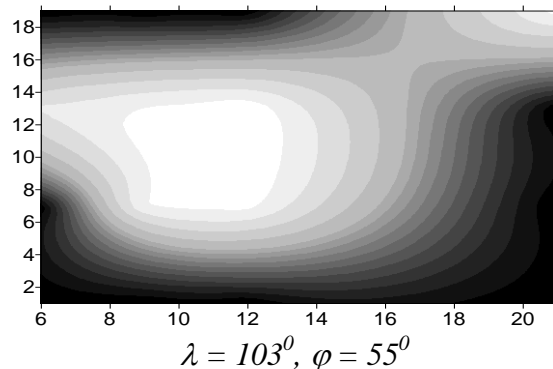


Рис. 2. Ось абсцисс – время (UT), ось ординат – частота (МГц).

Список публикаций:

[1]. Колесник А.Г., Колесник С.А., Нагорский П.М. Глобальный баланс электромагнитной энергии КВ радиодиапазона в околоземном пространстве // Вестник МГУ. Серия 3. Физика, Астрономия. М.: Изд. МГУ, 1998. Вып. 4. С.7–9.

Исследование распространения квазиповерхностных электромагнитных волн в многослойных диэлектрических структурах с потерями

Волков Александр Евгеньевич

Волкова Евгения Евгеньевна

Ростовский Государственный Университет

Гальченко Николай Алексеевич, д.ф-м.н

teorf@mail.ru

В данной работе производится анализ собственных LE- и LM- волн модели приповерхностного слоя земли (рис.1).

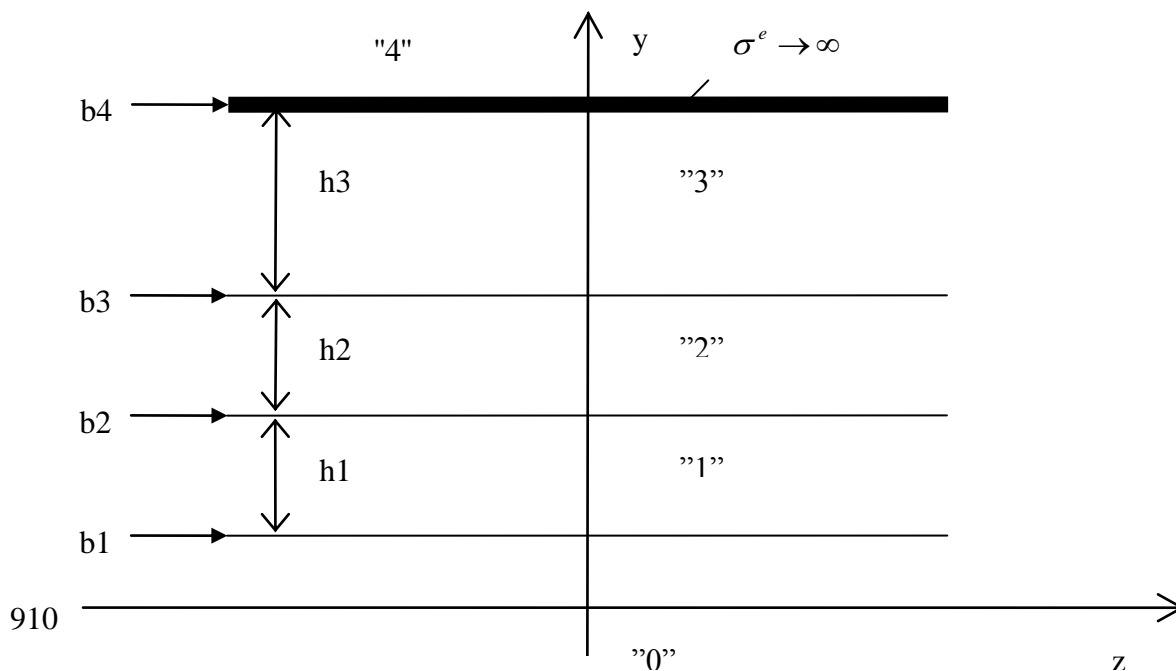


Рис.1

Здесь 0 – земля; 1,2 – приповерхностный слой; 3 – воздух; 4 - лист идеального проводника, который в окончательном решении задачи удаляется в бесконечность.

Параметры слоёв: $\tilde{\epsilon}_{a2} = \epsilon_0(\{1.05;1.1;1.3\} - j\{0.03;0.3\})$; $\tilde{\epsilon}_{a0} = \epsilon_0(7 - j3)$; $\tilde{\epsilon}_{a1(3)} = \epsilon_0$;

Длина волны: $\lambda = 0,07\text{м}$;

Определяем расстояние h , на котором амплитуда поля убывает в e раз – h ,м.

Толщина приповерхностного слоя: $h_1 + h_2 = 0.1\text{м}$.

Зависимость параметра h для LE- волн от толщины второго слоя h_2 при $h_1 + h_2 = 0.1\text{м}$, $\tilde{\epsilon}_{a2} = \epsilon_0(1.05 - j0.03)$ представлена на *рис.2*.

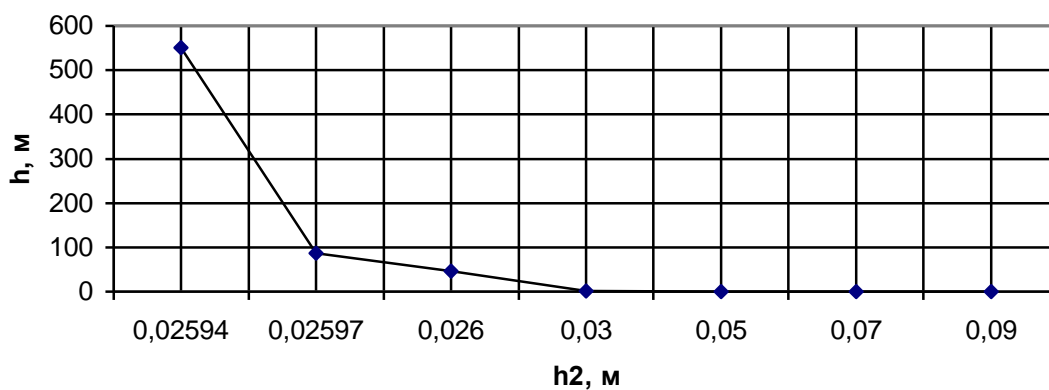


Рис.2

При толщине второго слоя h_2 менее 0,026м значение h превышает 500м.

По итогам работы можно сделать выводы:

1. Фронт квазиповерхностной волны, характеризуемой слабым убыванием поля в направлении оси Y , практически параллелен оси OY .
2. Для качественного анализа квазиповерхностных волн в многослойных диэлектрических структурах моделирующих приповерхностный слой земли, можно использовать более упрощенную модель - поверхность земли заменить металлическим проводником.
3. Установлено, что в рассматриваемой модели LE- волны обеспечивают существование квазиповерхностных волн, характеризуемых слабым убыванием поля в направлении перпендикулярном к поверхности Земли.
4. В двухслойной диэлектрической структуре – модель Земли задача Зоммерфельда – квазиповерхностные LE- волны отсутствуют.
5. Квазиповерхностные LM- волны в рассматриваемой многослойной диэлектрической структуре не существуют.

Расчет и проектирование микрополосковых кольцевых резонаторов для измерения СВЧ-диэлектрической проницаемости

Волошин Александр Сергеевич

Красноярский Государственный Университет

Дрокин Николай Александрович, к.ф.-м.н.

Alex_Vlshn@mail.krasu.ru

Исследования диэлектрической проницаемости в дециметровом диапазоне длин волн представляют значительный интерес, так как в этом диапазоне могут проявляться внутримолекулярные движения как в жидких кристаллах, так и в более высокомолекулярных соединениях, таких, как полимеры. В настоящее время для проведения таких исследований широкое применение находят высокочувствительные и миниатюрные датчики на основе микрополосковых линий передач [1]. Важнейшей задачей при разработке таких устройств является расчет и проектирование микрополосковых измерительных резонаторов.

В данной работе рассмотрена конструкция микрополоскового кольцевого резонатора (МКР) со скачками волнового сопротивления, предназначенная для диэлькометрических исследований жидких кристаллов (рис. 1). Резонансный контур (2) нанесен на керамическую подложку (3), металлизированную снизу (1). Особенности этой конструкции являются окна (4), одно из которых предназначено для размещения исследуемого образца, а остальные для перестройки рабочей частоты датчика и других технических целей.

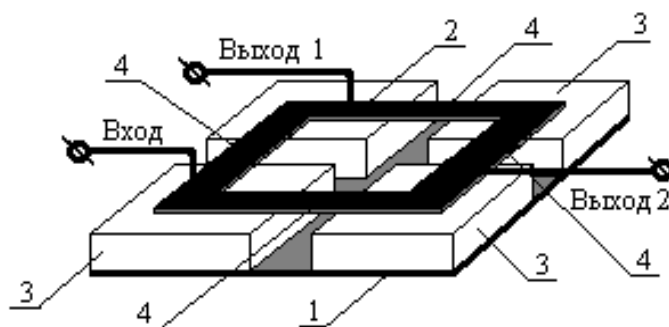


Рис. 1

Наличие двух выходов было обусловлено тем, что при расчетах появлялась возможность оценить эффективность работы устройства на различных резонансных модах и при различных способах подключения: перпендикулярном (выход 1) и диагональном (выход 2). На этапе проектирования предполагалось, что проводить измерения можно как по пику основного резонанса (по регистрации потерь со второго выхода), так и по полюсу затухания (по регистрации потерь с первого выхода). Анализ таких возможностей ранее не проводился. Проектирование резонатора данной конструкции осуществлялось также с целью создания устройства для проведения измерений на частотах выше 2 ГГц. Это связано с необходимостью проведения измерений диэлектрической проницаемости жидких кристаллов в этом частотном диапазоне.

Для исследования свойств амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в среде Microsoft Developer Studio на языке Fortran была разработана программа, позволяющая

рассчитывать АЧХ прямых и обратных потерь такой конструкции в квазистатическом приближении. С помощью этой программы был проведен расчет АЧХ конструкции МКР в зависимости от размеров измерительных окон, местоположения образца относительно входа и выходов (1,2) линий передач (рис. 1). Наряду с расчетом АЧХ в квазистатическом приближении с помощью пакета для проектирования СВЧ-устройств Microwave Office v3.09 был проведен электродинамический расчет, который позволил выявить особенности распределения электромагнитных полей в резонаторе. Был исследован характер поведения первых двух резонансных мод в МКР в зависимости от способов подключения подводящих линий передач. При этом рассматривалась возможность работы МКР на частоте первой (в случае возникновения полюса затухания при перпендикулярном подключении) и второй мод. Было наглядно показано, что на частоте второй моды пучности электрического поля устанавливаются по серединам всех сторон кольца резонатора. Для проверки проведенных расчетов был изготовлен экспериментальный макет МКР. Анализ его работы показал, что на частоте первой моды при перпендикулярном подключении измерения диэлектрической проницаемости затруднены. В связи с этим был сделан вывод: проводить измерения следует на частоте второй моды при диагональном подключении подводящих линий передач.

Для измерений диэлектрической проницаемости жидкокристаллических веществ конструкция МКР (рис. 1) была упрощена наличием двух воздушных окон на противоположных сторонах кольца, а также отсутствием выхода 1. Идея измерения диэлектрической проницаемости состояла в том, что в одно из окон, расположенное в пучности СВЧ-электрического поля второй резонансной моды, помещался жидкокристаллический образец, а во второе окно могли вставляться диэлектрики с различной величиной диэлектрической проницаемости, позволяющие производить перестройку рабочей частоты. Датчик был выполнен на подложке из поликора ($\epsilon' = 9,6$), при этом частота резонанса второй моды была равна 3669 МГц.

С помощью данного датчика был проведен эксперимент: была исследована концентрационная зависимость относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon'_{\text{ЭКВ}}$ двухкомпонентной смеси ацетон – жидкий кристалл 4-пентил-4'-цианобифенил (5СВ). Показано, что эта зависимость подчиняется формуле Лоренца-Лорентца. В данной работе были также предложены оригинальные способы перестройки рабочей частоты измерительных датчиков на СВЧ. Было экспериментально показано, что эффективная перестройка частоты резонатора достигается при внесении диэлектриков в окна с пучностью СВЧ - электрического поля.

Список публикаций:

[1] Беляев Б.А., Дрокин Н.А., Шепов В.Н. //ЖТФ, 65, 2, 189 (1995).

Электродинамические характеристики изопланарной линии передачи.

Гагарин Александр Геннадиевич

Мироненко Игорь Германович

Санкт-Петербургский Государственный Электротехнический

Университет

Козырев Андрей Борисович, д.т.н.

sunny5030@mail.ru

Исследована возможность построения линии передачи, образованной электродами, нанесёнными на противоположные стороны сегнетоэлектрической плёнки в структуре «плёнка – диэлектрическая подложка» (рис.1). Такая конструкция является развитием исследований планарных линий передачи миллиметрового диапазона волн, связанных с возможностью разрешить проблему снижения управляющего напряжения до нескольких десятков вольт, при сохранении основных электродинамических характеристик микроволновых устройств на основе таких линий.

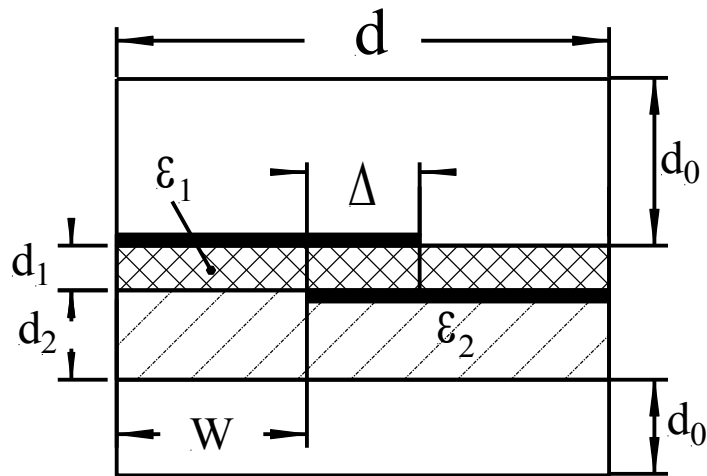


Рис. 1

Представленная конструкция линии передачи названа нами «изопланарной» по той причине, что сегнетоэлектрическая плёнка имеет толщину порядка $d_1 \sim 1$ мкм, и, следовательно, является почти «планарной линией передачи». Изопланарная линия может быть волноведущей структурой в пределах параметров сегнетоэлектрической плёнки (диэлектрическая проницаемость $\epsilon_1 \sim 10^3$, толщина $d_1 \sim 1$ мкм) и подложки ($\epsilon_2 \sim 10$, толщина $d_2 \sim 0.5$ мм), обеспечивающих эффективное замедление и канализацию электромагнитной энергии в щелевой линии передачи, что было показано в предыдущих исследованиях [1,2,3].

В ходе выполнения работы выполнен полноволновый анализ изопланарной линии методом частичных областей. В такой постановке задача анализа сводится к решению интегральных уравнений, относительно неизвестных распределений электрического поля на границах частичных областей. Метод Галёркина даёт возможность эффективного решения уравнений для такой задачи. Однако в решаемой задаче область определения искомых полей достаточно протяжённа, и это накладывает определённые особенности при численном нахождении комплексных полей определителей высокого порядка, и вопросы сходимости, оценки временного ресурса и точности решения становятся очень важными. Следует отметить, что существующие пакеты прикладных

914

программ для микроволновой техники базируются на методе конечных элементов, которые не могут быть эффективно применены для решения задач с разноразмерной геометрией, к которым относится и рассматриваемая модель.

Результатами работы по исследованию изопланарной линии передачи стали:

1. анализ дисперсионных характеристик изопланарной линии передачи (зависимость постоянной распространения γ в линии от частоты, от физических характеристик сегнетоэлектрической плёнки и подложки (ϵ_1 , d_1 , ϵ_2 , d_2), а также геометрических параметров (d , d_0 , w , Δ) (рис.2));

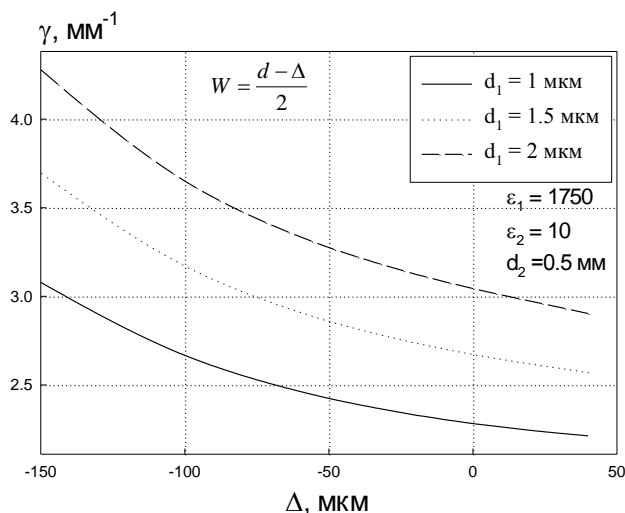


Рис.2

2. анализ затухания электромагнитной волны, вызванный диэлектрическими потерями в плёнке и подложке, а также конечной проводимостью электродов;

3. анализ распределения электромагнитного поля на поперечном сечении линии.

Практические результаты исследований, могут быть отнесены к области частот выше 40 ГГц, где построение электрически управляемых устройств, является наиболее актуальным.

Список публикаций:

- [1] Дисперсионные характеристики щелевых и копланарных линий на основе структуры «сегнетоэлектрическая плёнка-диэлектрическая подложка». И.Г.Мироненко, А.А.Иванов, Письма в ЖТФ (ПЖТФ, 2001, т.27, вып.13, стр.16-21).
- [2] Волноводно-щелевой 60 GHz фазовращатель на основе (Ba,Sr)TiO₃ сегнетоэлектрической пленки. А.Козырев, М.Гайдуков, А.Гагарин, А.Тумаркин, С.Разумов, Письма в ЖТФ (ПЖТФ, 2002, т.28, вып.6, стр.51-56).
- [3] Многощелевые линии передачи сверхвысоких частот на основе структуры сегнетоэлектрическая плёнка-диэлектрическая подложка. И.Г.Мироненко, А.А.Иванов, Письма в ЖТФ (ПЖТФ, 2002, т.72, вып.2, стр.68-73).

Определение области загрязнения пресного водоема в зимний период времени с помощью СВЧ-радиометрии.

Гурулев Александр Александрович

Цыренжапов Сергей Васильевич

Истомин Александр Сергеевич

Орлов Алексей Олегович

Читинский институт природных ресурсов СО РАН

Бордонский Георгий Степанович

lgc255@mail.ru

Перед многими экологами очень часто стоит проблема бесконтактного мониторинга природной среды, например пресного водоема. Взятие проб довольно трудоемкий процесс и требующий определенного времени для изъятия их из водоемов. Особенно это сложно в зимний период времени, когда озеро покрыто ледяным покровом.

Нами предлагается метод контроля за озером, его загрязнениями как солями [1], так и различными примесями, такими как, органическое вещество и твердые минеральные частицы, по собственному радиотепловому излучению ледяного покрова в СВЧ-диапазоне.

Скин-слой в слабо поглощающей среде определяется по формуле (1)

$$l = \frac{\sqrt{\varepsilon'} \lambda}{\pi \varepsilon''} \quad (1).$$

Эта величина в сантиметровом диапазоне составляет несколько десятков метров ($\varepsilon' \approx 3.15$; $\varepsilon'' \approx 10^{-4}$), поэтому использование собственного радиотеплового излучения в этом диапазоне является очень эффективным.

С помощью радиометров на длины волн 2,3; 5,6; 18 см нами были исследованы некоторые озера Забайкалья, с разной концентрацией солей. Измерения выполнялись

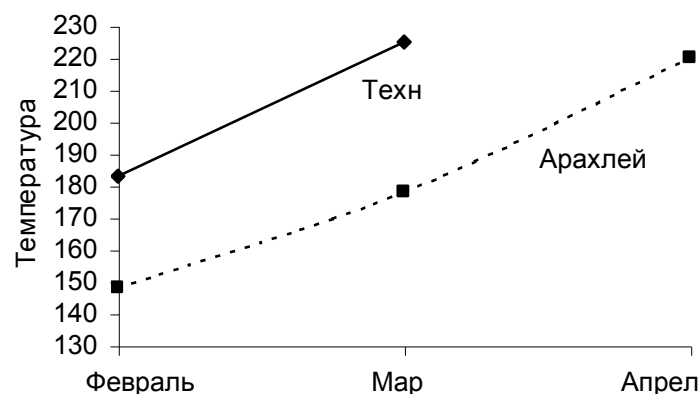


Рис.

на вертикальной поляризации, угол наблюдения составлял 50° от вертикали. Измерения были выполнены в 2002 году.

На *рис. 1* видно, что радиояркость для длины волны 5,6 см отличается для двух водоемов. Оз. Техно - это озеро, содержащее 800 мг/л солей, а оз. Арахлей – это озеро с концентрацией солей 140 мг/л исходных вод. Коэффициент захвата в ледяной покров солей порядка 0,01 – 0,03.

Из этого следует сделать вывод, что по значению радиояркости температуры ледяного покрова можно судить о наличии различных видов включений, например солей.

Также было обнаружено влияние органического вещества на радиоярковую температуру. Работы в данном направлении активно продолжаются.

Список публикаций:

[1] Бордонский Г.С., Крылов С.Д., Гурулев А.А. Оценка минерализации пресных водоемов по радиотепловому излучению ледяного покрова // Исследование Земли из космоса. 2002, № 4, с. 91 – 96.

Анализ условий распространения радиоволн ДВ диапазона на короткой (288км) трассе

Дамбуев Александр Викторович

Отдел физических проблем Бурятского научного центра СО РАН

Башкуев Юрий Буддич, д.т.н.

lab@rgp.bsc.buryatia.ru

Распространение радиоволн ДВ – диапазона ночью происходит в волноводном канале «Земля – ионосфера». При этом канал оказывается неоднородным как вдоль направления от источника к приемнику, так и вдоль нормали к поверхности земли. Это обусловлено различиями электрических свойств Земли в разных географических точках, а также неоднородностью строения нижней ионосферы по высоте.

1. Постановка задачи.

Рассмотрим задачу распространения длинных радиоволн на короткой трассе протяженностью $R=300$ км на частоте $f=50$ кГц. Источник и приемник расположены на поверхности Земли. Поле в точке приема представляет собой результат интерференции множества лучей, претерпевающих соответственно 1,3,5... отражений от стенок волновода. Напряженность результирующего поля можно представить в виде:

$$E = \sqrt{P} e^{i\alpha x} \left\{ \frac{e^{-ikl_1}}{l_1} + \frac{e^{-ikl_2}}{l_2} + \frac{e^{-ikl_3}}{l_3} + \dots \right\} \quad (1)$$

После преобразований, приходим к ряду нормальных волн [1]:

$$E = \frac{2\sqrt{P}}{h} e^{i(\alpha x - \frac{\pi}{4})} \sqrt{\frac{2\pi}{r}} \left\{ \frac{e^{-ikr}}{2\sqrt{k}} + \sum_{n=1}^{\infty} \cos \frac{n\pi z}{h} \frac{e^{-i\xi_n r}}{\sqrt{\xi_n}} \right\} \quad (2)$$

$$\xi_n = -\sqrt{k^2 - \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2}$$

где h - высота волновода, z - высота приемника над поверхностью земли. Формула (2) позволяет рассчитывать поле в идеально проводящем волноводе. В случае реального волновода слагаемые под знаком суммы будут умножаться на величину [2]:

$$R_n = \left(\frac{\sin \psi_n - \delta_n}{\sin \psi_n + \delta_n} \right)^n \quad (3)$$

$$\sin \psi_n = \frac{2nh}{\sqrt{r^2 + (2nh)^2}}$$

ψ_n – угол скольжения, δ_n – приведенный поверхностный импеданс ионосферы. В [3] приводится методика и алгоритм расчета приведенного поверхностного импеданса многослойной плоскопараллельной структуры. Для определения δ_n ионосферы используем экспоненциальный профиль проводимости Д.Уэйта:

$$\sigma(h) = 2.5 \cdot 10^5 \cdot \varepsilon_0 \exp\left(\frac{h-H}{3.33}\right) \quad (4)$$

Для $\lambda=6000$ м имеем $\delta_n=0,249e^{-42.3i}$. Подставляя δ_n и (3) в (2) получаем зависимость напряженности поля в точке приема от высоты волновода (рис. 1).

Пунктирной линией на рисунке показана напряженность поля в случае сильноиндуктивной ионосферы. Импеданс принят равным $\delta_n=0,249e^{-62.3i}$. Видно, что в данном случае появляются сильные осцилляции поля при изменении высоты в пределах 75 – 90 км.

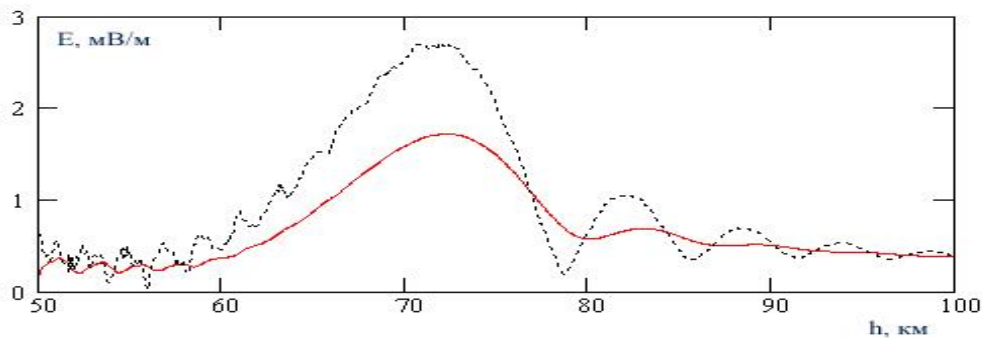


Рис. 1

Таким образом, одним из основных факторов, определяющих вариации уровня поля в точке приема, является изменение высоты волновода.

2. Результаты эксперимента.

С целью исследования распространения ДВ радиоволн на короткой трассе проведено радиопросвечивание волновода «Земля – ионосфера» на трассе Ангарск (52°26' с.ш., 104°02' в.д.) – Улан-Удэ (51°48' с.ш., 107°37' в.д.) длиной 288 км. Регулярные измерения амплитуды и фазы радиосигнала эталонной частоты 50 кГц от радиостанции РТЗ осуществляются автоматизированным комплексом на основе квантового стандарта частоты и времени Hewlett Packard 5061A.

На рис.2 представлен суточный ход амплитуды и фазы сигнала. Установлено, что днем поле стабильно, распространяется земная волна. Вариации фазы в дневных условиях в среднем составляют 0.4 мкс, вариации амплитуды поля около 0.2 мВ/м.

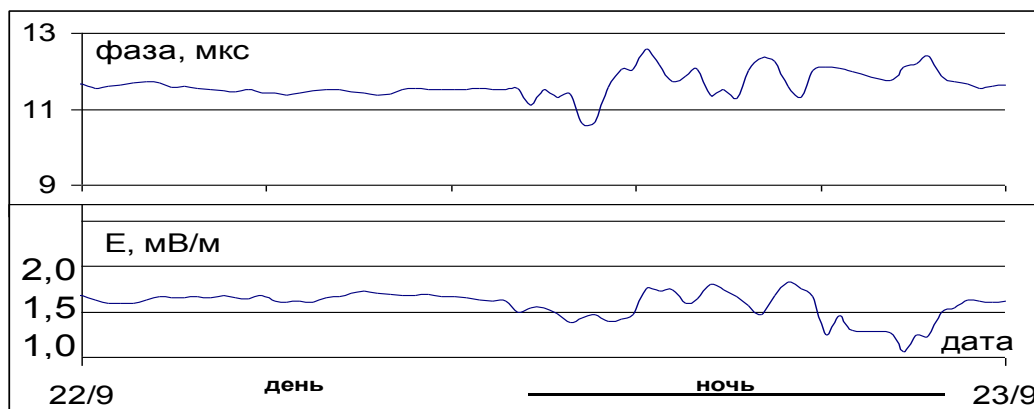


Рис.2. Суточный ход амплитуды и фазы поля.

Ночью распространение происходит в волноводе «Земля – ионосфера», наблюдаются существенные амплитудные (до 1 мВ/м) и фазовые (до 3.5 мкс) вариации поля, что можно интерпретировать как перепады в значениях эффективной высоты волновода на $\Delta h=10$ км.

Список публикаций:

- [1]. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. Изд. 2-е. – М.: Наука, 1973
- [2]. Макаров Г.И., Новиков В.В., Рыбачек С.Т. Распространение радиоволн в волноводном канале Земля-ионосфера и в ионосфере. М.: Наука, 1993
- [3]. Башкуев Ю.Б. Электрические свойства природных слоистых сред. Новосибирск. Изд. СО РАН, 1996

Опыт моделирования систем сотовой связи в г. Ростове-на-Дону

Дроган Юрий Владимирович

Барабашов Евгений Борисович

Ростовский Государственный Университет

Иванов Виктор Николаевич, к.ф-м.н.

drogan@aanet.ru

В последние годы наблюдается интенсивное развитие сетей подвижной связи. Только в Ростовской области появилось несколько новых компаний, предоставляющих услуги сотовой связи. В условиях острой конкуренции, для операторов обязательным требованием является улучшение качества предоставляемых услуг и увеличение емкости и зоны обслуживания. Новые технические задачи не мыслимы без использования специализированного программного обеспечения.

В научно-исследовательской лаборатории «Сигнал» РГУ была разработана и уже более года эксплуатируется система автоматизированного проектирования «Прогноз», предназначенная для решения задач моделирования и планирования сетей сотовой связи стандартов AMPS/DAMPS, GSM 900/1800, CDMA, а также для расчета радиорелейных линий связи и анализа электромагнитной обстановки. Программа позволяет определять границы макро- и микросот с использованием различных моделей распространения радиоволн, анализировать условия внутрисистемной электромагнитной совместимости, планировать емкость сети, выполнять частотное планирование и обрабатывать результаты натурных измерений.

Программа “Прогноз” работает с геоинформационной системой “Панорама”, являющейся стандартом для вооруженных сил РФ. Векторные электронные карты местности используются при позиционировании базовых станций, определении потерь распространения, расчете радиорелейных линий, а также при создании модели территориального распределения плотности абонентов.

При моделировании с помощью “Прогноза” сети сотовой связи одним из Ростовских операторов применялись электронные карты как Ростовской области так и города Ростов-на-Дону с информацией о рельефе, растительности и застройки. При расчете потерь распространения использовались несколько методов: метод Дейгоута и ITU-R [1], которые учитывают рельеф местности, застройку и растительность и несколько теоретических, но быстрых методов: Окумуры-Хата [4], GOST-231, Уолфиша-Икагами.

Натуральные измерения показали, что расчеты, проведенные для области, дают очень качественный прогноз уровня сигнала. Расчеты для города оказываются менее точными (до -10dB). Это связано с тем, что используемые методы не позволяют учитывать многолучевую модель распространения сигнала в трехмерном пространстве. Но результаты оказываются вполне корректными для прогнозирования зон обслуживания и покрытия, а также для анализа интерференционной картины.

Использование программного комплекса Прогноз позволило:

- Объединить информацию о базовых станциях и их параметрах в единую базу данных.
- Рассчитать зоны обслуживания, покрытия, интерференции и hand-off как для отдельных базовых станций, так и для всей сети, используя индивидуальные параметры и методы расчета потерь распространения для каждой базовой станции.
- Рассчитать трафик в сети: емкость и реальную нагрузку на базовых станциях (при расчете нагрузки использовалось несколько методов расчета распределения абонентов с привлечением электронной карты местности), а, следовательно, и эффективность работы каждой базовой станции.
- Решить проблему частотно-территориального планирования сети с использованием индивидуальных частотных планов.
- Рассчитать радиорелейные линии с учетом реального рельефа местности, типа подстилающей поверхности и параметров станций.

С помощью модуля анализа электромагнитной обстановки удалось определить санитарно-защитные зоны, а также спрогнозировать уровни электромагнитного поля при выборе мест размещения радиосредств.

Применение программного комплекса "Прогноз" при развертывании фрагмента сети ростовским оператором сотовой связи стандарта GSM продемонстрировало хорошую интеграцию проектирования сети, частотного планирования и выбора мест установки базовых станций. Высокие показатели качества связи и эффективности использования частотного спектра на данном фрагменте сети оператора подтверждают верность решений, принятых при создании комплекса.

Дальнейшая работа в данном направлении будет проводиться с целью разработки программных решений в области планирования сетей сотовой связи третьего поколения (3G), в котором радиоинтерфейс моделируется системой со смешанным трафиком разноскоростных услуг.

Список публикаций:

- [1]. *ITU-R Recommendations. Radiowave propagation: P-Series. P.452-7. Prediction procedure for evaluation of microwave interference between stations on the surface of the earth at frequencies above 0.7 GHz. 1999.*
- [2]. *ITU-R Recommendations. Radiowave propagation: P-Series. P.526-5. Propagation by diffraction. 1999.*
- [3]. *Hata M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. IEEE Trans.Veh.Technol.1980, V.VT-29, P.317-325.*
- [4]. *Okumura Yoshihisa, Ohmori Fiji, Kawano Tomihiko, Fukuda Kaneharu. Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service. "Rev. Electr. Commun. Lab.", 1968, 16, N9-10, p. 825-873.*

Использование схемотехнической среды “serenade 8.0” для анализа характеристик электромагнитной совместимости

Зверев Алексей Михайлович

Бобрешов Анатолий Михайлович

Воронежский Государственный Университет

Алгазинов Эдуард Константинович, д.ф-м.н.

zalex@el.phys.vsu.ru, zalex@rambler.ru

В условиях развития систем автоматизированного проектирования наметилась тенденция к использованию современных пакетов моделирования для решения различного рода схемотехнических задач. Среди таких пакетов одно из лидирующих мест занимает электронная среда проектирования Serenade канадской фирмы Ansoft Corporation. Этот комплекс программ учитывает специфику устройств и приборов СВЧ диапазона и позволяет проводить анализ, оптимизацию и расчет топологии элементов схемы. Пакет имеет обширную библиотеку моделей активных элементов (транзисторов, диодов и др.) известных мировых производителей.

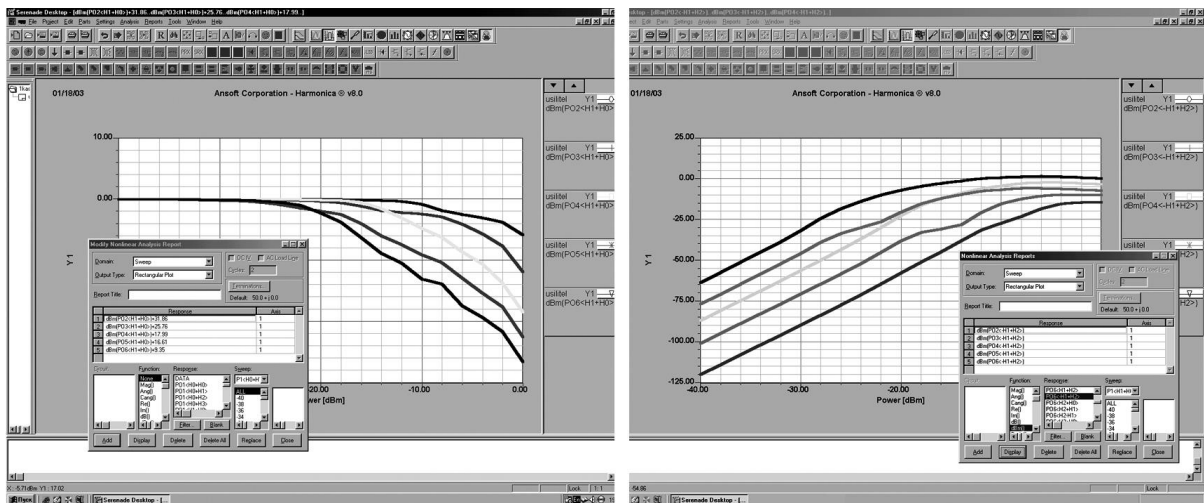
В данной работе мы покажем возможности данного пакета при исследовании характеристик электромагнитной совместимости многокаскадных усилителей СВЧ диапазона на полевых транзисторах.

Для анализа характеристик электромагнитной совместимости в электронной среде Serenade была синтезирована схема усилителя, содержащего пять каскадов на полевом транзисторе (отметим, что все рисунки и графики, представленные в данной работе импортировались непосредственно из самой среды проектирования). Значения параметров моделей согласующих цепей определялись программой-оптимизатором из пакета программ Serenade. Критериями для оптимизации служили: центральная частота, коэффициент усиления и полоса частот. В качестве активного элемента использовался полевой транзистор NE76118 компании NEC, который содержится в библиотеке активных компонентов данного пакета.

Определяющими для оценки усилительного каскада с точки зрения электромагнитной совместимости являются характеристики блокирования и интермодуляции. В данной работе эффект блокирования усилителя характеризовался коэффициентом блокирования, а эффект интермодуляции выходной мощностью интермодуляционного продукта на частоте сигнала. В работе исследовались интермодуляционные характеристики 3-го порядка от 2-х мешающих сигналов с частотами f_1 и f_2 , комбинационная частота третьего порядка которых попадала непосредственно на частоту сигнала.

Для анализа характеристик блокирования на вход усилителя подадим два гармонических сигнала с частотами f_c и f_p , которые указываются в блоке Nonlinear Frequency (Intermodulation). Эти сигналы моделируют сигнал и помеху, соответственно, при этом мощность сигнала соответствует линейной области передаточной характеристики усилителя, а мощность помехи изменяется в широком диапазоне входных воздействий. Затем запускаем нелинейный анализ схемы (Nonlinear Analysis) и наблюдаем результат процесса на выходе схемы. Для этого запускаем редактор отчета (Nonlinear Analysis Reports), в поле Domain параметр Sweep, а в поле Response мощность помехи на выходе каждого каскада усилителя PO2-6<N1+N0>. Для получения коэффициента блокирования необходимо полученное значение мощности сигнала в присутствии помехи соотнести с мощностью сигнала в ее отсутствии для каждого каскада. На рис.1 представлено семейство характеристик блокирования усилителя с различным числом каскадов. Из него легко заметить, что при увеличении числа каскадов усиления происходит уменьшение верхней границы динамического диапазона (ВГДД) по блокированию на величину 15дБ (по уровню 3дБ).

Теперь рассмотрим интермодуляционные характеристики усилителя. Для этого на вход подадим два гармонических сигнала с частотами f_1 и f_2 , которые моделируют две помехи, при этом мощности обеих помех будем менять в широком диапазоне входных значений. После запуска задания на моделирование наблюдаем его результаты в окне редактора отчетов, указывая в поле Response мощность интермодуляционной составляющей на выходе каждого каскада PO2-6<-N1+N2>. При этом получаем семейство характеристик интермодуляции усилителя, которые представлены на рис.2. Из него видно, что как и в случае блокирования, увеличение числа каскадов усиления ведет к уменьшению верхней границы динамического диапазона по интермодуляции (на 18дБ по уровню -50дБм).



а)

б)

Рис. 3 Амплитудные характеристики блокирования (а) и интермодуляции (б) усилителя на полевом транзисторе с различным числом каскадов.

Расширение верхней границы динамического диапазона усилителя по нелинейным эффектам возможно с помощью изменения режима работы по постоянному току. Методика адаптации режима работы приведена в [1].

Список публикаций:

[1]. Э.К. Алгаинов, А.М. Бобрешов, А.М. Зверев *Адаптация режимов работы многокаскадных усилителей на полевых транзисторах // Труды VII Российской науч.-техн. конф. по электромагнитной совместимости "ЭМС-2002". –С-Петербург, 2002, с. 291-296.*

[2]. А.М. Бобрешов, А.И. Лопатин *Анализ ЭМС характеристик МШУ на НЕМТ-транзисторах // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. -200.-Т.3-№2.-с. 76-78.*

Воздействие помехового сигнала в канале хаотической системы связи на структуру принимаемого сигнала

Караваяев Андрей Александрович

Бобрешов Анатолий Михайлович

Воронежский Государственный Университет

Бобрешов Анатолий Михайлович, д.ф-м.н.

andrey@el.phys.vsu.ru

Система связи, использующая хаотические модули с нелинейным подмешиванием информации, которая формально входит в класс инверсных хаотических систем связи, в численных и физических экспериментах показала свою работоспособность. В такой системе связи в качестве двух взаимно обратных операций используются операции сложения и вычитания. Эти взаимно обратные операции можно применять без ограничений на типы сигналов, подвергающихся им

Численный эксперимент проводился для системы связи с нелинейным подмешиванием информационного сигнала в хаотический (см. рис. 1).

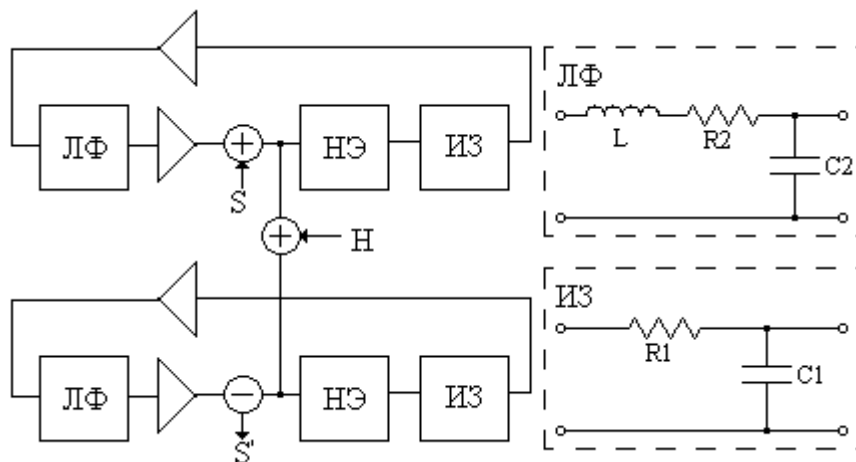


Рис.1

Передатчик состоит из нелинейного элемента (НЭ), инерционного звена (ИЗ), линейного фильтра (ЛФ) сумматора и двух операционных усилителей, служащих в качестве буферных элементов. Приемник состоит из тех же элементов, но вместо сумматора используется вычитатель. Характеристика нелинейного элемента:

$$f(V) = MV \exp(-V^2) \tag{1}$$

На рис.1 сигнал S представляет собой информационный сигнал, вводимый в передатчик, S' – сигнал на выходе приемника, H – аддитивная помеха, добавляемая в канал связи.

Система уравнений, описывающих передатчик:

$$\dot{X}_1 = \frac{1}{T} f(Y_1 + S) - \frac{1}{T} X_1, \dot{Y}_1 = \omega^2 Z_1 - qY_1, \dot{Z}_1 = X_1 - Y_1 \quad (2)$$

Система уравнений описывающих приемник:

$$\dot{X}_2 = \frac{1}{T} f(U) - \frac{1}{T} X_2, \dot{Y}_2 = \omega^2 Z_2 - qY_2, \dot{Z}_2 = X_2 - Y_2 \quad (3)$$

В системах (2) и (3) $T = R_1 C_1$, $\omega^2 = 1/LC_2$, $q = R_2 / L$. $X_{1,2}(t)$ – сигналы на входе линейного фильтра, $Y_{1,2}(t)$ – сигналы на выходе линейного фильтра. $U(t)$ – сигнал, поступающий на вход приемника. Первое уравнение в (2) описывает ИЗ, на вход которого поступает сигнал $f(S+Y_1)$. Второе и третье уравнения описывают ЛФ, представляющий собой ФНЧ второго порядка. Аналогичные уравнения присутствуют и в системе (3).

Значения параметров передатчика и приемника для обеспечения синхронного хаотического отклика в отсутствие помех в канале были выбраны идентичными: $M=40$, $R_1=50$ Ом, $C_1=1$ мкФ, $R_2=100$ Ом, $C_2=100$ нФ, $L=20$ мГн. В качестве информационного и помехового сигналов были использованы гармонические сигналы. При этом в ходе эксперимента для выявления структуры принимаемого сигнала S' изменяли параметры помехового сигнала H , а параметры информационного сигнала, амплитуда $A_S=20$ мВ и частота $f_S=5$ кГц, были оставлены неизменными.

В ходе теоретического рассмотрения была получена формула для спектра выходного сигнала S' :

$$FS'(j\omega) = FS(j\omega) + FH(j\omega) - K(j\omega) \Delta FN_h(j\omega) \quad (4)$$

$$\Delta FN_h(j\omega) = FN_h(j\omega) - FN(j\omega) \quad (5)$$

В формулах (4) и (5) $K(j\omega)$ – общий коэффициент передачи ИЗ и ЛФ. $FS'(j\omega)$, $FS(j\omega)$, $FH(j\omega)$ – обозначение спектров сигналов $S'(t)$, $S(t)$ и $H(t)$ соответственно. $FN_h(j\omega)$ – спектр сигнала на выходе нелинейного элемента в присутствии помехи в канале связи, $FN(j\omega)$ – спектр сигнала на выходе нелинейного элемента без помех в канале.

По итогам работы можно сделать следующие выводы.

1. Численные эксперименты и теоретическое рассмотрение показали, что спектр сигнала на выходе приемника состоит из трех компонент: информационной - $FS(j\omega)$, помеховой - $FH(j\omega)$ и добавочного шумового спектра - $K(j\omega) \Delta FN_h(j\omega)$.

2. Такая структура выходного сигнала сохраняется при любых изменениях параметров помехового сигнала в канале связи. В отсутствие помех, если соблюдены остальные условия, обеспечивающие синхронный хаотический отклик, в спектре сигнала S' наблюдается только информационная компонента.

3. Добавочный шумовой спектр в выходном сигнале возникает из-за несоответствия сигналов подвергаемых нелинейным преобразованиям в передатчике и приемнике. И как следствие этот шумовой спектр имеет сложное поведение при изменении параметров помехового сигнала.

4. На приемной стороне важно получить приемлемое соотношение сигнал/шум. Из структуры сигнала S' видно, что даже если в полосу информационного сигнала не попадает помеха, вводимая в канал, отношение сигнал/шум может ухудшаться из-за составляющих добавочного спектра, приходящихся на эту полосу.

Испытание макета высоковольтного импульсного трансформатора на отрезках коаксиальных кабелей

Касаев Алексей Сергеевич

Гришанов Борис Иванович, Подгорный Федор Владимирович

Новосибирский Государственный Технический Университет

Подгорный Федор Владимирович

lx11101@mail.ru

В Институте Ядерной Физики СО РАН принято решение о модернизации комплекса **ВЭПП-2М** для увеличения светимости и повышения энергии до 2×900 МэВ. Этот проект получил название **ВЭПП-2000**. Для ввода пучка разрабатывается новая система инжекции. В системе инжекции применяются два кикера, отклоняющие пучки либо электронов, либо позитронов. Для каждого типа пучков требуются импульсы различной полярности, что можно реализовать, используя совместно с генератором трансформатор и коммутатор. В качестве источника импульсов планируется использовать генератор с индуктивным накоплением энергии на основе твердотельных коммутаторов. Генератор формирует импульсы амплитудой до 35 кВ длительностью 20 нс на полувывоте, с фронтом и спадом по 5 нс и имеет выходное сопротивление 12,5 Ом. На выходе генератора стоит повышающий трансформатор, с которого импульс подается на кикер. Использование повышающего трансформатора с возможностью инвертировать импульс позволяет снизить общую стоимость схемы за счет уменьшения цены генератора и количества генераторов на один кикер.

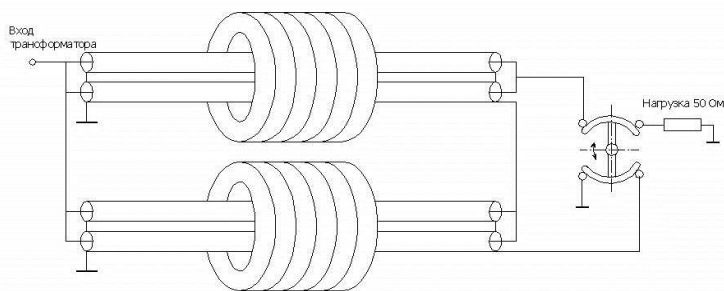


Рис. 1

Для трансформирования высоковольтных наносекундных импульсов может быть использована схема трансформатора на отрезках кабелей, включенных параллельно по входу и последовательно по выходу (Рис.1). Трансформатор имеет коэффициент трансформации 1:2. Входное сопротивление 12,5 Ом, сопротивление нагрузки 50 Ом. В качестве линий планируется использовать кабели РК50-17-17. Каждая линия состоит из двух отрезков кабеля, включенных параллельно. Линии намотаны на ферромагнитный сердечник для уменьшения тока намагничивания, возникающего после прихода импульса на выход трансформатора. В трансформаторе с возможностью инвертирования выходного импульса обе линии будут намотаны на

ферромагнитные сердечники. Линии намотаны на ферритовые сердечники для уменьшения тока намагничивания, возникающего после прихода импульса на выход трансформатора. Для импульсного трансформатора целесообразно рассматривать ферритовые сердечники с петлей гистерезиса, близкой к прямоугольной. Зная параметры магнитопровода, амплитуды и длительности трансформируемого импульса, можно оценить ток намагничивания сердечника.

Экспериментальные измерения параметров ферритовых сердечников типа **200НН2** и **2000НН** размером $180 \times 110 \times 20$ показали, что в области изменения индукции до 1500 Гс можно использовать любой из них. В области большего изменения индукции, до 3000 Гс, целесообразно применять феррит **200НН2**.

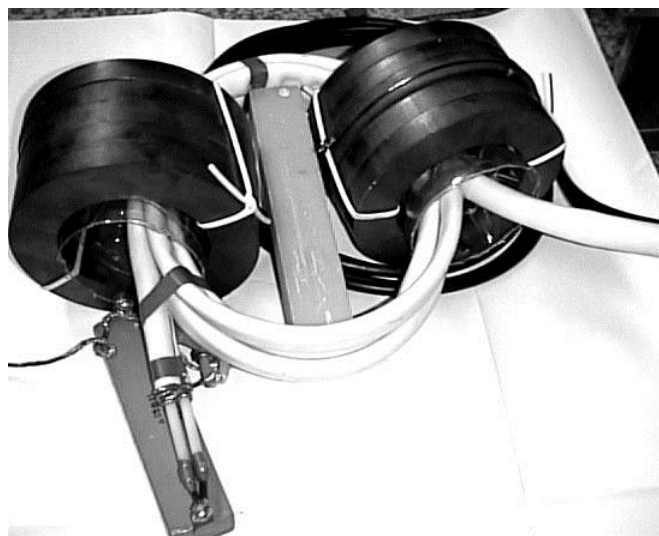


Рис. 2

Для проверки работоспособности схемы кабельного трансформатора собран макет (Рис. 2) на меньшее рабочее напряжение без экранирующего корпуса и элегазовой изоляции. Для макета линии составлялись из четырех отрезков кабеля РК-50-7-13 одинаковой длины. В первой линии два кабеля служат для задержки импульса, и линия не намотана на сердечник. Вторая линия представляет собой два кабеля с дополнительной изоляцией, проходящие сквозь десять ферритовых колец, и образуют четыре витка вторичной обмотки. Жилы кабелей на входе соединены с генератором импульсов с выходным волновым сопротивлением 12,5 Ом, оплетки заземлены. На выходе жилы первой секции присоединены к оплетке второй, а оплетка первой сидит на земле. Ток намагничивания сердечников при этом для импульса длительностью 20 нс и амплитудой 35 кВ составит $I=14$ А. Расчетное значение приращения индукции при этом будет равно 250 Гс, напряженность магнитного поля $\approx 1,5$ э. Ток на входе трансформатора равен 1400 А в каждой линии. Даже с учетом того, что реальные цифры могут немного отличаться от расчетных значений, параметры трансформатора удовлетворяют заявленным требованиям, и трансформатор может использоваться в цепи питания кикеров.

Температурные спектры диэлектрической проницаемости полярных жидкостей в области диэлектрической релаксации

Кочеткова Татьяна Дмитриевна

Суляев Валентин Иванович

Томский государственный университет

Суляев Валентин Иванович, к.ф.-м.н.

tdk.rff@elefot.tsu.ru

Нами были измерены температурные спектры диэлектрической проницаемости дистиллированной воды, этилового, метилового спиртов и их водных растворов с концентрацией 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70 и 80% по объёму. Температура изменялась в пределах от 220 до 340 К с интервалом в 1 К. Измерения проводились с использованием резонаторной методики в диапазоне от 450 до 950 МГц. Использование нерегулярного микрополоскового резонатора, позволяет производить измерения на стыке методов с распределенными и сосредоточенными параметрами. Это обеспечивает высокую чувствительность вместе с малыми габаритами и возможность работать в таком сложном диапазоне частот.

Получен большой объём данных, при анализе которого выявлены следующие закономерности. Отмечается уменьшение обеих составляющих ДП дистиллированной воды. Это связано с тем, что с повышением температуры снижается вязкость жидкости, увеличивается подвижность диполей, то есть уменьшается время релаксации и область диэлектрической релаксации, которая находится за пределами используемого частотного диапазона, смещается в сторону более высоких частот. Действительная составляющая ДП дистиллированной воды уменьшается из-за роста дезориентирующего влияния броуновского движения. Для спиртов эти зависимости имеют более сложный вид: действительная составляющая растёт с повышением температуры, а на мнимой наблюдается максимум. Такое поведение объясняется тем, что область диэлектрической релаксации этих полярных жидкостей находится в рабочем диапазоне нашей установки.

Также на температурных зависимостях для растворов с низким содержанием спирта наблюдается область резкого изменения величины диэлектрической проницаемости, что соответствует процессу замерзания жидкости. Таким образом, отмечается фазовый переход первого рода. С ростом концентрации спирта изменение диэлектрической проницаемости становится плавным.

Характер температурных спектров изменяется и в зависимости от частоты СВЧ поля. Это объясняется тем, что мы проводим наблюдение на разных участках области аномальной дисперсии для водоспиртовых смесей.

Возможность получения подробных температурных зависимостей комплексной ДП на одной частоте позволяет применить метод температурно-диэлектрической спектроскопии. А сочетание с частотной диэлектрической спектроскопией даёт более полную информацию о фундаментальных характеристиках полярных жидкостей. Полученные данные будут использованы для вычисления времени диэлектрической релаксации и параметра его распределения, значений статической и оптической диэлектрических проницаемостей. На основании этих параметров можно вычислить энтропию активации, как величину, характеризующую изменение структуры жидкости.

Определение изменения структуры водных растворов метилового спирта по измеренным спектрам диэлектрической диэлектрической релаксации

Кочеткова Татьяна Дмитриевна

Суляев Валентин Иванович

Томский государственный университет

Суляев Валентин Иванович, к.ф.-м.н.

tdk.rff@elefot.tsu.ru

Радиоволновые методы измерения электрофизических характеристик позволяют получить уникальную информацию о фундаментальных характеристиках полярных жидкостей. В частности, о структурных изменениях растворов при вариациях температуры и состава, о молекулярной динамике жидких систем, об анизотропных свойствах жидких кристаллов. Наиболее интересна область диэлектрической релаксации, где отмечается активное взаимодействие микроволнового излучения с молекулярными диполями. По измеренным в этой области парам значений действительной ϵ' и мнимой составляющих ϵ'' диэлектрической проницаемости (ДП) на нескольких частотах можно вычислить статическую ϵ_0 , оптическую ϵ_∞ проницаемости и время релаксации τ , которые связаны с параметрами порядка. Достоверность выводов о строении жидкости или об её структурных изменениях, следующих из этой связи, в немалой степени зависит от выбора модели диэлектрической релаксации, от точности измерений и от возможности проведения температурных исследований, поскольку ориентационный механизм поляризации весьма чувствителен к изменению температуры.

Наиболее удобной и часто используемой формой описания экспериментальных результатов являются частотные зависимости комплексной диэлектрической проницаемости, обобщенная формула которых предложена Гаврильяком-Негами:

$$\epsilon^*(\omega, \theta) = \epsilon'(\omega, \theta) - i\epsilon''(\omega, \theta) = \epsilon_\infty + (\epsilon_0 - \epsilon_\infty) / (1 + (i\omega\tau)^{1-\alpha})^\beta, \quad (1)$$

где $\theta = (\alpha, \beta, \tau, \epsilon_0, \epsilon_\infty)$ – набор параметров. При $\alpha = 0, \beta = 1$ получается модель Дебая с одним временем релаксации; при $\beta = 1$ – модель Коула-Коула с симметричным распределением времен релаксации; при $\alpha = 0$ модель Коула-Давидсона с асимметричным распределением времен релаксации [1]. Для одних и тех же опытных данных различные модели дадут несовпадающие значения $\tau, \epsilon_0, \epsilon_\infty$, а значит и отличающиеся описания физических процессов. В реальных условиях ограниченности точности эксперимента, частотного диапазона и плотности частотной сетки для обработки результатов измерений исследователь, как правило, задается одним конкретным видом зависимости (1), который выбирается на основе физической модели либо по виду экспериментальных данных. Но иногда этот выбор изначально затруднителен, а также возможна трансформация свойств исследуемого объекта под воздействием температуры, изменения концентрации составляющих смеси, структуры и других параметров.

Мы применили способ оценивания параметров модели на основе метода наименьших квадратов, проверки гипотез о типе зависимости. Обработка экспериментальных данных для чистых этилового и метилового спиртов показала, что для них наиболее вероятна модель Дебая. Это считается установленным фактом всеми

цитируемыми авторами. Более сложная картина наблюдается при изменении концентрации смеси вода – метиловый спирт в интервале температур.

При положительных температурах наиболее вероятно диэлектрическая релаксация по модели Дебая с одним временем релаксации. При температурах от -37°C предпочтительнее модель Коул-Давидсона, которая утверждает, что в смеси начинают проявляться микронеоднородности кластерного типа, но не модель Коул-Коула с симметричным законом распределения времен релаксации, как утверждают авторы [2]. Модель Коул-Давидсона выбрана также в работах [3] и [4], но, к сожалению, авторы не представили измеренных значений $\varepsilon'(\omega)$ и $\varepsilon''(\omega)$, а ограничились лишь их интерпретацией. Существует переходная область температур, когда невозможно выделить более вероятную модель диэлектрической релаксации. Главным фактором, изменяющим структуру водо-метаноловой смеси является температура, так как наблюдается (в среднем) один тип релаксации при заданной температуре для всего представленного интервала концентраций, за исключением переходной области температур от 0°C до -25°C .

Список публикаций:

- [1] Челидзе Т.Л., Деревянко А.И., Куриленко О.Д. *Электрическая спектроскопия гетерогенных систем.* - Киев.: Наукова думка, 1977. - 232 с.
- [2] Bertolini D., Cassettari M., Salvetti G.J. // *Chem. Phys.*, 78, 365 – 372 (1983).
- [3] Satoru Mashimo, Shinichi Kuwabara. // *J. Chem. Phys.*, 90, 3292 – 3294 (1989).
- [4] Kaatz U., Schafer M., Pottel R. // *Z. Phys. Chem.*, 165, 3292 – 3294 (1989).

Анализ основных каналов потерь антропогенной составляющей электромагнитной энергии СВ диапазона, удерживаемой в полости Земля-ионосфера

Лапко Юлия Анатольевна

Томский Государственный Университет

Нагорский Петр Михайлович, д.ф.-м.н.

787-lapu.rff@elefot.tsu.ru

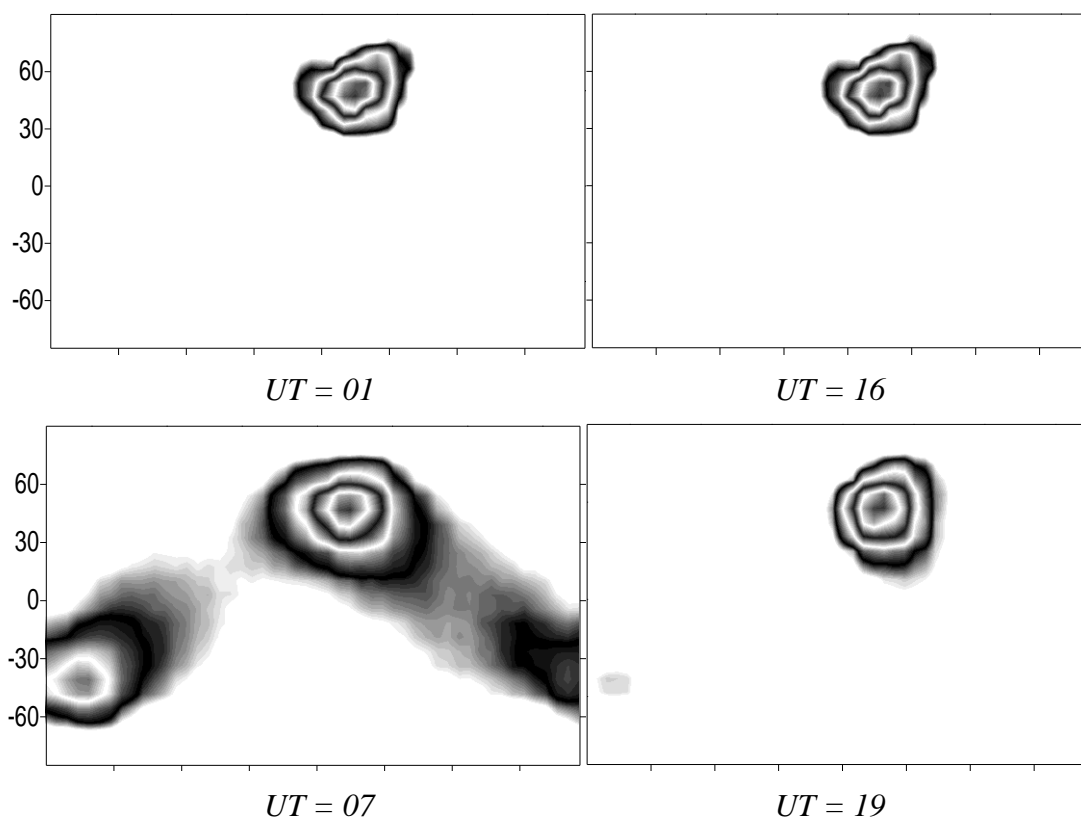
Радиоволны средневолнового (СВ) диапазона широко используются как для радиовещания, так и в различных видах радиосвязи. Например, мощность отдельно взятых радиостанций СВ диапазона составляет сотни киловатт. Распределение мощности СВ радиоизлучения на поверхности земного шара крайне неоднородно и подвержено резким перепадам. Так, для центрально-европейского региона в небольшом частотном интервале сосредоточена мощность, сравнимая с мощностью во всем КВ диапазоне.

Для оценки пространственного распределения электромагнитного фона СВ диапазона в окружающей среде была построена модель источников излучения и выяснено, что максимальное значение суммарной мощности для диапазона 0.3÷1.7 МГц приходится на европейский континент и примыкающую к ней часть Азии (225 МВт). Далее выделяется Восточная Азия и Океания (93 МВт). Центральную (6.5 МВт), Южную (14 МВт) и Северную Америку (16 МВт) можно сгруппировать в отдельный регион. Таким образом, плотность потока электромагнитного загрязнения северного полушария превосходит соответствующую плотность потока в южном полушарии.

При рассмотрении вопроса о распространении радиоволн СВ диапазона в атмосфере Земли необходимо учитывать сильное поглощение радиоволн ионосферной плазмой. Для этого с помощью ЭВМ сделаны расчеты электромагнитного излучения, поглощаемого нижней ионосферой от радиовещательных станций, расположенных в Европе, на высоте 90км от поверхности Земли в трех частотных диапазонах (0.15÷0.3МГц, 0.8÷1.2 МГц , 1.2÷1.75 МГц) для различных моментов мирового времени в период декабрьского солнцестояния.

Наибольшая часть мощности поглощается над европейским континентом (*рис. 1*, географическая система координат) вне зависимости от частотного диапазона и времени суток (мировое время, UT). Но существуют изменения в этой картине. В связи с тем, что ночью слой D практически исчезает, область максимального поглощения имеет меньшие размеры, чем в дневной период времени суток для всего диапазона СВ излучения. Отметим так же, что днем картина значительно усложняется (*рис. 1*). Вследствие близости терминатора часть энергии электромагнитного излучения практически без поглощения распространяется до антиподной точки над южной частью Тихого океана. Заметим (*рис. 1*), что в утренние часы канал поглощения смещен в западное полушарие. Ближе к полудню наблюдается более интенсивное смещение. Днем ярко выражено существование каналов и антиподной точки. Для вечернего времени суток канал смещен в восточное полушарие. Т.о., канал поглощения, в зависимости от мирового времени, перемещается из неосвещенной части ионосферы в освещенную. Эта характерно для всего СВ диапазона.

Поддержано РФФИ, грант № 01-05-65315, Минобразования, грант № E02-3.5-291.



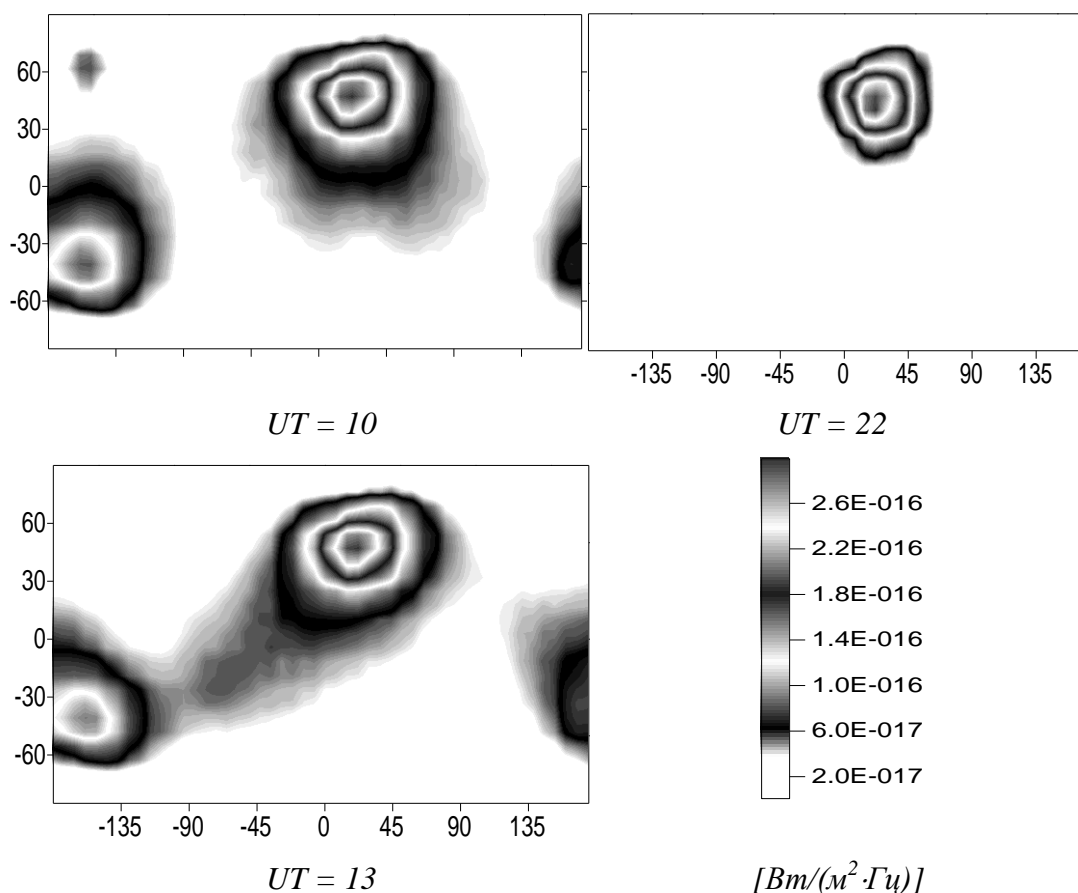


Рис.1.

Определение параметров SPICE-моделей униполярных транзисторов

Леконцев Алексей Юрьевич

Пермский Государственный Университет

Измestьев Игорь Васильевич, к.ф-м.н.

senik@psu.ru

В результате анализа задач проектирования электронных схем мы пришли к выводу, что основным элементом в полупроводниковой аналоговой схемотехнике является электронно-дырочный переход. Он также представляет собой неотъемлемую часть схем замещения n- или p-канальных транзисторов, а значит в математические модели этих приборов входит модель p-n-перехода.

Модели, применяемые в современных радиоэлектронных САПР, характеризуются рядом эмпирических и физических параметров, определяющих и характеризующих их. С усложнением модели транзистора параметров становится больше, так как учитываются различные дополнительные эффекты, присущие реальному прибору. К таким эффектам относятся, например, пробой различной природы, генерация и рекомбинация основных носителей, инжекция неосновных носителей, температурные эффекты и др. [1].

В данной работе при формировании модели реального униполярного транзистора его параметры определялись экспериментально, прибегая к измерениям различных характеристик и зависимостей. Справочных данных для этого не достаточно. Анализируя полученные зависимости, находим параметры математической модели. Модель должна быть адекватной, то есть соответствовать реальному прибору.

В работе определялись параметры статической и динамической SPICE 2 и PSPICE моделей [2]. Снимались следующие характеристики: зависимость тока истока от напряжения затвор-исток, зависимость выходной проводимости сток-исток от тока истока при некотором напряжении смещения затвор-исток, зависимость проходной и входной емкостей от напряжения затвор-исток. Измерения проводились для кремниевых униполярных транзисторов с управляющим *p-n*-переходом. Для снятия зависимостей использовались экспериментальные схемы и установки, собранные с соблюдением государственных стандартов. Данные экспериментов обрабатывались в среде известных программ схемотехнического моделирования, а также с использованием численных и графических методов. Проработана методика измерения и обработки результатов, созданы экспериментальные установки и проведены измерения, определены параметры математических моделей некоторых отечественных униполярных транзисторов.

Список публикаций:

[1] Зи С. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984.

[2] Massobrio G., Antognetti. Semiconductor device modelling with SPICE. NY: McGraw Hill, 1993.

Программа анализа микрополосковых фильтров с варакторной перестройкой частоты

Лексиков Андрей Александрович

Красноярский Государственный Университет

Беляев Борис Афанасьевич, д.т.н

nip@iph.krasn.ru

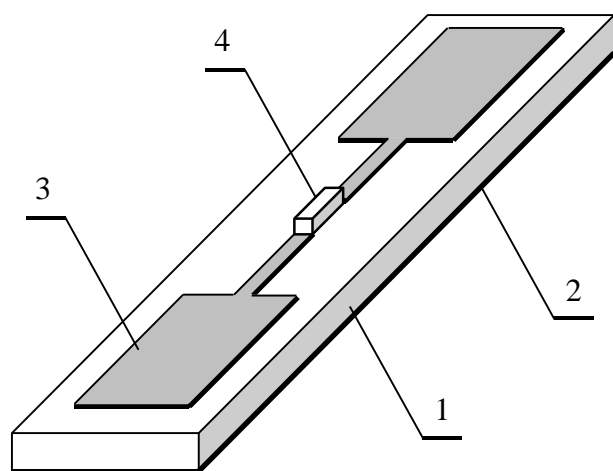


Рис 1

В настоящее время фильтры с перестраиваемой полосой пропускания получили широкое распространение в радиотехнике. Такие фильтры применяются в селекторах телевизионных каналов, в системах связи, радиолокации и радионавигации, а также в измерительной и специальной аппаратуре. Наиболее перспективными считаются микрополосковые фильтры (МПФ) с варакторной перестройкой частоты, которые отличаются миниатюрностью, надежностью в работе и технологичностью в производстве. Важным достоинством таких фильтров является и достаточно хорошее

согласие с экспериментом высокоскоростного численного анализа микрополосковых структур, проводимого в квазистатическом приближении. Этот факт позволяет создавать эффективные системы по автоматизированному проектированию устройств.

Основой фильтров являются микрополосковые резонаторы (МПР) с варакторной перестройкой частоты. В качестве примера, на рис.1 показана конструкция полуволнового МПР, в котором для увеличения диапазона перестройки использован скачок ширины полоскового проводника (волнового сопротивления отрезков линий) [1]. Резонатор выполнен на диэлектрической подложке (1), нижняя сторона которой металлизирована (2) и служит экраном. В разрыв средней части нерегулярного полоскового проводника (3) включен варактор (4). Представленная конструкция обладает большей перестройкой по частоте, чем регулярный МПР, однако она существенно уступает нерегулярному четвертьволновому резонатору. Четвертьволновый МПР представляет собой половину приведенного на *рис. 1* резонатора, в котором варактор соединяет конец узкого отрезка проводника с экраном. Конструкция фильтра на таких резонаторах имеет не только более широкий диапазон перестройки, но и меньшие размеры. Важно отметить, что специально созданные дополнительные нерегулярности в МПР, выполненные в виде изгибов узкого участка полоскового проводника, позволяют значительно улучшить частотно-селективные свойства фильтров во всей полосе перестройки.

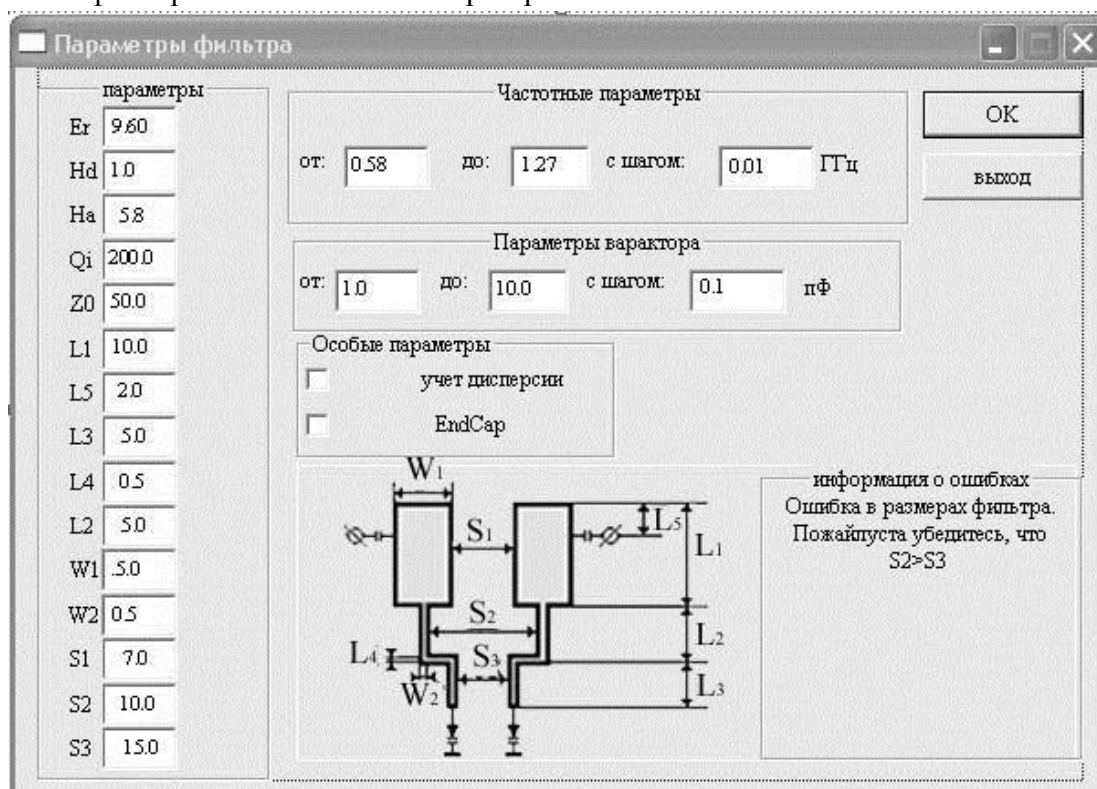


Рис 2

Задача настоящей работы – создание программы расчета электрических характеристик (амплитудно-частотной и фазо-частотной) двухзвенного фильтра с варакторной перестройкой частоты, кондуктивно подключенного к входной и выходной линиям передачи. В численном анализе используется одномерная модель

устройства, составленная из регулярных отрезков связанных и одиночных микрополосковых линий, на которые разбивается рассматриваемая конструкция. Разбиение топологии проводников фильтра производилось сечениями по точкам подключения к внешним линиям передачи и на стыках всех нерегулярностей, включая изгибы. Погонные параметры отрезков линий передачи рассчитываются в квазистатическом приближении. Варактор моделируется конденсатором с переменной емкостью.

На *рис.2* приведен интерфейс созданной программы. Программа написана в среде Microsoft Visual Studio 6.0, с использованием математических библиотек Matlab бр1. Использование математических библиотек Matlab'а вызвано необходимостью решения системы комплексных уравнений Кирхгофа, а также построения двумерных графиков. В программе используется также библиотека, написанная в ИФ СОРАН с помощью языка Фортран, которая позволяет рассчитывать погонные параметры взаимодействующих двух микрополосковых линий. Таким образом, программа написана на межъязыковом взаимодействии и разработана для среды Windows9X/ME/2000/XP. Для облегчения работы пользователя на основной экран меню выводится топология проводников фильтра с обозначениями размеров, которые задаются в полях «параметры». Программа автоматически проверяет ошибки в задании размеров и выводит о них информацию на экран. Пользователь также задает и другие конструктивные параметры устройства: диэлектрическую проницаемость подложки, собственную добротность резонатора, волновое сопротивление подводящих линий передачи, частотный интервал анализа.

Список публикаций:

[1] Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев, А.К. Елисеев и др. *Исследование микрополосковых резонаторов и устройств СВЧ на их основе. Красноярск 1988. 62 С.*

Разработка установки для экспериментальных исследований акустических характеристик двухфазной среды, содержащей пузырьки водорода.

Ливеров Виктор Сергеевич

*Санкт-Петербургский Государственный Морской Технический
Университет*

Легуша Фёдор Фёдорович д.ф - м.н.

lvs@pisem.net

При распространении звука в жидкости, содержащей газы, звуковая энергия в среде быстро затухает. Причём частоты, на которых это затухание наблюдается, соответствуют резонансным частотам пузырьков газожидкостной смеси.

Таким образом, акустические свойства газожидкостной смеси напрямую зависят от распределений по размерам пузырьков, входящих в эту смесь. Для определения размеров пузырьков, образующихся в процессе электролиза воды, на катоде, была собрана экспериментальная установка №1. Данная установка позволяет получать фотографии дифракционных картин, возникающих при дифракции лазерного луча на пузырьках водорода в воде. Когерентное излучение, генерируемое лазером, рассеивается линзой и, проходя через колбу с водой, дифрагирует на имеющихся в ней

пузырьках водорода (возникновение пузырьков водорода в воде вызывается явлением электролиза). Полученная дифракционная картина увеличивается микроскопом и, проходя через переходную трубку, фиксируется на фотоплёнке в фотоаппарате. Полученные в результате измерений фотографии (например, рис. 1 а) несут информацию о размерах пузырьков составляющих газожидкостную смесь.

Для непосредственного наблюдения и фиксации на фотоплёнке пузырьков водорода, вблизи катода, а не их дифракционных картин, была собрана экспериментальная установка №2. В ней лазер заменён некогерентным источником света.

В результате измерений на установке №2 было получено большое количество фотографий (например, рис. 1 б), на которых отчётливо запечатлены водородные пузырьки, отрывающиеся от катода.

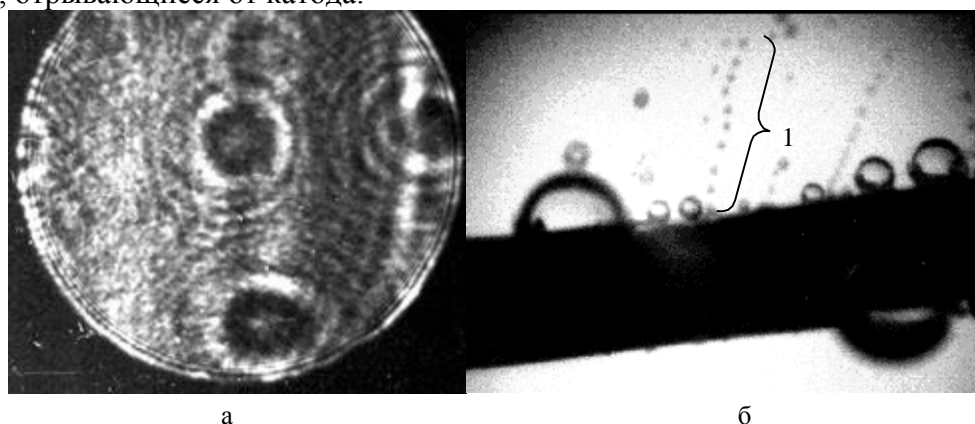


Рис. 1, Фотографии, полученные на экспериментальных установках.

На рис. 1 б виден электрод и отрывающиеся от него пузыри газа. Электрод цилиндрической формы расположен в плоскости перпендикулярной оптической оси микроскопа. По этому все наблюдаемые пузыри находятся в одной плоскости (перпендикулярной оптической оси микроскопа). Изображение электрода (размеры которого известны) на фотографиях необходимо для правильного определения размеров пузырьков. После обработки фотографий полученных на экспериментальной установке №2, была получена кривая распределения пузырьков по размерам для исследуемой газожидкостной смеси (рис. 2). Обработка заключалась в измерении размеров пузырьков находящихся в воде по фотографиям. Для упрощения процедуры калибровки и измерения использовалась специально написанная для этого программа.

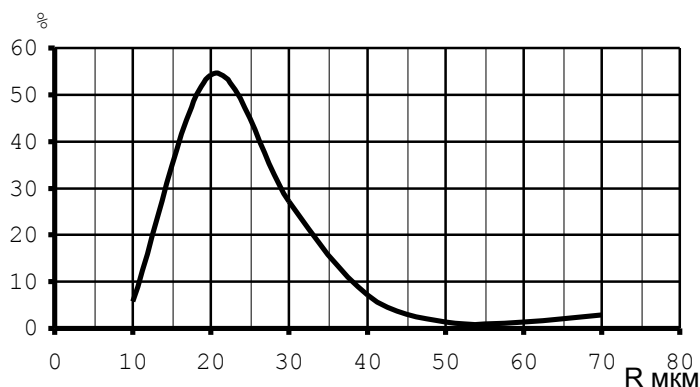


Рис. 2

Следует отметить интересный характер образования пузырьков: некоторые пузырьки, (большие) длительное время находятся на электроде и всплывают очень и очень редко. Другие же, напротив, образуются постоянно и почти через равные промежутки времени, они имеют приблизительно равные диаметры и составляют так называемые «дорожки» одна из таких дорожек отмечена цифрой 1 на фотографии (рис. 1 б).

Оценка показывает, что для распределения приведённого на рис. 2, преобладают пузыри с собственными частотами от 130кГц до 220кГц.

Разработанные экспериментальные установки после некоторой модернизации могут быть использованы для более глубоких исследований свойств газожидкостных смесей, например, для исследования характера отрыва и всплытия газового пузырька от поверхности электрода.

Список публикаций:

- [1] В. А. Красильников. Звуковые волны в воздухе, воде и твёрдых телах. М. ГИТТЛ. 1954 год.
- [2] Н. Н. Кудряшов, Б. А. Гончаров, Н. К. Классов. Специальные виды фотосъёмки. М. Искусство. 1955 год.
- [3] А. Блейкер. Применение фотографии в науке. М. Мир. 1980 год.
- [4] Н. Н. Кудряшов. Специальные виды киносъёмки. М. Искусство. 1979 год.
- [5] Фото. Кино. Техника. Энциклопедия. Под ред. Иофиса. М. Сов. Энциклопедия. 1981 год.

Эффект прозрачности в случайной дискретной среде

Михайлова Оксана Герасимовна

Ломухин Юрий Лупонович

Бурятский Научный Центр СО РАН

Ломухин Юрий Лупонович, д.ф-м.н.

mihoks@ofpsrv.bsc.buryatia.ru

В работе проведено исследование фокусирующего действия случайных дискретных сред. Пусть имеем структуру из случайно расположенных цилиндрических элементов радиусом a , высотой h (рис.1).

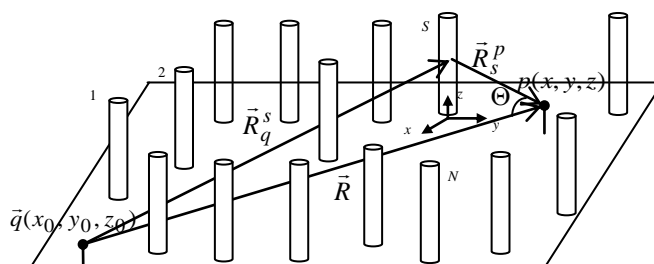


Рис.1

Поле элементарного излучателя $\vec{q}(x_0, y_0, z_0)$, направленного вдоль оси Oz , в точке наблюдения $p(x, y, z)$ запишем в виде ряда многократного рассеяния [1]:

$$A_p = A_{q_0} + \sum_{s=1}^N w_s^p A_{sp} + \sum_{s=1}^N \sum_{m=1, m \neq s}^{N-1} w_m^s w_s^p A_{ms} A_{sp} + \dots \quad (1)$$

Определим среднее значение A_p . Считаем, что расстояние между рассеивающими элементами случайное, и его плотность вероятности есть закон Релея, а угол Θ имеет равномерное распределение в интервале $0 \div 2\pi$. Таким образом, окончательно получим $\langle A_p \rangle = \frac{\mu q}{4\pi} e^{i\omega t} \frac{e^{-ik_0 R}}{R} \times B$, где B – множитель ослабления среднего поля:

$$B = \left\{ W(k_0, r, z, z_0) + \frac{\sigma}{\sigma_{np}} \left[e^{-iR(k_1 - k_0)} W(k_1, r, z, z_0) - W(k_0, r, z, z_0) \right] \frac{\Phi(\sigma, h, k_0)}{\Phi(\sigma_{np}, h_\infty, k_0)} \right\} \quad (2)$$

Пусть рассеивающие элементы представляют собой идеально проводящие цилиндры. Тогда $e^{-iR(k_1 - k_0)} \rightarrow 0$, поэтому $B \cong W(k_0, r, z, z_0) \left\{ 1 - \frac{\sigma}{\sigma_{np}} \frac{\Phi(\sigma, h, k_0)}{\Phi(\sigma_{np}, h_\infty, k_0)} \right\}$. Отсюда следует, что, дополнительное ослабление среднего поля определяется двумя факторами: подстилающей поверхностью и рассеянием на дискретных элементах.

Если подстилающая поверхность является идеально проводящей, то $W(k_0, r, z, z_0) = 2$. Тогда B будет слабо зависеть от расстояния между источником и точкой наблюдения.

В случае достаточно плотной среды, такой, что $\frac{\sigma}{\sigma_{np}} \frac{\Phi(\sigma, h, k_0)}{\Phi(\sigma_{np}, h_\infty, k_0)} \approx 1$ и проводящей подстилающей поверхности $B \sim e^{-k''R}$ (k'' – мнимая часть k_1), т.е. имеем закон Бугера.

На рис.2 приведен расчет величины B по формуле (2) для случая идеально проводящих тонких цилиндров, когда $h \rightarrow \infty$ и подстилающая поверхность является проводящей.

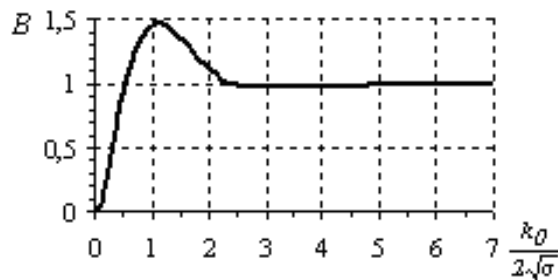


Рис.2

Как видно, при значениях $\frac{k_0}{2\sqrt{\sigma}} \approx 1.2$ величина $B > 1$, т.е. наблюдается фокусирующее действие среды. Это явление объясняется тем, что при достаточно плотной структуре ее можно считать квазипериодической с периодом $d = \frac{1}{\sqrt{\sigma}}$. При этом возрастает вероятность попадания точки наблюдения в интерференционный максимум поля между цилиндрами. Это явление аналогично обнаруженному в работе [3] эффекту прозрачности для строго периодической объемной решетки, которая прозрачна, в частности, при $\frac{k}{2\sqrt{\sigma}} = \frac{kd}{2} \approx 1.2$.

Ранее в работах [2, 4] установлено, что в реальных случайных лесных средах, действительно, при определенных $\frac{k_0}{2\sqrt{\sigma}}$ возможно значение $B > 1$. Экспериментальные данные в [5] также подтверждают появление значения $B > 1$ в случае идеально проводящих элементов, как и следует из формулы (2) и рисунка 2.

Таким образом, установлено фокусирующее действие случайной дискретной среды, указаны условия прозрачности, а также выявлены особенности дистанционной зависимости дополнительного ослабления среднего поля в данной среде.

Список публикаций:

[1] Исимару А. *Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах*. – М.: Мир, 1981. – т.1, 281с., т.2, 317 с.

[2] Ломухин Ю.Л., Михайлова О.Г. *Характеристики ослабления радиоволн в лесной среде*. Радиотехника, 2000, №3. С.21.

[3] Ветлужский А.Ю., Ломухин Ю.Л., Михайлова О.Г. *Эффект прозрачности объемных решеток*. Радиотехника и электроника, 1998. Т.43, №7. С797

[4] Ломухин Ю.Л., Михайлова О.Г. *Явление прозрачности в лесной среде*. XIX Всероссийская конф. «Распространение радиоволн», Казань, 1999. С.305.

[5] Ветлужский А.Ю. *Особенности распределения интенсивности электромагнитного поля вблизи источника в случайной дискретной среде*. Письма в ЖТФ, 2002. Том 28, вып. 14. С. 43.

Аппроксимирующие распределения вертикальных градиентов коэффициента преломления воздуха для восточных регионов России

Мункоев Виктор Евгеньевич

Бурятский научный центр СО РАН

Батороев Анатолий Сократович, к.ф.-м.н.

borto@ofpsrv.bsc.buryatia.ru

Впервые для обширной территории Восточной Сибири, Северо- и Дальнего Востока России выполнен расчетный анализ полных статистических характеристик (четырёх первых центральных моментов) вертикального градиента коэффициента преломления нижнего 300-метрового слоя атмосферы g_n по данным 30 аэрологических станций за 10-летний период наблюдений и на его основе проведена типизация распределений g_n для всей территории и сезонов года.

В зависимости от величин коэффициентов асимметрии A и эксцесса E выделено 6 основных типов распределений g_n . Установлено, что вопреки сложившемуся мнению для данной территории нормальное распределение g_n наблюдается редко, в основном зимой – в 14% случаев от общего количества наблюдений. В зимнее время также присутствуют все остальные типы распределений с преобладанием отрицательно асимметричных (в 40% случаев они островершинные и в 10% случаев нормальной крутизны). Плосковершинные распределения встречаются в зимнее время в 24% случаев. В теплое время года в подавляющем большинстве случаев (от 70 до 93%) реализуются отрицательно асимметричные островершинные распределения. За ними следуют симметричные островершинные распределения (от 6 до 23%). Положительная асимметричность встречается во всех сезонах в единичных случаях.

Для каждого из типов эмпирических распределений подобраны аппроксимирующие функции распределения. Для этих целей использованы кроме нормального закона универсальные кривые Пирсона типов I, II, IV, VI, VII [1], поскольку последние позволяют аппроксимировать распределения со значительной асимметрией и эксцессом (как положительными, так и отрицательными).

Критерием, определяющим к какому типу аппроксимирующей кривой относится данное распределение, является параметр χ , который определяется следующим выражением:

$$\chi = \frac{r_3^2 (r_4 + 3)^2}{4(4r_4 - 3r_3^2)(2r_4 - 3r_3^2 - 6)}, \quad (1)$$

где, r_3 и r_4 – центральные моменты 3 и 4 порядка (значения A и E).

Если значение χ отрицательно, то получим первый из главных типов распределения – тип I, который описывает отрицательно асимметричное островершинное эмпирическое распределение нормальной крутизны при значениях E находящихся в пределах $-0,5 \div 0,5$ и значениях $A \approx -0,4 \div -0,8$. Кривой Пирсона типа I аппроксимируются также положительно асимметричные островершинные распределения при положительных значениях коэффициента асимметрии и больших значениях эксцесса. Отрицательно асимметричные островершинные распределения при больших абсолютных значениях A и E соответствуют IV или VI типу кривых при $0 < \chi < 1$ и $\chi > 1$ соответственно. Симметричные распределения аппроксимируются VII типом. Отметим, что дифференциальная функция нормального закона получается как частный случай кривой Пирсона типа VII.

В таблице приведены эмпирические типы распределений g_n , соответствующие им кривые Пирсона, их повторяемость по сезонам года, а также значения критерия Пирсона χ , коэффициентов асимметрии A и эксцесса E .

Тип эмпирического распределения	A	E	Тип кривых Пирсона		Повторяемость (%) Сезоны года			
			χ	№	I	IV	VII	X
Нормальное	$-0,3 \div 0,3$	$-0,5 \div 0,5$	≈ 0	VII	14	-	-	-
Симметричное островершинное	$-0,3 \div 0,3$	$\geq 0,6$	≈ 0	VII	6	7	23	10
Отрицательно асимметричное, норм. крутизны	$-0,4 \div -0,8$	$-0,5 \div 0,5$	< 0	I	40	-	-	3
Отрицательно асимметричное, островершинное	$\leq -0,4$	$\geq 0,6$	$0 < \chi < 1$	IV	10	93	70	85
			> 1	VI				

Положительно асимметричное, островершинно е	0,4 ÷ 0,8	≥ 0,6	< 0	I	3	-	7	2
Плоско- вершинное	-0,8 ÷ 0,3	-0,6 ÷ -1,0	≈ 0	II	24	-	-	-

В докладе приводятся рабочие формулы подобранных кривых Пирсона и примеры выравнивания эмпирических распределений.

Предложенная аппроксимация эмпирических распределений теоретическими законами позволяет рассчитать любые вероятностные характеристики g_n , что удовлетворяет требованиям расчетов УКВ-линий связи.

Список публикаций:

[1]. Митропольский А.К. *Техника статистических вычислений*. М., Наука, 1971, 567с.

Электродинамический анализ тонких проводящих структур

Петрунёв Сергей Николаевич

Сыктывкарский Государственный Университет

Котов Леонид Нафаноилович д.ф-м.н.

Petrynev.ssu@mail.ru

В настоящее время в научных целях широко используются материалы с управляемым коэффициентом отражения. Большой интерес из них представляют тонкие (по сравнению с длинами волн внутри исследуемых образцов) высокопроводящие материалы.

Целью работы является исследование распространения электромагнитных волн в плоских слоях высокопроводящих материалов на основе метода усреднения.

В работе [1], используя метод усреднения [2] и граничные условия [3] для случая нормального падения плоской электромагнитной волны на тонкий проводящий слой, найден коэффициент отражения. Однако, в настоящее время более важным является случай падения плоской электромагнитной волны на тонкий слой расположенный на подложке.

Рассмотрим нормальное падение плоской электромагнитной волны на тонкий высокопроводящий слой расположенный на диэлектрической подложке. Для этого случая коэффициент отражения, согласно работе [4] будет иметь вид:

$$R = \frac{\alpha\delta + \beta\gamma + \eta_0(\gamma\xi - \zeta\delta) - \eta_0^2(\zeta\beta + \xi\alpha)}{\alpha\delta + \beta\gamma + \eta_0(2\alpha\beta + \gamma\xi + \zeta\delta) + \eta_0^2(\zeta\beta + \xi\alpha)} \quad (1)$$

где безразмерные коэффициенты

$$\alpha = (1 + h^2 k_2^2 f^2(k_2 h)) \cdot (1 + k_1^2 d^2 f^2(k_1 d)); \beta = (1 - h^2 k_2^2 f^2(k_2 h)) \cdot (1 - k_1^2 d^2 f^2(k_1 d)), \quad (2)$$

импедансные коэффициенты

$$\gamma = 2i\omega\mu_0 d f(k_1 d) \cdot (1 + h^2 k_2^2 f^2(k_2 h)); \delta = 2i\omega\mu_0 h f(k_2 h) \cdot (1 - k_1^2 d^2 f^2(k_1 d)), \quad (3)$$

адмитансные коэффициенты

$$\zeta = 2\sigma d f(k_1 d) \cdot (1 + h^2 k_2^2 f^2(k_2 h)); \xi = 2i\omega\varepsilon_0 h f(k_2 h) \cdot (1 - k_1^2 d^2 f^2(k_1 d)). \quad (4)$$

Здесь ω - частота, $\eta_0 = 120\pi$ - импеданс свободного пространства, μ_0 - магнитная проницаемость среды, ε_0 - диэлектрическая восприимчивость среды, d - толщина проводящего слоя, h - толщина подложки, σ - высокочастотная проводимость металла, σ_0 - статическая проводимость, $f(k_1 d) = \frac{th(k_1 d/2)}{k_1 d}$, $f(k_2 h) = \frac{th(k_2 h/2)}{k_2 h}$, $k_1 = \sqrt{i\omega\mu\sigma}$, $k_2 = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ - волновые числа, $\sigma = \frac{\sigma_0}{1 + i\omega\tau}$.

Однако не менее важным является случай падения плоской электромагнитной волны на тонкий проводящий слой под различными углами. Для этого случая рассмотрим падение плоской электромагнитной волны на тонкий проводящий слой под различными углами. Используя метод усреднения [2] и граничные условия [3] для случая падения плоской электромагнитной волны на тонкий проводящий слой под различными углами, найдём коэффициент отражения, который будет иметь следующий вид:

$$R = \frac{\alpha_1 + \beta_1 \cdot \cos^2 \theta + \gamma_1 \cdot \sin^2 \theta}{\cos \theta + \alpha_1 + \beta_1 \cdot \cos^2 \theta + \gamma_1 \cdot \sin^2 \theta}, \quad (5)$$

где безразмерные коэффициенты

$$\alpha_1 = \frac{i \cdot \omega\mu_0 d \cdot f(k_1 d)}{\eta_0}, \beta_1 = \sigma d \eta_0 \cdot f(k_1 d), \gamma_1 = \frac{i \cdot \omega d \cdot f(k_1 d)}{\eta_0^2} \quad (6)$$

На рис.1 и рис.2. приведены трёхмерные графики зависимости модуля коэффициентов отражения (1) и (5) от толщины подложки и толщины проводящего слоя, а также от угла падения и толщины проводящего слоя соответственно.

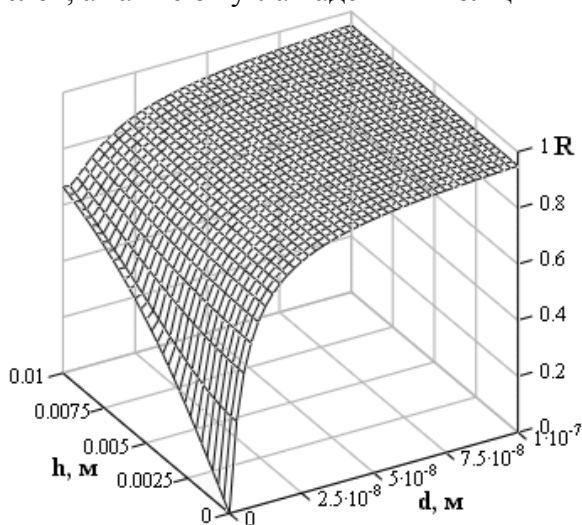


Рис.1.

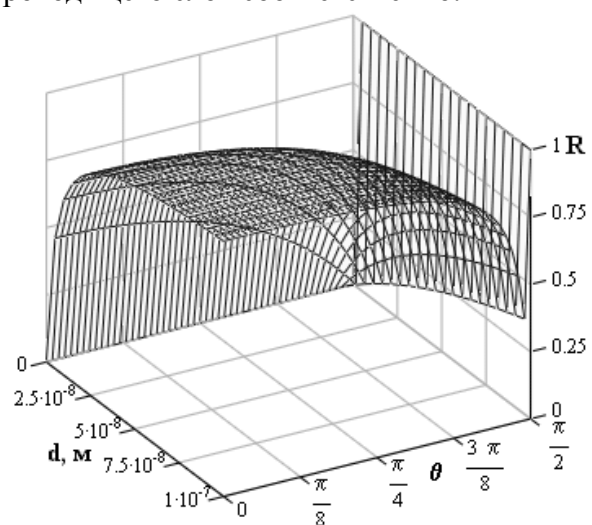


Рис.2.

Основные выводы:

- Заметный вклад диэлектрика в отражение имеет место при несформированном

отражающем слое. В этом случае отражение определяется электромагнитными свойствами диэлектрического слоя. При $h=0$ результат переходит в случай свободного проводящего слоя.

- При малых углах имеем ярко выраженную зависимость отражения от толщины слоя. С увеличением угла падения θ эта зависимость уменьшается. Однако при $\theta = \frac{\pi}{2}$ $R=1$, как и должно быть.

- При $h=0$ (рис.1.) и $\theta=0$ (рис.2) коэффициенты отражения (1) и (5) совпадают, т.е. данная задача переходит в случай нормального падения плоской электромагнитной волны на тонкий проводящий слой, расположенный в свободном пространстве.

Список публикаций:

- [1] Петрунёв С. Н. Влияние высокочастотной проводимости на распространение электромагнитных волн в многослойных структурах // Тезисы докладов 7 ВНКФ СПбГУ 2001 С. 719-721.
[2] Халиулин Д. Я., Третьяков С. А. Обобщённые граничные условия импедансного типа для плоских слоёв различных сред. // РЭ 1998. Т.43. №1. С. 16-29.
[3] Антонец И. В. Анализ отражающих свойств проводящего слоя на основе граничных условий импедансного типа // Тезисы докладов 3 ВНКФ СПбГУ 1999 С. 7.
[4] Петрунёв С. Н. Влияние высокочастотной проводимости на отражающие свойства многослойных структур // Тезисы докладов 5 ВНКФ СПбГУ 2001 С. 95-97.

Низкочастотные волновые возмущения концентрации плазмы в верхней ионосфере.

Толстиков Максим Валерьевич

Институт Солнечно-Земной Физики

Сибирское Отделение Российской Академии Наук

tmaximv78@mail.ru

Данная работа посвящена рассмотрению задачи о вертикальном распространении волновых возмущений концентрации плазмы, генерируемых в верхних слоях ионосферы. Физическая постановка задачи выглядит следующим образом. На некоторой верхней границе (700-800 км) задается начальное гармоническое возмущение концентрации плазмы с характерным периодом составляющим десятки - сотни секунд. Источником таких возмущений могут, в частности, быть различные типы колебаний нейтральной атмосферы, например АГВ и ВГВ, воздействия магнитосферного происхождения. Далее рассматривается распространение этого возмущения вдоль геомагнитных силовых линий.

Базовое уравнение (1), описывающее динамику малых возмущений электронной концентрации в плазме n , при амбиполярном движении зарядов вдоль геомагнитных силовых линий выводилось из линеаризованных уравнений движения и непрерывности для электронно-ионного газа в условиях ночной среднеширотной ионосферы. При линеаризации концентрация и гидродинамическая скорость плазмы представлялись в виде суммы фоновой части, не зависящей от времени, и малой добавки гармонически зависящей от времени: $N = N_0 + n * e^{i\omega t}$, $V = V_0 + v * e^{i\omega t}$, члены второго порядка малости $n*v$ отбрасывались.

$$\frac{d^2 n}{dz^2} - \frac{dn}{dz} \left(\frac{1}{H_p} + \frac{1}{H} \frac{v}{v+i\omega} + \frac{i\omega V_0}{c^2} \right) + n \left[\left(\frac{1}{HH_p} + \frac{i\omega V_0}{c^2 H} \right) \frac{v}{v+i\omega} - \frac{i\omega \frac{dV_0}{dz} + (\beta+i\omega)(v+i\omega)}{c^2} \right] = 0. \quad (1)$$

В уравнении (1) ось z направлена сверху вниз и начало координат находится на 800 км, H – шкала высот основного компонента нейтральной атмосферы – атомного кислорода, H_p – плазменная шкала высот, v – частота столкновений ионов с нейтральными атомами, V_0 – гидродинамическая скорость плазмы (вертикальный компонент), c – скорость ионного звука, β – коэффициент линейной рекомбинации. Величины v и β считались экспоненциально зависящими от высоты, а скорость V_0 рассчитывалась из численной модели ионосферы и также является функцией высоты. Остальные параметры полагались постоянными. Рассматривались и моделировались условия ночной ионосферы средних и умеренно высоких широт. Рассматривая возмущения распространяющиеся сверху вниз, разумно задать нижнее (в области сильной рекомбинации на 100 км) краевое условие равным нулю. Верхнее краевое условие для уравнения (1) можно задать в виде единицы или мнимой единицы, что эквивалентно, поскольку при этом вещественная и мнимая части решения только меняются местами. Более подробно вывод уравнения (1) рассмотрен в работе [1].

Численное решение уравнения (1) показало, что, по мере распространения возмущений, с характерными периодами составляющими десятки секунд, сверху вниз, их амплитуда может значительно возрастать так, что на высотах порядка 500 - 600 километров может формироваться область сильных флуктуаций плотности плазмы с вертикальными размерами возмущений порядка десятков километров. На рисунке 1 представлены решения уравнения (1) для частоты $\omega=0.05 \text{ c}^{-1}$.

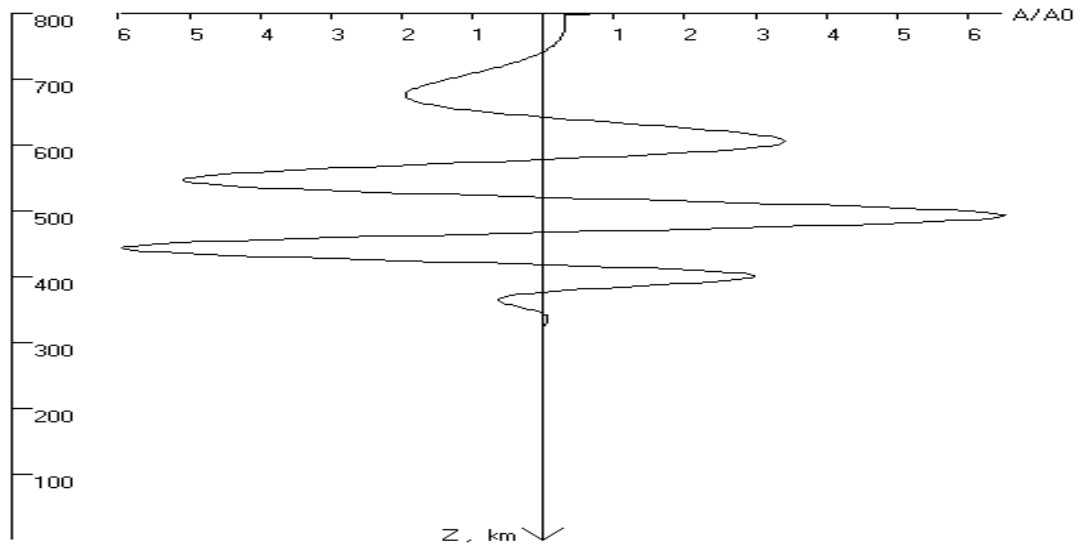


Рис.1

Поскольку пространственные инкременты усиления возмущений и начальные возмущения могут быть весьма значительными, а нарушение линейности приведет к ограничению роста амплитуды, представляет интерес оценить пределы применимости линейного подхода. В работе [2] показано, что развитая нелинейность в режиме насыщения будет иметь место при возмущениях первой гармоники в области своего

максимума порядка 20-30% от фона. Столь мощные возмущения могут проникать ниже максимума слоя F2 и являться причиной F рассеяния.

Таким образом, данные возмущения можно считать одной из причин вызывающих F - рассеяния на средних широтах. В пользу этого можно привести следующие факты: F - рассеяния на средних широтах обычно наблюдаются ночью, данные возмущения известны также как ночное явление, зимой вероятность и средний индекс F - рассеяния существенно больше, чем для других сезонов, т.о. зимняя ночь наиболее благоприятное время для развития указанной неустойчивости. Чем выше расположен максимум электронной концентрации тем больше вероятность появления F - рассеяния, чем выше расположен максимум электронной концентрации тем больше амплитуда возмущений в области максимума F слоя.

Список публикаций:

[1] Поляков В. М., Иванов В. Б., Толстиков М. В. О распространении возмущений газовой среды в гравитационном поле при учете инерции: Ионосферные приложения, Исследования по геомагнетизму, аэронауке и физике солнца., Выпуск 111, 2000 г., стр. 3-14.

[2] V. B. Ivanov, M. V. Tolstikov., *The nonlinear stage of propagation of perturbation in the topside ionosphere, Proc.SPIE, vol.5027, p.p. 321-329, 2002*

Использование МТМ метода спектрального оценивания к анализу непрерывных сигналов отраженных ионосферой.

Хоружий Олег Сергеевич

Ростовский Государственный Университет

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

coololeg@aanet.ru

Задача спектрального оценивания изначально ставится на основе фундаментального уравнении спектральных оценок [1]:

$$y(f) = \int_{-1/2}^{1/2} \frac{\sin N\pi(f-v)}{\sin \pi(f-v)} dZ(v) \quad (1)$$

Это уравнение представляет собой свертку описывающую эффект просачивания спектра, возникающий вследствие использования конечного преобразования Фурье.

Приближенные решения этого уравнения строятся в виде разложения по собственным функциям, которые являются в данном случае так называемыми вытянутыми сфероидальными функциями. Т.о. эти функции являются собственными функциями в задаче о минимизации спектрального просачивания, эти функции играют МТМ методе роль окон на данные. Вследствие того, что такие окна ортогональны между собой, усреднение отдельных спектров приводит к уменьшению дисперсии спектральной оценки для случая простого нормального шума.

Спектральная МТМ оценка $S(f)$ временного ряда $\{x_n\}_{n=1}^N$ строится из группы независимых $k=1, \dots, K$ спектральных оценок

$$Y_k(f) = \sum_{n=1}^N w_n^{(k)} x_n e^{i2\pi f n \Delta t} \quad (2)$$

по формуле

$$S(f) = \frac{\sum_{k=1}^K \lambda_k |Y_k(f)|^2}{\sum_{k=1}^K \lambda_k} \quad (3)$$

где Δt – это интервал дискретизации, и окно на данные $\{w_n^{(k)}\}_{n=1}^N$ это k -й член набора ортогональных K окон, так называемых последовательностей Слепяна [2].

Устойчивость такой оценки достигается без уменьшения разрешающей способности, связанного с процедурами сглаживания типа свертки. Поскольку окна получаются путем решения вариационной задачи, то МТМ более обоснован, по сравнению с традиционными методами.

Для более точного определения частоты в МТМ используется метод основанный на дисперсионном соотношении или F-тест. Он основан на отношении дисперсии связанной с отдельной синусоидальной компонентой на определенной частоте к дисперсии связанной со спектральной оценкой:

$$F(f) = \frac{(K-1)|\mu(f)|^2 \sum_{k=1}^K |U_k(0)|^2}{\sum_{k=1}^K |Y_k(f) - \mu(f)U_k(0)|^2} \quad (4)$$

$\{w_k(t), k = 0, \dots, K-1\}$ первые K собственных окон и $U_k(f)$ это ДПФ от $w_k(t)$.

Описываемый метод был применен к анализу сигналов вещательных станций с высокостабильной частотой, работающих в ДКМВ диапазоне.

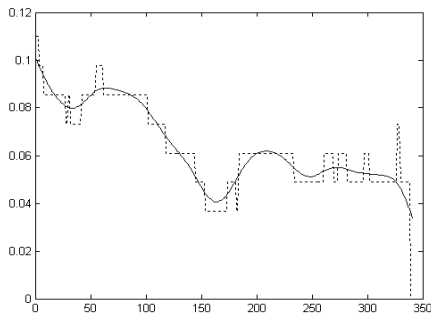


Рис. 1

Целью исследований было, во-первых, выявление влияния перемещающихся ионосферных возмущений на характеристики ионосферного сигнала и прежде всего на доплеровское смещение, во-вторых, определение коэффициента мутности ионосферы.

На рисунке представлен пример временной зависимости доплеровского смещения для одного луча на трассе Москва – Ростов-на-Дону (частота 9996 кГц) (рис 1).

Исследование подобных зависимостей позволило определить время стационарности ионосферного радиоканала и величину оптимального временного окна [3]. Для сравнения полученных результатов с результатами полученными другими способами вычислялось среднее значение, которое составило 60–150 секунд, что хорошо соотносится с опытными данными.

В работе [3] показано, что время стационарности соответствует как раз такой длине выборки, при которой обеспечивается максимальное спектральное разрешение. Т.е. за это время спектр не успевает сильно измениться, и в тоже время, мы можем проанализировать максимально большое количество отсчетов.

Отметим, что метод в отличие от классического преобразования Фурье, позволяет формализовать

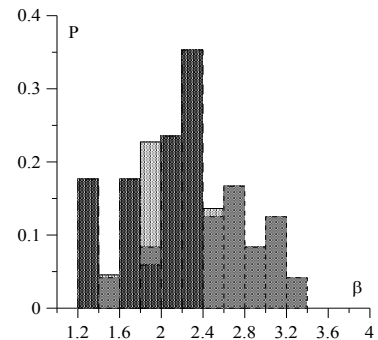


Рис. 2

процедуру выделения диффузной составляющей ионосферного сигнала.

Как следствие, становится возможным определить коэффициент мутности ионосферы, играющий фундаментальную роль при выборе модели ионосферного радиоканала. Как известно под коэффициентом мутности β^2 понимается отношение мощности зеркальной компоненты к мощности диффузной. Обработка экспериментальных данных для трасс протяженностью 300–1500 км показала, что эта величина практически не зависит от длины трассы, гелио- и геофизических условий распространения. Наиболее вероятные значения коэффициента мутности лежит в интервале 4-9. На *рис. 2* показаны гистограммы распределения суточных вариаций β для трех дней измерений. Полученные результаты позволяют сделать вывод о доминирующей роли дискретной многолучевости в формировании среднеширотного ионосферного радиоканала на трассах 300–1500 км.

Список публикаций:

- [1] Д. Дж. Томсон. *Спектральное оценивание и гармонический анализ*. ТИИЭР, 1982, т. 70, №9, сентябрь 1982.
- [2] D. Slepian, *Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty*. Bell Syst. Tech. J., vol.57, pp. 1371-1429, 1978
- [3] Барабашов Б.Г., Вертоградов Г.Г. *Оценка полосы когерентности ионосферного радиоканала*. Изв. высш. учеб. заведений. Сев.-кавк. рег. естеств. наук 1994 №3 с.39-42

Возможности использования системы двух непрозрачных полосок для ослабления волновых полей

Чимитцыденов Эдуард Ринчиндоржиевич

Бурятский научный центр СО РАН

Батороев Анатолий Сократович, к.ф.-м.н.

edik_ch@ofpsrv.bsc.buryatia.ru

Наличие помеховых полей со стороны прямых источников или в виде отражений от различных поверхностей приводит к нежелательным изменениям полезных сигналов, вплоть до замираний.

Для устранения помеховых полей в таких случаях используют обычно одиночные экраны [1], устанавливаемые между источником помехового поля и приемником, а также в точке зеркального отражения при наличии мешающих отражений от поверхностей. Однако кроме таких экранов представляется возможным использование двух последовательно расположенных экранов. В данном случае можно ожидать уменьшение размеров экранов, что было бы важно с точки зрения конструкции, и улучшение ослабляющих свойств экранов. В данной работе проводится исследование ослабляющих действий двух последовательных экранов, выбранных в виде протяженных в горизонтальном направлении полосок, расположенных по обе стороны от линии распространения с некоторыми отрывами от нее (рис.1).

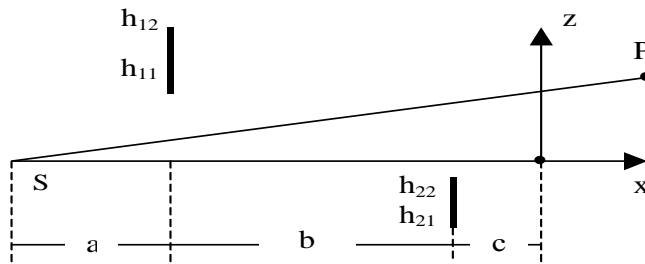


Рис. 1

Дифракционное поле ищем в приближении Френеля, используя дважды принцип Гюйгенса-Френеля, который в математическом виде представляется следующем интегралом:

$$\Phi = \frac{U}{U_0} = \frac{\int_{D_1} \int_{D_2} e^{i \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{x_1^2}{2a} + \frac{(x_1 - x_2)^2}{2b} + \frac{x_2^2}{2c} \right]} dx_1 dx_2}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{i \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{x_1^2}{2a} + \frac{(x_1 - x_2)^2}{2b} + \frac{x_2^2}{2c} \right]} dx_1 dx_2} \quad (1)$$

В выражении (1) Φ – множитель ослабления волнового поля U при последовательной дифракции на двух полосках относительно поля свободного пространства U_0 , λ – длина волны, x_1, x_2 – переменные интегрирования по вертикальной оси в плоскости соответственно первой и второй полосок, D_1, D_2 – области интегрирования в плоскости соответствующих полосок, a, b, c – геометрические параметры трассы. Горизонтальные размеры полосок (по оси y) здесь приняты бесконечно протяженными, и поэтому задача упрощена до двумерной.

Используя в интегралах $\int_{-\infty}^{h_{11}}$ и $\int_{\infty}^{h_{21}}$ преобразование, основанное на использовании известного принципа Бабинне, выражение для множителя ослабления Φ удалось представить в виде алгебраической суммы известных множителей:

$$\Phi = 1 - [F(v_{11}) - F(v_{12}) + F(v_{21}) - F(v_{22})] + [F_{\text{посл}}(v_{11}, v_{21}) - F_{\text{посл}}(v_{11}, v_{22}) - F_{\text{посл}}(v_{12}, v_{21}) + F_{\text{посл}}(v_{12}, v_{22})], \quad (2)$$

где $F(v_{jk})$ – множитель ослабления при дифракции на одной полуплоскости, $F_{\text{посл}}(v_{jk}, v_{kj})$ – множитель ослабления при последовательной дифракции на двух полуплоскостях,

$v_{jk} = \sqrt{2} h_{jk} / b_j(x_0)$ – параметр, определяющий в зонах Френеля размер закрытия полуплоскостью с конкретными индексами, что соответствует порядковому номеру полуплоскости ($j=1, 2$) и номеру края (нижний край $k=1$ и верхний – $k=2$), $b_j(x_0)$ – радиус первой зоны Френеля в плоскости соответствующей первой или второй плоскости относительно фиксированного положения точки приема $x_0 = a + b + c$.

Аналитическими выражениями указанных множителей $F(\nu_{jk})$ и $F_{\text{посл}}(\nu_{jk}, \nu_{kj})$ являются соответственно известное решение на одной полуплоскости в виде интегралов Френеля и Миллингтоновское решение на двух последовательных полуплоскостях [2] с некоторым его усовершенствованием, связанным с разработкой

рекуррентных соотношений в исходных формулах.

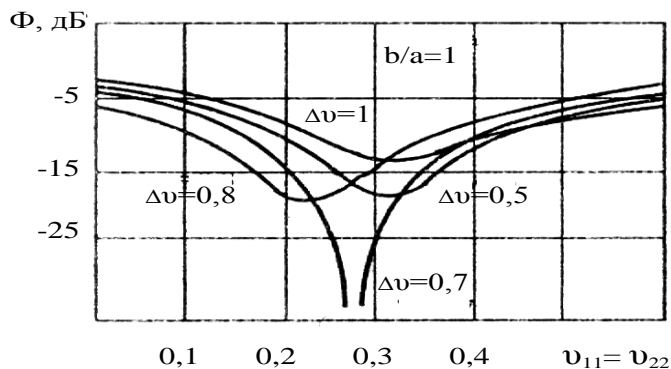


Рис. 2

Результаты расчета множителя ослабления Φ в зависимости от величины просвета для полосок разной ширины в упрощающих случаях взаимного расположения экранов $a = b = c$ и равной ширины полосок $\Delta\nu = \nu_{12} - \nu_{11} = \nu_{22} - \nu_{21}$ представлены на рис. 2. Из этого рисунка видно, что при

определенных соотношениях ширины полосок и величины просветов в точке приема наблюдается область глубокого минимума поля, что может быть использовано для минимизации помеховых полей. Максимальное ослабление поля происходит при ширине полосок $\Delta\nu = 0,7$ и просвете $\nu_{11} = \nu_{22} = 0,27$. Как показали расчеты, эффективность предложенных двух последовательных полосок достаточно высока и выше, чем у ранее разработанных авторами одиночных экранов [1].

Список публикаций:

- [1] Батороев А.С., Малтугуев А.А., Дугаржапова Д.Б. Дифракционные экраны щелевого типа для ослабления помеховых полей // Труды 8-го Международного Вроцлавского Симпозиума по ЭМС, 1986, ч. 2, с. 536-595.
 [2] Millington G., Hewitt R., Immirsi P.S. Double khifedge diffraction in field-strength predictions // Proc. IEE, Monograph №507 E, March, 1962.

Способ ослабления помеховых полей с помощью щелевых экранов

Чимитцыденов Эдуард Ринчиндоржиевич

Бурятский научный центр СО РАН

Батороев Анатолий Сократович, к.ф.-м.н.

edik_ch@ofpsrv.bsc.buryatia.ru

Одной из актуальных задач при электромагнитной передаче информации является подавление помеховых полей, оказывающих мешающее влияние на работу различных радиосистем. Идея использования вынесенных щелевых экранов выдвинута впервые в [1], затем развивалась в работах [2–4]. Однако, в указанных работах достигнутая степень подавления помехового поля либо невысока (~15 дБ) [3,4] , что говорит о несовершенстве методов оптимизации, либо она получена в простейшем случае [2] (падение плоской волны, когда экран имеет одну щель и симметрию относительно ее середины), что свидетельствует об ограниченной области его применения.

В данной работе ставилась задача: разработать достаточно эффективный метод выбора оптимальных параметров щелевых экранов для локального подавления помеховой волны в общем случае экранов с произвольным числом щелей.

В качестве обобщенного экрана выбран k - щелевой экран, имеющий симметрию относительно середины центрального экрана (рис. 1), а в качестве целевой – функция Φ , имеющая значение множителя дифракционного ослабления. Большая протяженность экрана в одном направлении и непрерывные щелевые прорезы в этом направлении по всей длине при удачном выборе размеров щелей и полосок обеспечивают широкую область подавления в данном направлении.

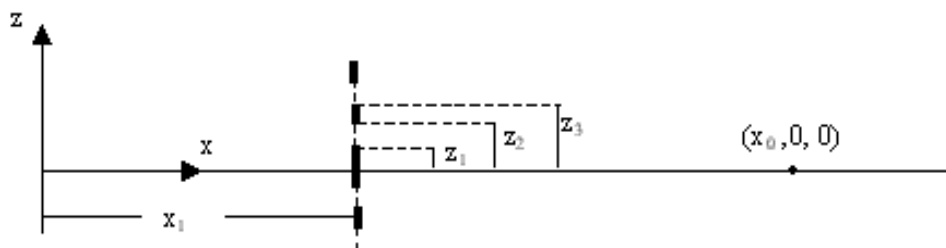


Рис. 1

Уравнение целевой функции включает в себя условие абсолютной минимизации поля $\Phi=0$ в точке $(x_0, 0, 0)$. В векторной записи это уравнение представится в виде:

$$\Phi = \sum_{j=1}^{2k+1} (-1)^{j-1} \cdot \vec{a}_j \cdot f_n = 0, \quad (1)$$

где $|\vec{a}_j| = \sqrt{[1 - C(v_j) - S(v_j)]^2 + [C(v_j) - S(v_j)]^2}$, $\varphi(v_j) = \arctg \frac{C(v_j) - S(v_j)}{1 - C(v_j) - S(v_j)}$ –

модуль и фаза векторной функции \vec{a}_j , f_n – функция, описывающая характеристики направленности антенн, $v_j = \sqrt{2} z_j / b$ – параметр Френеля, а $C(v_j)$ и $S(v_j)$ – известные интегралы Френеля, b – радиус первой зоны Френеля.

Для определения из уравнения (1) всех значений v_j , соответствующих высотам z_j кромок экрана, разработан графо-аналитический способ, который основан на использовании оптимизатора, состоящего из годографа векторной функции \vec{a}_j , предварительно рассчитанного и построенного на плоскости, и механизма плоско-параллельного перемещения линеек, осуществляющего операцию векторного суммирования и выявления тех векторов, которые удовлетворяют уравнению (1). Предложенный способ достаточно прост и обеспечивает высокую точность и скорость определения параметров экранов. Найденные с его помощью данные о размерах одно-, двух-, трехщелевых экранов подавления приведены на рис. 2. Данные представлены в виде серий кривых: каждая серия соответствует определенному числу щелей, а каждая кривая определяет в обобщенных параметрах v_j изменение высоты соответствующей кромки. На рис. 2 значения параметров экрана, разработанного Мельниковым Ю.М. в работе [2], представлены в виде кружочков на серии кривых, соответствующих $k=1$.

Представленными графиками можно пользоваться для определения распределения полосок и просветов в случае, когда произвольным образом задана

высота нижней кромки v_1 или общая высота v_{2k+1} всей экранирующей системы в указанных пределах. При больших значениях параметров v приближенно можно считать постоянными ширины полосок и просветов (изменяется лишь параметр v_1 , т.е. высота нижней кромки).

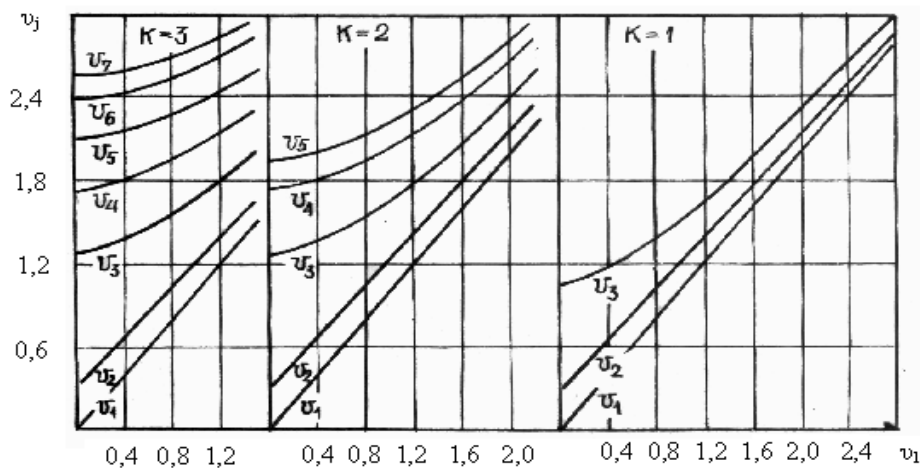


Рис. 2

Из численных методов наиболее эффективным является итерационный метод Ньютона, в котором для получения начального приближения используется графо-аналитический способ. Использование итерационного метода Ньютона дает уточнение данных по параметрам v_j лишь в третьем знаке, что приводит к небольшому изменению структуры области подавления вблизи точки $(x_0, 0, 0)$.

Расчетное ослабление при найденных значениях параметров находится в пределах -70 дБ, в действительности же с учетом реальных аппаратурных ограничений в проведенном эксперименте эта величина составляет не более -30 дБ

Список публикаций:

- [1] Becker J.E, Design Study for AMRAD anti-clutter fence // Wheller labs., Inc., Smith town, N.Y., Rept.,1233, 1964, July 22.
- [2] Мельников Ю.М. Щелевое антенное защитное устройство // Труды НИИР, М.,1975, № 1, с. 86-92.
- [3] Becker J.E. Millett R.E. IEEE double-slot radar fence for increased clutter suppression // IEEE Trans. Antennas and Propag., 1968,AP-16, №1. p. 103-108.
- [4] Preikschat F.K. Screening fences for ground reflection reduction // Microwave Journal, 1964, V.7, № 86 p.103-108.

Экспериментальное исследование потерь электромагнитного излучения в отрезках запердельных волноводов

Чудина Алла Александровна

Кубанский Государственный Университет

Запорожец Владимир Васильевич, к.ф-м.н.

alla_bars@mail.ru

В статье приводятся результаты экспериментальных исследований коэффициента затухания волновода прямоугольного сечения в широком частотном диапазоне. Особый интерес представляют результаты исследований в области, близкой к частоте отсечки для основного типа волны - H_{10} . На основе расчетов, проведенных в [1] приводится обсуждение вопросов учёта влияния резистивности стенок волновода при расчётах коэффициента распространения электромагнитной волны в окрестности частоты отсечки. Из этих соотношений следует существование потока энергии вдоль направления распространения, который компенсирует тепловые потери в стенках. Выражение для напряженности электрического поля вдоль волновода в запердельной области частот можно представить в таком виде:

$$E = E_0 e^{-(\alpha_0 + \alpha_p)Z}, \quad (1)$$

где E_0 - значение напряжённости электрического поля в начальной области линии (при $Z=0$), α_0 - параметр затухания волноводов, связанный с резистивностью его стенок, α_p - параметр реактивного ослабления, связанный с отражениями энергии от запердельного волновода, где Z - длина отрезка запердельной линии.

Исследования проводились на измерительной линии P1-29 с волноводным трактом размером 16x8 мм. Исследовалась структура электромагнитного поля в запердельной области частот, т.е. в области частот меньших $f_{кр}=9,375$ ГГц. Измерялось распределение напряженности СВЧ поля вдоль щели измерительной линии длиной 30 мм, на частотах ниже частоты отсечки. Из зависимости квадрата напряженности электрического поля от координаты зонда линии Z при различных значениях частот СВЧ генератора были получены значения параметра затухания волны в волноводе ниже частоты отсечки.

В связи с возникновением явлений резонансного возбуждения отрезка измерительной линии, соединенной с отрезком волновода, выше частоты отсечки, необходимы дополнительные методы. Одним из вариантов является резонансный метод измерения затухания передающих линий с использованием резонатора отражательного типа [2]. К отрезку прямоугольного волновода при помощи фланцев пристыкован прямоугольный волновод меньшего сечения, закороченный на конце металлической пластинкой. На стыке этих волноводов помещена диафрагма с круглым отверстием, которое подбирается такого диаметра, чтобы связь была заведомо больше критической. Можно считать, что путь, который волна, испытывая многократные отражения, проходит между стенками резонатора, эквивалентен расстоянию при распространении излучения в отрезке волновода большой длины. Из физических принципов возбуждения СВЧ электромагнитных колебаний в отражательных

резонаторах известно соотношение для определения основных параметров отражательных резонаторов [3]: δ_1 – параметра потерь энергии в резонаторе за счет связи, δ_0 – параметра собственных потерь резонатора ($\delta_0=1/Q_0$, где Q_0 - собственная добротность резонатора), Γ_0 – коэффициента отражения по напряжению при резонансе. Учитывая связь добротности резонатора Q_0 с коэффициентом затухания передающих линий α :

$$Q_0 = \pi / (\lambda \alpha), \quad (2)$$

где λ - длина волны СВЧ излучения в передающей линии, находим α .

Измерения проводились на измерителе КСВН панорамном Р2-61. Исследовался резонатор на отрезке прямоугольного волновода сечением 16x8 мм, длиной 80 мм, вставленный в волновод большего сечения 23x10 мм. Диаметр диафрагмы $d = 5$ мм. Наблюдались серии резонансных пиков, начиная с частоты 9600 МГц до 12000 МГц. Добротности колебаний такого резонатора составляли от 1962 до 3067, которым приводятся в соответствие значения параметра затухания α .

Сшивая полученные решения на границе - вблизи критической частоты и сравнивая их, видим, что α ниже частоты отсечки и α выше частоты отсечки отличаются на несколько порядков. На рисунке (рис.1) проиллюстрирована зависимость параметра затухания в широком частотном диапазоне. Так как потери в стенках волновода для распространяющихся типов волн малы, то определяющим механизмом потерь ниже частоты отсечки, является отражение энергии от отрезка запердельного волновода.

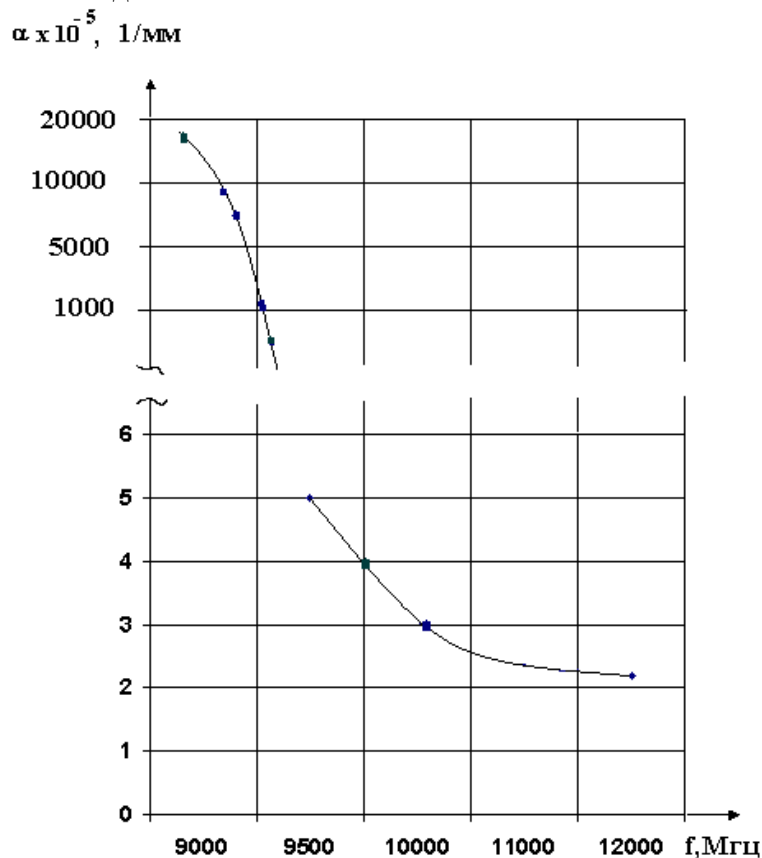


Рис. 1. Зависимость параметра затухания от частоты

Список публикаций:

- [1]. Григорьев А.Д. *Электродинамика и техника СВЧ*. -М.: Высшая школа, 1990.
- [2]. Запорожец Г.В., Запорожец В.В., Яковенко Н.А. *Резонансные частоты диэлектрических фильтров на запердельных линиях*//Проблемы физико-математического моделирования. - Изд. КубГТУ, 1997, с. 77-82.
- [3]. Блюменфельд Л.А., Воеводский В.В, Семенов А.Г., *Применение электронного парамагнитного резонанса в химии*. - Новосибирск: Изд. Сибирского отделения АН СССР, 1962.

Особенности формирования зон покрытия в системах подвижной радиосвязи

Шигаев Роман Евгеньевич

Иркутский Государственный Университет

Унучков Владимир Евгеньевич, к.ф-м.н

rshigaev@yandex.ru

В настоящее время в России, как и во всем мире, наблюдается бурное развитие систем подвижной связи общего и профессионального применения. К последним относится система поездной радиосвязи (СПР) дециметрового диапазона, которая начинает широко использоваться на железнодорожном транспорте. Из-за высокого уровня помех, слабой дифракции дециметровых радиоволн на элементах рельефа, зоны покрытия в СПР часто оказываются меньше расстояния между станциями, поэтому приходится в “мертвых зонах” устанавливать дополнительные необслуживаемые ретрансляторы, что приводит к значительному увеличению затрат.

В некоторых случаях для устранения мертвых зон или увеличения зон покрытия СПР можно применять направленные (секторные) стационарные антенны, что предусмотрено правилами организации и расчета сетей поездной радиосвязи. К сожалению, выбору типа антенн, их размещению и ориентации в правилах уделено недостаточное внимание, что затрудняет использование направленных антенн на практике. В докладе рассмотрены особенности формирования зон покрытия в СПР с учетом плана пути, рельефа местности, характеристик и расположения стационарных антенн.

Для примера на рис. 1 представлен перегон Андриановская – Ангасолка ВСЖД, где проводились измерения напряженности поля.



Рис.1

Диаграммы направленности применяемых антенн должны соответствовать плану железнодорожных путей перегона, охватываемого радиосвязью. В данном случае, как видно из рис. 1, железнодорожная трасса очень сложной формы, с несколькими поворотами, что приводит к необходимости проводить дополнительные расчеты и измерения при различных вариантах размещения и ориентации стационарных антенн на этом участке.

По измерениям напряженности поля (рис.2) были определены участки трассы с уровнем сигнала ниже порогового (“мертвые зоны”). Наличие таких зон объясняется различными факторами, связанными с рельефом, наличием тоннелей, влиянием диаграмм направленности антенн и другими.

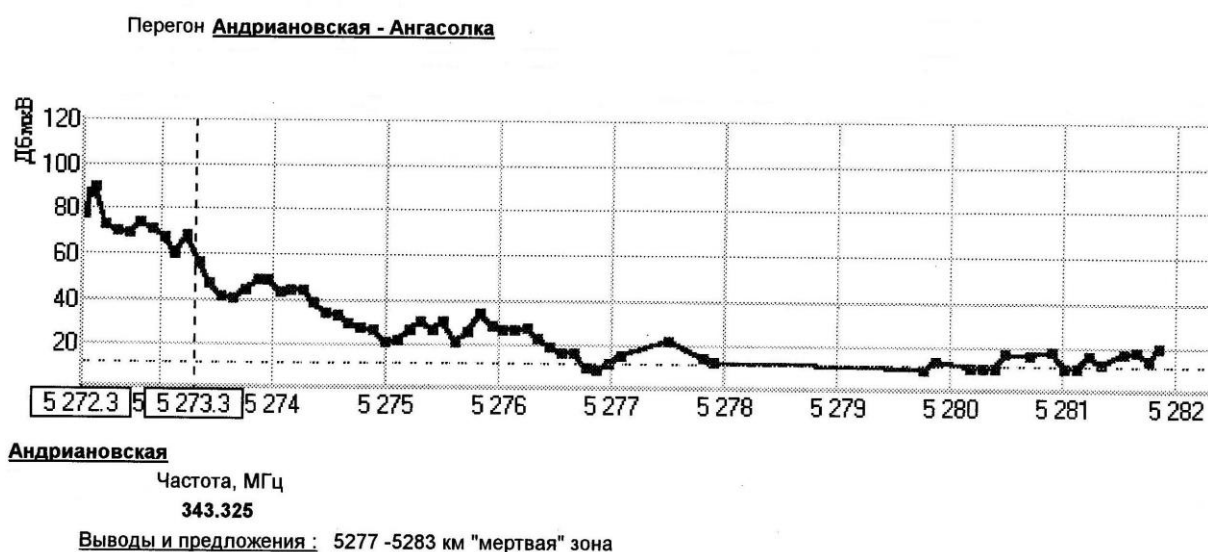


Рис.2

При выборе типа стационарной антенны для организации поездной радиосвязи необходимо исходить из условий получения требуемой дальности связи и возможности установки антенны на требуемой высоте.

В некоторых случаях тип стационарной антенны целесообразно выбирать путем направления максимума диаграммы направленности стационарной антенны в область “мертвой зоны” для увеличения уровня полезного сигнала на данном перегоне. Причем необходимо повторно пересчитывать уровень поля на всем рассматриваемом участке железной дороги, чтобы исключить возникновение новых “мертвых” зон.

Часто на практике, затрудняясь правильно выбрать тип антенны и направление ее ориентации, стараются использовать антенну с круговой диаграммой направленности, поднимая ее на максимальную высоту. В докладе проанализирована подобная ситуация и показано, что на закрытых и полужакрытых трассах в тех случаях, когда препятствие расположено вблизи антенны, увеличение высоты установки антенны может привести к существенному росту уровня сигнала (несколько децибел на каждый метр подъема). При значительном удалении препятствия от антенны подъем может не дать желаемого результата и даже привести к уменьшению поля, так как небольшое уменьшение дифракционных потерь может быть полностью компенсировано возросшими потерями в кабеле, питающим антенну.

Результаты выполненных расчетов и приводимых в докладе выводов и практических рекомендаций могут оказаться полезными не только для совершенствования СПР, но и для формирования вытянутых вдоль магистралей зон покрытия в системах сотовой (транкинговой) связи.