

СЕКЦИЯ

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Руководитель – д.т.н., профессор **ЧЕБЫШЕВ В.В.**

**ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ СВЧ НА РЕЗОНАТОРАХ СВЕРХКОРОТКОЙ ДЛИНЫ**

Аристархов Г.М., Арсенин А.В.

МТУСИ

Повышение частотной избирательности, уменьшение потерь и габаритов, а так же обеспечение совместимости с технологией изготовления интегральных схем является основным направлением развития микроэлектронных устройств частотной селекции. Однако сочетание этих качеств оказалось исключительно сложной проблемой, так как требования, предъявляемые к фильтрам, являются противоречивыми: чем меньше геометрические размеры резонаторов, тем меньше их собственная добротность и тем ниже потенциальные селективные возможности фильтров [1]. При прочих равных условиях наиболее высокой предельной частотной избирательностью обладают структуры фильтров, реализующие частотные характеристики с полюсами затухания на конечных частотах. К таким структурам относятся лестничные цепи Золотарева-Кауэра, выполняемые на сосредоточенных элементах, а так же фильтры на элементах с распределенными параметрами на основе гребенчатых и решетчатых структур на связанных линиях передачи и структуры с несколькими параллельными путями передачи энергии [2-7]. Наиболее компактными из них являются микрополосковые фильтры, реализуемые на основе гребенчатых структур [2-4]. Данные структуры обладают характеристическим сопротивлением на один – два порядка выше значений волновых сопротивлений отрезков линий передачи, их образующих, что позволяет применять диэлектрические подложки с очень высоким значением относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$ . В последнее время особый интерес проявляется к цепям СВЧ смешанного типа, в которых часть элементов выполняется в виде конденсаторных структур, собственная добротность которых на порядок и более выше собственных добротностей микрополосковых резонаторов, а другая часть – в виде отрезков линий передачи энергии, кратных четвертьволновой длине.

Цель данной работы - исследование возможности создания миниатюрных фильтров СВЧ, выполненных в базе распределенно-сосредоточенных структур с параллельными путями передачи энергии и с применением очень коротких полосковых отрезков линий передачи с электрической длиной на один – два порядка меньше четверти длины волны.

Достоинства гребенчатой секции (рис.1,а) определяют возможность применения ее в качестве базовой для синтеза звена на распределенно-сосредоточенной структуре с несколькими путями передачи энергии. Принимая во внимание высокое характеристическое сопротивление гребенчатой секции, можно воспользоваться известным приемом – заменить ненагруженные отрезки линий передачи значительной длины на укорачивающие емкости (C1). При этом реализация высоких значений электрической и магнитной связей с целью формирования полюсов затухания на конечных частотах достигается введением сосредоточенной емкости связи ( $C_{12}$ ) и непосредственной гальванической связи между отрезками линий передачи, что эквивалентно введению магнитной связи между ними. Таким образом основу рассматриваемой структуры составляет Y-звено на двух связанных линиях передачи энергии с сосредоточенными укорачивающими конденсаторами и емкостью связи (рис.1,б).

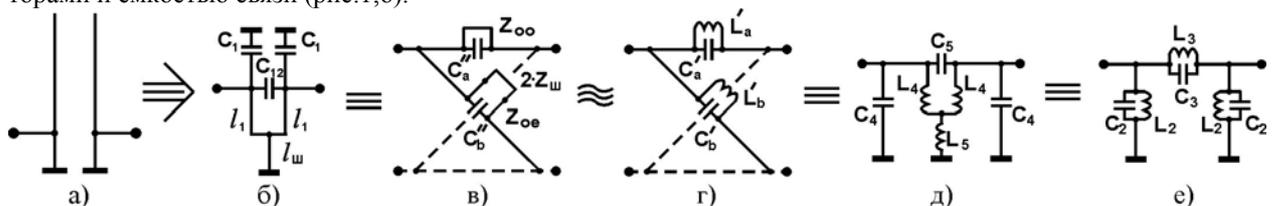


Рис.1. Гребенчатая секция при кондуктивном включении (а), Y-звено на распределено-сосредоточенных элементах (б), схема-прототип на звене Кауэра (е) с ее модификацией (д) и их эквивалентные мостовые схемы замещения для установления соответствия схем.

Для осуществления синтеза Y-звена в качестве его прототипа на распределено-сосредоточенных элементах выберем звено Кауэра (рис.1,е) на сосредоточенных элементах, методика синтеза которого хорошо известна. Для наглядности преобразуем звено Кауэра к схеме вида рис.1,д., в которой при тех же номиналах емкостей конденсаторов значения индуктивностей будут в два-три раза меньше. Это позволит при реализации полосно-пропускающего фильтра (ППФ) дополнительно укоротить геометрическую длину отрезков линий передачи, реализующих индуктивные элементы. Тожественность схем Y-звена (рис1,б) и прототипа на звене Кауэра (рис1,е) можно показать, применяя метод зеркальных отображений [8], преобразовав обе схемы в уравновешенные мостовые схемы замещения (рис.1,в и рис.1,г соответственно).

Простое наращивание порядка фильтра возможно за счет каскадирования распределено-сосредоточенных Y-звеньев через сосредоточенную емкость связи ( $C_{CB}$ ) согласно рис.2,а. На рис.2,б представлен лестничный прототип данного фильтра, а на рис.2,в - возможный вариант его конструктивного исполнения с резонаторами на микрополосковых линиях передачи (МПЛ). На этом же рисунке показаны сосредоточенные укорачивающие конденсаторы ( $C_1$ ), а так же конденсаторы емкостной связи ( $C_{12}$ ) и шлейфы ( $l_1$  и  $l_{ш}$ ), соответствующие принципиальной схеме одиночного Y-звена, представленного на рис.1,б.

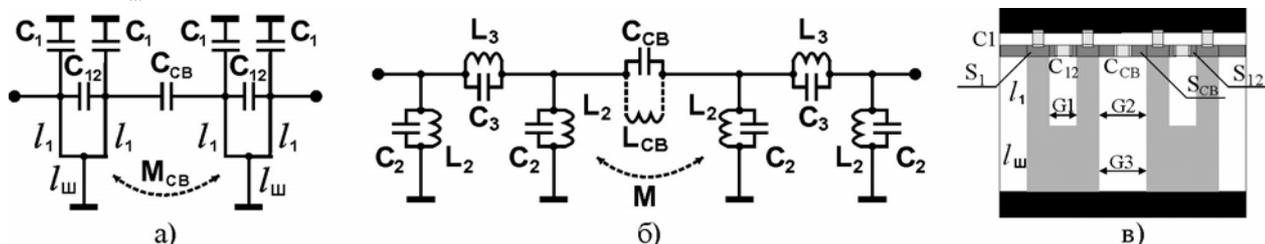


Рис.2. Объединение Y-звеньев с помощью сосредоточенной емкостной и распределенной магнитной связей (а), лестничный прототип фильтра (б) и вариант его конструктивного исполнения (в).

Расчетная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) объединенных с помощью емкости связи двух Y-звеньев представлена на рис.3,а и рис.3,б (штрихпунктирной линией на рис.3,а приведена расчетная зависимость коэффициента стоячей волны по напряжению КСВН). Данная характеристика получена без учета влияния электромагнитной связи между линиями передачи и при преобладающей магнитной связи в самих Y-звеньях. Действие распределенной связи между плечами одного Y-звена (зазор G1 на рис.2,в) приводит к смещению полюса затухания, так как увеличивается коэффициент магнитной связи в Y-звене. Наличие распределенной связи между резонаторами соседних Y-звеньев ( $M_{CB}$  на рис.2,а) формирует дополнительный полюс затухания (влияние ширины зазора G3), расположенный слева от полосы пропускания, а так же приводит к расщеплению полюсов затухания Y-звеньев (влияние ширины зазора G2). На схеме-прототипе рис.2,б данное влияние может быть отображено в виде резонансного контура, образованного локализованными индуктивностью  $L_{CB}$  и емкостью  $C_{CB}$ , а так же магнитной связи  $M$  между смежными контурами модели соседних Y-звеньев. Таким образом, изменяя значение распределенной связи (величину зазора между линиями передачи), появляется дополнительная степень свободы в формировании АЧХ фильтра, что дает возможность повысить коэффициент прямоугольности фильтра без увеличения числа его звеньев.

Следует отметить, что наряду с реализацией миниатюрных интегральных фильтров СВЧ с применением тонкопленочных конденсаторов рассматриваемая схема построения ППФ на основе Y-звеньев позволяет реализовать миниатюрные фильтры с применением коротких линий передачи на сравнительно большие уровни мощности, например, в дециметровом диапазоне длин волн. Однако при реализации их с применением монтажа сосредоточенных компонентов возникают паразитные элементы, которые существенно влияют на характеристики фильтров. Наличие контактных площадок для монтажа сосредоточенных конденсаторов, показанных на рис.2,в отрезками МПЛ с площадками  $S_1$ ,  $S_{12}$  и  $S_{CB}$ , обуславливает формирование паразитных полос пропускания, местоположение которых на частотной оси зависит от геометрической длины и волнового сопротивления данных площадок. Особенно сильное влияние на частотную характеристику полосы заграждения оказывают площадки для установки укорачивающих емкостей  $C_1$  (геометрическая величина этой площадки не пересчитывается в емкость на “землю”). При увеличении  $\epsilon_r$  подложки ближайшая паразитная полоса пропускания приближается к полосе пропускания, сужая тем самым полосу заграждения, в то время как частотная характеристика в окрестностях полосы пропускания не претерпевает суще-

ственных изменений. Это связано с тем, что в формировании АЧХ фильтра вблизи полосы пропускания на сверхкоротких линиях передачи участвует только величина погонной индуктивности МПЛ.

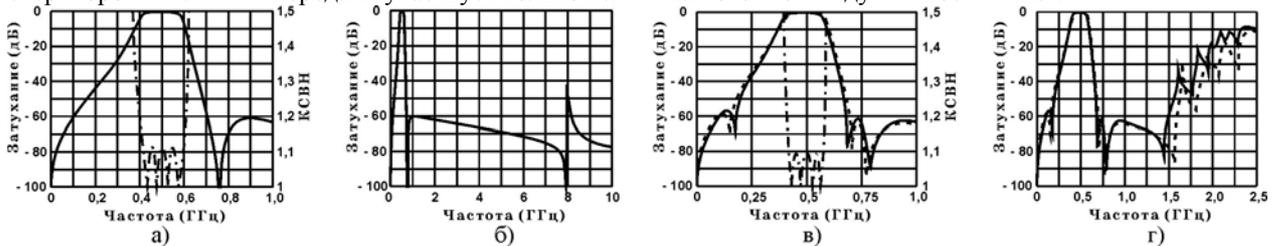


Рис.3. Теоретические (сплошная линия) и экспериментальные (пунктирная линия) АЧХ и КСВН (штрихпунктирная линия) фильтров на основе Y-звеньев, выполненные без учета влияния конструкции фильтра (а, б) и с ее предварительным расчетом (в, г).

На рис.3,в и рис.3,г представлена экспериментальная характеристика рабочего затухания фильтра (сплошная линия), реализованного путем объединения двух Y-звеньев согласно топологии рис.2,в, на фоне характеристики (показана пунктиром), рассчитанной в среде Microwave Office с учетом действия распределенных связей и влияния контактных площадок для монтажа сосредоточенных компонентов. Штрихпунктирной линией на рис.3,а и рис.3,в приведены расчетная и экспериментальная зависимости КСВН. Таким образом, влияние распределенных связей между микрополосковыми линиями и контактных площадок для монтажа сосредоточенных компонентов на АЧХ фильтра можно успешно моделировать и учитывать (а так же рационально использовать) в процессе синтеза фильтров СВЧ на основе Y-звеньев на распределенно-сосредоточенных структурах.

Рассмотренные структуры на основе Y-звеньев, реализуемые на сверхкоротких отрезках линий передач, составляют элементный базис миниатюрных высокоизбирательных полосно-пропускающих фильтров СВЧ, совместимых с технологией изготовления интегральных схем. Отличительной особенностью рассматриваемых фильтров, кроме их сверхмалых размеров, является разрядка спектра паразитных полос пропускания, что присуще фильтрам на сосредоточенных элементах. При реализации фильтров на основе Y-звеньев с применением высокодобротных дискретных конденсаторов разрядка спектра паразитных полос пропускания становится не столь значительной, что обусловлено влиянием площади контактных площадок. Важным свойством фильтров этого типа является также малая зависимость их частотной характеристики, особенно в области полосы пропускания, от величины относительной диэлектрической проницаемости подложки, что обуславливает их высокую повторяемость.

#### Литература

1. Справочник по элементам полосковой техники / Мазепова О. И., Мещанов В. П., Прохорова Н. И. и др., Под ред. А. Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336с.
2. Rhodes Y. D. The stepped digital elliptic filter //IEEE Trans. MTT.-1969. –Vol.MTT-17, №4. –P.178-184.
3. Аристархов Г. М., Вершинин Ю. П. Анализ фильтров на связанных линиях с неравными фазовыми скоростями // Радиотехника и электроника. -1983. –т.28, №9 – С.1714-1724.
4. Аристархов Г. М., Вершинин Ю. П. Особенности фильтров на микрополосковых линиях с неравными электромагнитными связями // Электронная техника. Сер.10 Микроэлектронные устройства. -1980. – Вып.3 (21). С.20-24.
5. Jokela K. Narrow-band stripline filters with transmission zeros at finite frequencies // Circuit theory and applications.-1979. – Vol.7. –P.445-461.
6. Jia-Sheng Hong and M. J. Lancaster. Microstrip filters for RF/Microwave applications.- John Wiley & Sons, Inc. -2001. -471p.
7. Inder Bahl. Lumped elements for RF and Microwave circuits. –Artech House, Inc. -2003. -488p.
8. Аристархов Г. М., Чернышев В. П. Эквивалентное модовое представление микрополосковых фильтров на основе многопроводных линий с неравными фазовыми скоростями // Радиотехника и электроника. –1985. – т.30, №12 – С.2289-2297.

### HIGH SELECTIVITY MICROWAVE FILTERS BUILDING ON VERY SHORT LENGTH TRANSMISSION LINES

Aristarkhov G., Arsenin A.

MTUCI

Researched striplines and microstriplines band-pass microwave filters on the Y-section are building as whole very short transmission line of energy with electrical length one-two decade shorter than quarter wave-length and lumped high-Q capacitors. This filters with transmission zeros at the finite frequencies are compatible with manufacturing methods of hybrid (discrete-component) IC and small-scale integration IC. Synthesis results and practical implementation of high selectivity filters are present in this article.

**ВОЗМОЖНОСТИ ПРОГРАММЫ ЭДЭМ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ АНТЕННОЙ ТЕХНИКИ**

Давыдов А.Г., Пименов Ю.В.

Московский технический университет связи и информатики

Основу программы ЭДЭМ (ЭлектроДинамика Элементов из Металла, [www.edem3d.ru](http://www.edem3d.ru)) составляют алгоритмы [1,2] численного решения интегральных уравнений, к которым сводятся трехмерные и двумерные краевых задач электродинамики для объектов, допускающих аппроксимацию набором проводящих поверхностей.

В программе реализованы алгоритмы решения задач шести типов. Это трехмерные задачи для структур произвольной формы, плоские двумерные задачи для двух видов поляризации, задачи для поверхностей вращения с осесимметричным возбуждением, а также задачи для поверхностей вращения, в которых возбуждающее поле может быть представлено первой Фурье-компонентой по азимутальной координате. В случае трехмерной задачи для поверхности  $S$  произвольного вида основное интегральное уравнение относительно плотности  $\vec{j}$  наведенных на поверхности токов имеет вид

$$\frac{i}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \vec{n}^0 \times \left\{ \lim_{M \rightarrow S} \iint_S \text{grad}_M(\vec{j} \cdot \text{grad}_Q G) ds_Q - k^2 \iint_S \vec{j} G \Big|_{M \in S} ds_Q \right\} = -\vec{n}^0 \times \vec{E}^0 \Big|_{M \in S}, \quad (1)$$

где  $G = \frac{e^{-ikL}}{kL}$ ,  $L$  – расстояние между точкой наблюдения  $M$  и интегрирования  $Q$ ,  $\vec{n}^0$  – орт нормали к поверхности  $S$ , а  $\vec{E}^0$  – вектор напряженности первичного электрического поля. Задачи остальных пяти типов сводятся к одномерным интегральным уравнениям либо системам таких уравнений, записанных по контуру сечения анализируемых поверхностей.

Основная особенность используемых уравнений состоит в том, что их левая часть имеет смысл *предельного значения касательной составляющей вторичного электрического поля* при стремлении точки наблюдения к поверхности. Эти уравнения эквивалентны гиперсингулярным интегральным уравнениям с несобственным интегралом в смысле конечной части по Адамару.

Использование представления вида (1) имеет два достоинства. Во-первых, это позволяет избавиться от расходящихся интегралов, появляющихся в уравнениях для бесконечно тонких объектов при использовании граничных условий для электрического поля. Во-вторых, это позволяет существенно сократить количество вычислений при численном решении благодаря тому, что интегралы, содержащие сильную особенность, в этом случае частично либо полностью вычисляются аналитически. Подробное описание алгоритмов численного решения уравнений можно найти в [1,2].

Программа ЭДЭМ [3,4] реализована в виде диалоговой системы для персонального компьютера и в значительной степени ориентирована на разработку антенно-фидерных устройств, исследование их функционирования вблизи других объектов и тому подобные задачи. Исследуемые структуры могут иметь практически произвольную конфигурацию, содержать поглощающие и импедансные пленки, сосредоточенные емкости и индуктивности, а также активные нагрузки.

При численном решении интегральных уравнений может использоваться как кусочно-постоянная аппроксимация, так и базисные функции более высокого порядка, известные как RWG-функции. Для решения систем алгебраических уравнений, получающихся в процессе численного решения, реализованы прямые и итерационные методы, в частности обобщенный метод минимальных невязок (GMREZ). Анализ задач для сложных структур может быть организован на основе метода последовательных приближений, когда результаты решения для части структуры используются как возбуждающее поле для другой части.

Программа ЭДЭМ позволяет находить электрические и магнитные поля, возникающие в окрестности исследуемых структур – внутри, снаружи и на любом удалении, рассчитывать диаграммы направленности, строить пространственные рельефы компонент полей и плотности потока мощности, линии равного уровня, векторные карты, графики амплитудных и фазовых распределений, находить излучаемую системой мощность, к.н.д., определять фазовые центры, поляризационные характеристики и многое другое.

Программа позволяет проводить автоматизированное решение серий задач с отображением результатов в графическом и табличном виде. Это освобождает от утомительной рутинной работы при расчете таких величин, как частотные характеристики и т.п. Программа включает средства для оптимизации исследуемых

структур по заданному критерию. Это может быть, например, коэффициент направленного действия антенны, КИП и т.п. Для этого используются алгоритмы многопараметрического поиска экстремумов функций.

В докладе приведен ряд примеров, относящихся к разработке антенно-фидерных устройств с помощью программы ЭДЭМ.

На рис.1 вверху показаны схемы двухзеркальных антенн Грегори (слева), Кассегрена (в середине) и АДЭ (справа). Специфика возбуждения этих антенн позволяет использовать для решения системы одномерных интегральных уравнений относительно азимутальных гармоник плотности токов, что делает доступными для анализа на ПК модели с диаметром главного зеркала до 50-100 длин волн. Показанная схема АДЭ, найденная в результате оптимизации по 8 параметрам (диаметр, положение апертуры и угол раскрытия рупора, эксцентриситет и положение осевого фокуса эллиптического субрефлектора, осевое и поперечное смещение фокуса субрефлектора, поперечное смещение фокуса главного зеркала), обеспечивает КИП 0.65 при КСВ в фидере 1.1 и уровне кросс-поляризации в пределах главного лепестка не выше -30 дБ.

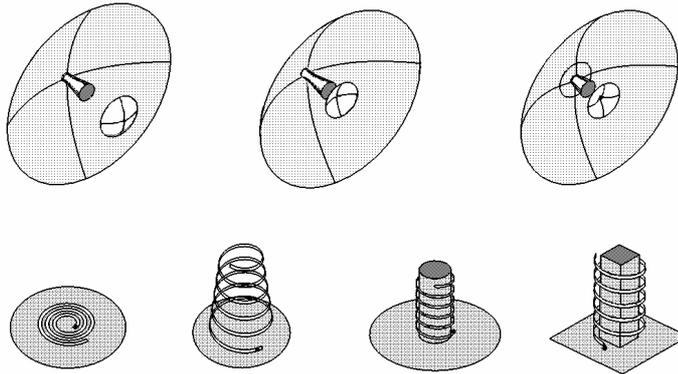


Рис.1

Группа спиральных антенн, показанных на рис.1 внизу, анализировалась для использования на летательных аппаратах (ЛА). Модель, показанная слева, может использоваться в качестве элементов плоской антенны с круговой поляризацией, рефлектором которой служат части корпуса ЛА. Если спираль следующей модели выполнить из упругого материала, ее можно транспортировать в «сжатом» виде, что существенно экономит место на борту ЛА. Следующая модель содержит металлический цилиндр внутри спирали, в котором можно расположить радиоэлектронные компоненты - передатчик, источник питания и т.п., что дает существенную выгоду в условиях дефицита места на борту космического ЛА. Модель справа содержит цилиндр квадратного сечения, технологически более удобный для размещения радиоэлектронных устройств. Анализ показывает, что антенны с внутренними цилиндрами при соответствующем выборе конструктивных параметров могут иметь характеристики не хуже, а иногда лучше спиральных антенн без таких цилиндров. Так, антенна с круговым цилиндром при высоте  $1.5\lambda$  имеет к.н.д. выше 13 дБ при коэффициенте эллиптичности не хуже 0.7.

На рис.2 вверху показана группа моделей волноводных и рупорных излучателей. При использовании показанных слева волноводных излучателей в качестве элементов антенных решеток представляет интерес их взаимное влияние. ЭДЭМ позволяет анализировать бесконечные периодические решетки, интегральные уравнения при решении задачи записываются по одному периоду таких решеток. Электромагнитные поля затем могут быть рассчитаны с учетом произвольного количества периодов. Решение задач для показанных справа конического и гофрированного конического рупоров с возбуждением волной  $H_{11}$  может быть проведено с использованием систем одномерных интегральных уравнений относительно азимутальных гармоник плотности токов. Это позволяет анализировать сложные формы образующей гофрированного рупора для достижения высокой симметрии ДН в широкой полосе частот. Анализ задач для моделей типа пирамидального рупора требует решения двумерного уравнения (1), но при этом ЭДЭМ позволяет эффективно использовать симметрию таких моделей. Это дает значительную экономию оперативной памяти и времени вычислений. В данном случае имеются две плоскости симметрии и требуется лишь 12.5% объема памяти по сравнению с решением "в лоб".

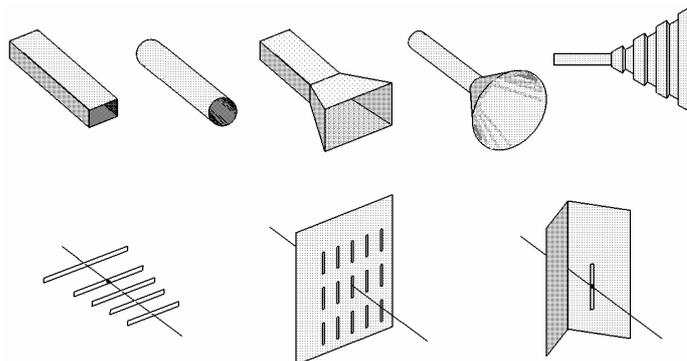


Рис.2

Показанные на рис.2 внизу модели с вибраторными излучателями требуют решения двумерного уравнения (1), но при этом также можно эффективно использовать симметрию задачи. Выбор конструктивных параметров антенны «волновой канал» (слева) с учетом взаимодействия всех вибраторов может быть проведен средствами программы ЭДЭМ в автоматическом режиме. Анализ уголкового антенны (справа) на основе решения уравнения (1) позволяет учесть влияние рефлектора на входное сопротивление вибратора и соответствующим образом скорректировать их размеры и взаимное положение. При анализе решетки вибраторов (в середине) учитывается также и взаимное влияние всех вибраторов.

Рис.3 иллюстрирует возможности программы ЭДЭМ для анализа излучения антенн вблизи структур сложной формы.

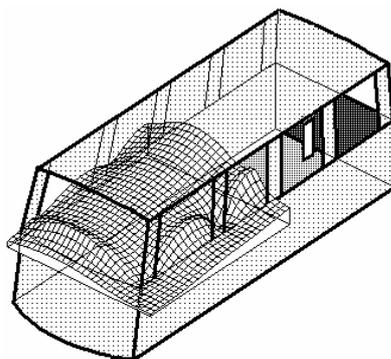


Рис.3

Излучатель - полуволновый вибратор - расположен в задней части модели микроавтобуса. Приведенный на рисунке рельеф показывает распределение основной (вертикальной) составляющей полного электрического поля в районе места водителя.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Давыдов А.Г., Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Метод численного решения задач дифракции электромагнитных волн на незамкнутых поверхностях произвольной формы. Доклады АН СССР, 1984, т.276, в.1, с.96-100.
2. Davydov A.G., Zakharov E.V., Pimenov Yu.V. Numerical Analysis of Fields in the Case of Electromagnetic Excitation of Unclosed Surfaces. Journal of Communication Technology and Electronics, Vol.45, Suppl.2, 2000, pp. S247-S259.
3. Давыдов А.Г., Пименов Ю.В. Программный комплекс EDEM3D для исследования электродинамических характеристик идеально проводящих трехмерных объектов. Электродинамика СВЧ и КВЧ, 1999, т.7, №2, с.24-26.
4. Давыдов А.Г., Пименов Ю.В. О возможностях новой версии программного комплекса EDEM. В кн.: Тезисы докладов и сообщений I Международной научно-технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов», Самара, 10 – 16 сентября 2001 г., т.1, с.21-26.

Features of program EDEM (ElectroDynamics of Elements of Metal, [www.edem3d.ru](http://www.edem3d.ru)) for development of antenna devices are described. The program is realized as dialogue system for a personal computer. Examples of the solving of problems for antennas of a various class are present: mirror antennas, horn antennas and radiating guides, spiral and helix antennas, multidipole antennas with reflectors of a finite sizes, and also for a problem about functioning the antenna near the object of complex shape.

## РАДИОКОЛЛИМАТОРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС (КОМПАКТНЫЙ ПОЛИГОН)

Шило В.К., Судаков О.В., Катаев С.А., Серяпин А.В.

ФГУП «Научно-производственное объединение машиностроения»

Одной из главных задач, стоящих перед разработчиками и испытателями антенных систем является измерение их пространственных характеристик: направления главного максимума, уровня боковых лепестков, ширины диаграммы направленности, коэффициента направленного действия (КНД), коэффициента усиления (КУ), поляризационных характеристик, эффективной поверхности рассеяния.

Традиционное использование открытых полигонов для измерения и обработки излучательных и отражательных характеристик большеразмерных антенных устройств или объектов (далее используется термин антенны), требует значительной удаленности исследуемых антенн от антенных систем измерительных средств, с целью получения у исследуемой антенны локально плоской электромагнитной волны. Так при исследовании в сантиметровом и дециметровом диапазонах крупногабаритных антенн (линейный размер более 100 длин волн) требуется размещать исследуемую антенну на расстоянии в несколько сотен или даже тысяч метров от измерительной антенны.

Применение радиоколлиматора для формирования плоского электромагнитного поля в рабочей зоне позволяет значительно уменьшить расстояние между исследуемой антенной и антенной системой измерительного комплекса и проводить измерения в закрытых помещениях на компактных полигонах независимо от внешних климатических условий и с наименьшими затратами [1].

В НПО машиностроения создан и функционирует радиоколлиматорный измерительный комплекс в составе 2-х радиоколлиматорных стендов на основе микроволновых антенных коллиматоров МАК-15 и МАК-5.

МАК-15 является самым большим в Европе радиоколлиматором и позволяет производить обработку радиотехнических параметров антенн как автономно, так и в составе изделий.

Каждый из радиоколлиматорных стендов имеет в составе: безэховую камеру, антенну радиоколлиматора, опорно-поворотное устройство (ОПУ), измерительное оборудование, систему управления и обработки измерений.

Антенна радиоколлиматора состоит из зеркала (рефлектора) и системы облучателей.

Безэховая камера (БЭК) представляет собой помещение стены, потолок и пол которой покрыты радиопоглощающими материалами (РПМ). В торце безэховой камеры установлена антенна радиоколлиматора.

Антенна радиоколлиматора представляет собой осенесимметричную вырезку из параболоида вращения, сформированного из металлических щитов нескольких типоразмеров.

Зеркало радиоколлиматора МАК-15 выполнено из 74 щитов семи типоразмеров, аналогичных используемым в 72-метровом зеркале радиотелескопа, установленном на измерительном пункте дальней космической связи в районе г.Евпатория. Вид на рефлектор радиоколлиматора МАК-15 со стороны отражающей поверхности показан на рис. 1.

Зеркало радиоколлиматора МАК-5 выполнено из 67 щитов шести типоразмеров.

Несущий каркас зеркала радиоколлиматора представляет собой жесткую ферменную конструкцию, обеспечивающую сохранение заданной формы поверхности зеркала. Щиты выполнены с возможностью перемещения относительно друг друга.

На примере радиоколлиматора МАК-15 рассмотрены основные этапы сборки конструкции, монтажа и контрольных проверок зеркала антенны радиоколлиматора.

Элементная конструкция зеркала радиоколлиматора позволила упростить изготовление и снизить его стоимость [2]. Размещение зеркала радиоколлиматора в безэховой камере, невозможность транспортировки крупногабаритных элементов металлоконструкции привело к необходимости сборки каркаса металлоконструкции в горизонтальном положении и ввода в конструкцию узлов поворота зеркала на высоте 3 метров от основания опор зеркала радиоколлиматора.

Сборка зеркала радиоколлиматора осуществлялась в соответствии с директивной технологией сборки и проектом производства работ при строгом геодезическом обеспечении процесса сборки и монтажа. Монтажно-сборочные работы зеркала радиоколлиматора осуществлялись в горизонтальном положении (фокальная ось вертикальна) с последующим переводом в вертикальное рабочее положение (фокальная ось горизонтальна) с возможностью регулировки окончательного положения фокальной оси. Основными конструктивными элементами зеркала радиоколлиматора, определяющими выполнение профиля, соответствующего теоретическому, являются щиты. Точность изготовления щитов определялась технологией сборки. Контроль точности изготовления поверхности щитов на соответствие теоретическому профилю осуществлялся двумя способами:

- а) в процессе сборки в стапелях методом щупа вдоль ребер жесткости;
- б) на специальном стенде с использованием индикаторов часового типа в промежуточных между ребрами жесткости 15...21 точках.

Среднеквадратичное отклонение от теоретического профиля ансамбля 74 щитов, установленных на металлоконструкцию зеркала радиоколлиматора, равно 0,34 мм.

Монтаж щитов на металлоконструкции при горизонтальном положении зеркала радиоколлиматора сопровождался геодезическим обеспечением контроля соответствия положения кромок щитов теоретическому профилю сегмента вырезки из параболоида вращения и выполнения требуемого зазора между щитами для обеспечения температурных колебаний линейных размеров щитов.

Уступы между отражающей поверхностью двух любых соседних щитов не более 0,1 мм. Среднеквадратичное отклонение реальной поверхности зеркала радиоколлиматора от теоретического профиля, определенное по 119 точкам, расположенным по 8 дугам сечений, приближенных к сыкам щитов, равно 0,219 мм.

После перевода зеркала в рабочее (вертикальное положение) геодезическими измерениями определено:

- а) зазоры между щитами практически не изменились;
- б) наличие максимального отклонения профиля зеркала радиоколлиматора от теоретического в виде скрутки в верхней части зеркала до 6 мм;
- в) наличие прогиба в центральной части зеркала коллиматора до 4 мм.



Рис. 1.

Указанные отклонения профиля зеркала радиоколлиматора от теоретического, вызванные остаточными напряжениями в металлоконструкции и весовыми нагрузками, соответствуют расчетным и устраняются предусмотренной регулировкой поверхности зеркала в местах стыковки четырех соседних щитов без изменения их взаимного положения.

Контроль поверхности зеркала в процессе окончательной юстировки и определение местоположения фокальной оси осуществляется при помощи промышленной геодезической системы фирмы Ахузз Лейка Гео-системс АГ (Швейцария) и световозвращателей, установленных по всей поверхности основного зеркала радиоколлиматора в местах стыка соседних 4-х щитов.

Облучатели зеркала радиоколлиматора устанавливаются в фокусе зеркала. Диаграммы направленности облучателей имеют осесимметричную форму со спадом уровня поля более 10 дБ на краю зеркала.

Опорно-поворотное устройство обеспечивает вращение исследуемого объекта в азимутальной и угломерной плоскостях и выдает данные о пространственном положении объекта в систему управления и обработки измерений. Основные технические характеристики МАК-15 и МАК-5 приведены в таблице.

Таблица.

Технические характеристики радиоколлиматоров			
Наименование ТХ		МАК-15	МАК-5
Размер безэховой камеры, м			
	длина	42	10
	ширина	18	5
	высота	25	5

## Антенно-фидерные устройства

Размеры зеркала радиоколлиматора, м	ширина	15	5
	высота	16	5
Фокусное расстояние, м		20,9	3,5
Точность выполнения профиля зеркала (СКО), мм		0,34	0,12
Параметры рабочей зоны:			
диаметр, м		до 8	2,5
Диапазон рабочих частот, ГГц		0,5...26	3...36
Максимальный вес исследуемых объектов, кг		1500	300
Диапазон рабочих углов ОПУ, угл. градусов			
азимут		$\pm 180(0...360)$	$\pm 180(0...360)$
угол места		$\pm 30$	$\pm 45$
Дискрет отсчета углов, мин		3	3

Радиоколлиматорные стенды оснащены измерительным оборудованием российского производства. В его состав входят панорамные измерители серии Р2, высокочастотные генераторы различных типов (в том числе и синтезаторы), амплифазометры и высокочувствительные приемники серии ПК-7.

Управление стендом и обработка результатов измерений производится с использованием вычислительной системы на базе ПК, куда поступают данные о сигналах, измеренных приемниками и информация от ОПУ.

Измерения проводятся с использованием специально разработанного программного обеспечения.

Измерительная система на базе синтезатора и амплифазометра позволяет в автоматическом режиме проводить измерения амплитудно-фазовых характеристик антенных устройств. Измерительная схема на базе панорамных измерителей КСВН серии Р2 позволяет в автоматическом режиме проводить измерения амплитудных пространственных характеристик антенн. При измерении коэффициента усиления используется эталонная антенна. Функциональная схема радиоколлиматора представлена на рис.2.

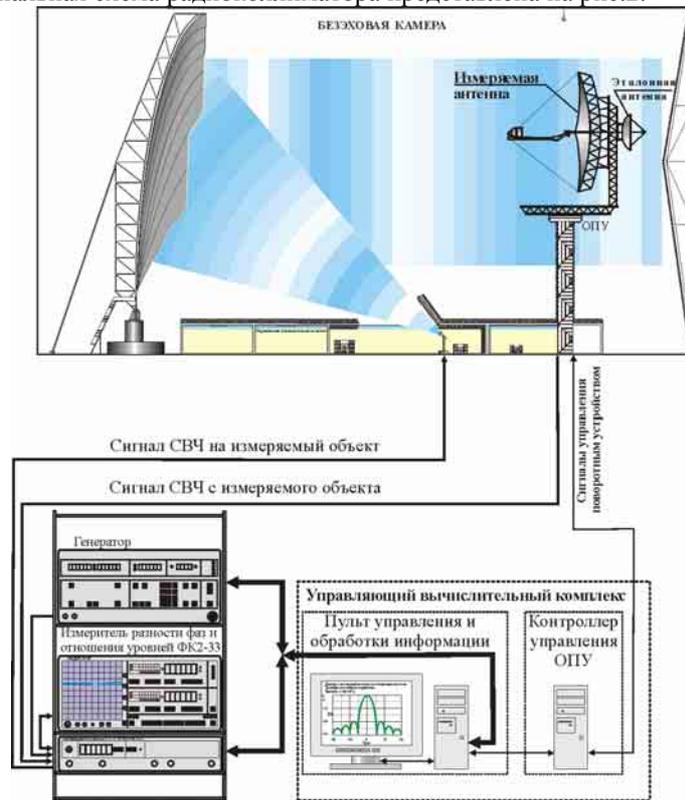


Рис.2.

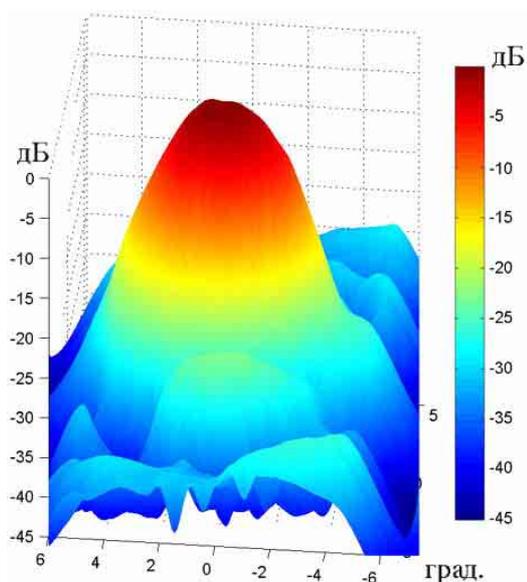


Рис. 3

С момента ввода в эксплуатацию в НПО машиностроения радиоколлиматорных стенов проведено большое количество измерений характеристик антенн различного типа (автономно и в составе изделий). В качестве иллюстрации возможностей стенов на рис.3 представлена диаграмма направленности зеркальной антенны диаметром 2,1 м, снятая на радиоколлиматоре МАК-15.

В заключении следует отметить, что создание такого уникального радиоизмерительного комплекса оказалось возможным только благодаря исключительному вниманию и энергичной поддержке со стороны Генерального директора и Генерального конструктора ФГУП «НПО машиностроения» Герберта Александровича Ефремова. Большой вклад в создание и развитие этого комплекса наряду с авторами этой статьи внесли В.В. Витер, М.И. Гришко, И.Л. Ключинский, Д.П. Легошин, Н.П. Балабуха.

**Литература**

1. Курочкин А.П. «Состояние и перспективы развития методов измерения внешних параметров антенн» Антенны. Сборник статей. Выпуск 30. М., «Радиосвязь», 1982.
2. Покрас А.М., Сомов А.М., Цуриков Г.Г. «Антенны земных станций спутников связи», Москва, «Радио и связь», 1985.

**RADIO COLLIMATOR MEASURING COMPLEX (COMPACT RANGE)**

Shilo V., Sudakov O., Katayev S., Seryapin A.

Federal State Unitary Enterprise "Scientific and Production Machine-building Association"

This report presents the design description of radio collimator stands and their technical characteristics.

The following is illustrated based on the MAK-15 radio collimator: the basic stages of assembling, mounting and checks of the accuracy of the specified radio collimator antenna reflector profile both during assembly and upon setting in the working position.

The antenna systems tests are considered and the measurement results are given.



**РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН**

Вдовин Н.Г.<sup>1</sup>, Давыдов А.Г.<sup>2</sup>, Лифшиц М.Ю.<sup>2</sup>, Охрименко А.В.<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ОАО "МНИИ"Агат", <sup>2</sup>Московский технический университет связи и информатики

Конструктивные и технологические преимущества полосковых СВЧ устройств обуславливают их широкое применение в антенных системах работающих на все более коротких длинах волн. При этом актуальной задачей является использование линий передач, имеющих существенно меньшие потери по сравнению с

обычной несимметричной микрополосковой линией. Перспективными в этом смысле являются СВЧ линия на подвешенной подложке и воздушно-полосковая линия.

В литературе имеются данные по расчету отдельных элементов и антенных устройств ограниченных размеров, однако, точное математическое моделирование антенных устройств размера  $5 \div 10\lambda$  и более затруднено и часто не проводится, а отработка их идет экспериментальным путем.

Поэтому актуальной является задача использования разработанных алгоритмов исследования электродинамических свойств структур из проводящих элементов для точного расчета характеристик антенных устройств размером  $5 \div 10\lambda$ .

С использованием последней версии программы ЭДЭМ (ЭлектроДинамика Элементов из Металла) было проведено математическое моделирование и экспериментально исследованы макеты отдельных СВЧ элементов антенной решетки, построенных на основе воздушно-полосковой линии передачи:

- одиночного излучающего элемента резонансного типа;
- излучающей линейки длиной около  $2\lambda$ , состоящей из семи излучателей.

Схема модели показана на рис. 1. Идеально проводящая бесконечно тонкая пластина шириной  $w$  и длиной  $l$  расположена на высоте  $h$  над идеально проводящим бесконечным экраном, лежащим в плоскости  $XU$ . К ее узкому концу подсоединена прямоугольная пластинка шириной  $a$ , нижний конец которой возбуждается источником в виде  $\delta$ -функции.

На этой модели проводилось сравнение различных типов сеток с целью определения минимального количества элементов сетки при сохранении устойчивого решения. Окончательно выбранная сетка показана на

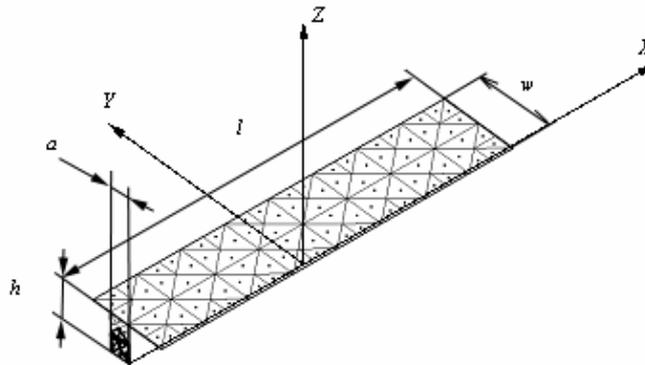


рис. 1.

Рис. 1

Было проведено исследование влияния основных конструктивных параметров излучателя (длины  $l$ , ширины  $w$ , высоты над экраном  $h$ ) на резонансные свойства: резонансную частоту и добротность. входного импеданса исследуемой модели.

Для одиночного излучателя, расположенного на высоте 2мм над экраном, шириной 4 мм и длиной 16,5 мм; 17,5 мм и 18,5 мм. рассчитано входное сопротивление.

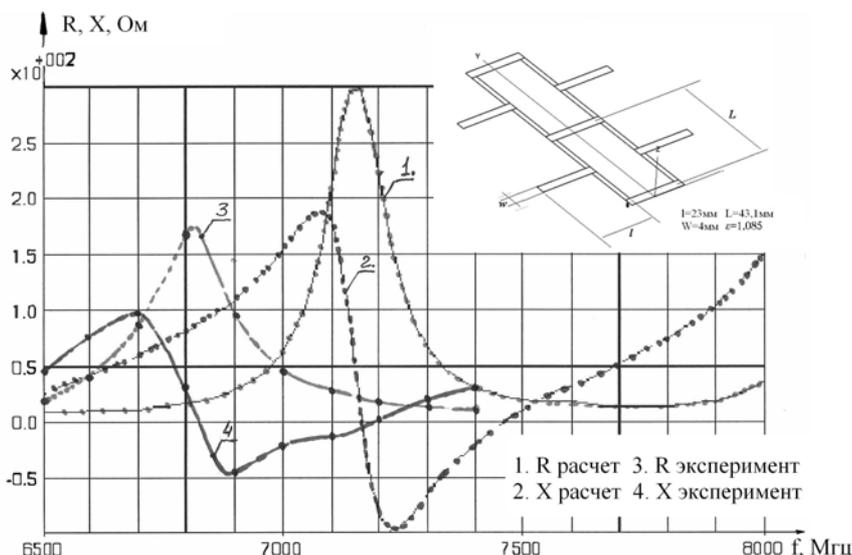
Экспериментально исследовались характеристики излучателей той же ширины, но длиной 17,0 мм; 18,0 мм и 20,0 мм. Это увеличение длины излучателей было взято для учёта наличия пенопласта с  $\epsilon$  порядка 1,085 вместо воздушного зазора, т.к. сложно конструктивно реализовать и выдержать воздушный зазор 2 мм с хорошей точностью.

Характер частотных зависимостей активной ( $R$ ) и реактивной ( $X$ ) входного сопротивления для расчета и эксперимента совпадает, хотя абсолютные значения заметно отличаются, что связано с низкой точностью измерения величин заметно отличающихся от волнового сопротивления элементов измерительного тракта (2000 Ом и 50 Ом). Резонансная частота, определяемая по достижению нулевого значения реактивной части импеданса совпадает с точностью не хуже двух процентов.

В ходе математического моделирования были рассмотрены и другие элементы антенной решетки:

- два излучающих элемента не связанных друг с другом
- два элемента с перемычкой на левых концах
- два элемента с перемычкой на различных концах
- три излучающих элемента
- четыре излучающих элемента

- семь излучающих элементов (схема модели показана на рис.2; ширина соединительных линий  $a=2$  мм; высота подъема модели над экраном  $h=2$  мм; модель возбуждается на левом конце нижнего вибратора);



Для всех рассматриваемых моделей рассчитывались частотные характеристики входного импеданса для различных значений конструктивных параметров. В отдельных случаях рассматривалось: распределение векторов плотности тока на исследуемой модели; распределение поля в области между пластиной излучателя и экраном (на высоте  $h/2$ ); ДН в верхнем полупространстве.

Целью расчетов было определение таких конструктивных размеров, при которых на заданной частоте достигается резонанс входного импеданса и все излучатели работают в примерно равных условиях.

Для антенны из семи излучателей, структура и размеры которой представлены на рис.2, были проведены расчёты по определению резонансных свойств, а также диаграммы направленности.

В макете для экспериментального исследования были заложены размеры структуры те же, что и в расчёте, а влияние пенопласта должно было проявиться в смещении резонансной частоты, что подтвердилось экспериментом.

На рис.2 приведены результаты расчёта и эксперимента по входному сопротивлению. Здесь так же подтверждается ход частотной зависимости (со сдвигом  $\sim 0,300$  ГГц). Разница в абсолютных значениях между расчетом и экспериментом меньше, чем в случае одиночного излучателя, т.к. выше точность измерения (на порядок изменилась величина R и X).

На рис.3 приведены расчётные и экспериментальные ДН. Совпадение (с учётом введённого частотного сдвига) весьма удовлетворительное.

На основе полученных результатов для антенны из семи излучателей был изготовлен макет антенны диаметром примерно  $6\lambda$ , содержащей 52 излучателя одинаковой ширины. Модель имеет симметрию относительно плоскостей XOZ и YOZ, а токи на ней будут обладать симметрией относительно плоскости XOZ и антисимметрией относительно плоскости YOZ. Учитывая это, можно записать интегральное уравнение только по четверти площади всей модели и получить, таким образом, четырехкратную экономию подлежащих определению неизвестных.

Рис. 2

Получено удовлетворительное совпадение расчётных и экспериментальных ДН (так же с учётом частотного сдвига отмеченного выше). Расчётные и экспериментальные данные по активной части входного сопротивления совпадают с точностью около 30%.

Вместе с тем проведенные расчеты показали, что топология изготовленного макета не является оптимальной, (реактивная часть импеданса остается весьма существенной) и в ходе дальнейшего моделирования был найден оптимальный вариант топологии антенны.

Однако наибольший интерес представляет опыт моделирования и оптимизации топологии антенны из 46 излучателей, имеющей спадающее амплитудное распределение.

В таблице1 приведены модули и фазы полных токов в излучателях. Под полным током понимается средняя амплитуда плотности токов на излучателе, умноженная на ширину излучателя.

Таблица1.

	модуль амплитуды полного тока	фаза амплитуды усредненного тока (рад)
1	0.0534366 ;	1.4726
2	0.0452677	1.46442
3	0.0289985	1.48248
4	0.0567666	1.48817
5	0.0561748	1.49104
6	0.0394911	1.44164
7	0.0581689	1.42391
8	0.04862	1.40768
9	0.0296746	1.34048
10	0.0461743	1.21936
11	0.0369666	1.23988
12	0.0295998	1.32329
13	0.0253226	1.13041
14	0.0276215	1.28717

Полученные результаты показывают, что амплитуда плотности токов на всех элементах антенны примерно одинаковы, фазы близки, а импеданс имеет только активную составляющую.

Таким образом, было подтверждено, что с использованием программы "ЭДЕМ" возможно проводить расчет, с высокой точностью совпадения с экспериментом, и оптимизацию отдельных элементов антенных решеток и антенн диаметром  $7\lambda$ . Время расчета одного варианта топологии антенны диаметром  $6\lambda$  (для одной частоты) на ПК с процессором P4 /3000МГц с 1Гб оперативной памяти составляет 4÷5 минут.

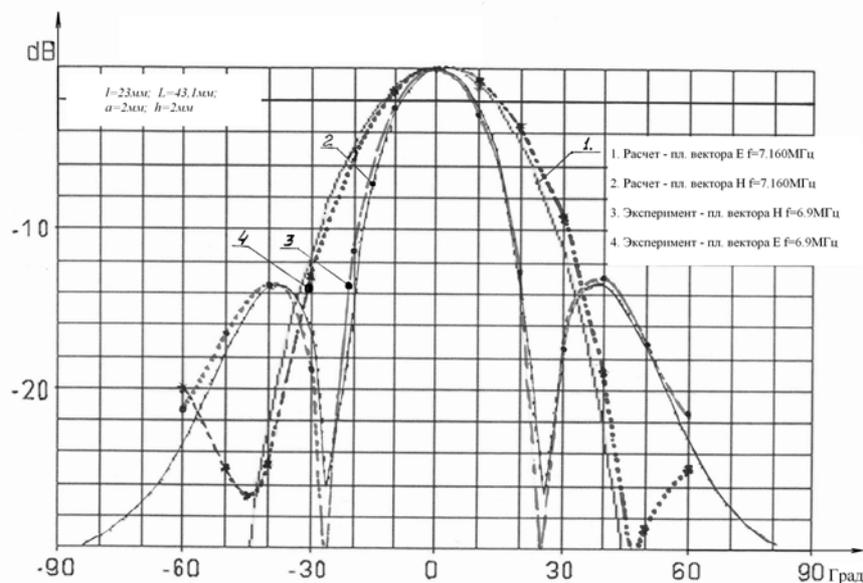


Рис.3

**Литература**

1. Давыдов А.Г., Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Метод численного решения задач дифракции электромагнитных волн на незамкнутых поверхностях произвольной формы. Доклады АН СССР, 1984г., т276, в.1, с 96-100.
2. Давыдов А.Г., Пименов Ю.В. Программный комплекс EDEM3D для исследования электродинамических характеристик идеально проводящих трехмерных объектов. Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ, 1999, т. VII, в.2(23), с24-26.

**RESULTS OF THE STRIPLINE ANTENNAE DESIGN AND EXPERIMENTAL STUDY**

N.Vdovin, A.Davydov, M. Lifshitz, A. Ochrimenko

The report contains the design results performed by the EDEM computation program (ElectroDynamics Elements of Metals). Also are presented the experimental model study results of the individual microwave resonator type elements which are the part of the antenna array based on the air - strip transmission line.

The results confirm the possibility of the high accuracy design and compliance with the antenna array individual elements and small size antennas experimental study.

## ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА МИКРОПОЛОСКОВЫХ ВИБРАТОРОВ НА МНОГОСЛОЙНОЙ ПОДЛОЖКЕ

Филькова Е.В.

ФГУП «Главный радиочастотный центр»

Микрополосковые вибраторы имеют вид тонких ленточных проводников, расположенных в слоистой среде, включая диэлектрическую подложку, которая является обязательным конструктивным элементом антенны. Другой особенностью микрополосковых вибраторов является квазистатическая модель возбуждения. Микрополосковые вибраторы пригодны для использования в различных диапазонах частот и отличаются, как правило, малыми электрическими размерами. Частотные свойства микрополосковых вибраторов в основном определяются топологией ленточных проводников и свойствами слоистой среды.

Строгий анализ микрополосковых вибраторов, особенно исследование их предельных характеристик, требует построения адекватных математических моделей и построение эффективных алгоритмов численного исследования. Основой последних является редукция граничных задач электродинамики к интегральным уравнениям. Ниже приводится пример исследования вибраторного микрополоскового излучателя в многослойной среде, исследуется влияние среды на его частотные свойства, и указываются пути изменения этих свойств.

Рассматривается следующая задача электродинамики. Вибратор имеет вид тонкого ленточного проводника  $S_{np}$  с шириной  $2d$  и длиной  $2L$ , ленточные проводники образуют плечи вибратора с зазором между ними размером  $2b$ . Предполагается, что выполняются условия  $kd \ll 1$ ,  $kb \ll 1$ ,  $kL > 1$ , где  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  - рабочая длина волны. В области зазора можно ввести понятия тока и напряжения и определить вход вибратора, причем эти предположения принимаются обычно для вибраторных антенн из тонких ленточных проводников. Возбуждение вибратора обеспечивается разностью потенциалов  $U$  на его входе, при которой в области щели устанавливается первичное поле  $E^0$ . Структура этого поля зависит от условий конструктивного перехода фидерной линии к полосковому вибратору и в строгом виде ее анализ затруднителен.

Принимая во внимание размеры вибратора в области щели и предполагая его эффективное возбуждение, расчет поля  $E^0$  можно провести в квазистатическом приближении

$$E^0(x, y) = -\frac{Ud}{\pi\sqrt{d^2 - y^2}\sqrt{b^2 - x^2}}; \quad |x| \leq b, \quad |y| < d \quad (1)$$

Под действием первичного поля на ленточном проводнике  $S_{np}$  вибратора наводится поверхностный ток  $j(M_0)$ ,  $M_0 \in S_{np}$ . Поле  $(\vec{E}, \vec{H})$  вибратора, создаваемое этим током, будем характеризовать векторным потенциалом  $\vec{A} = (A_x, A_z)$ . Тогда для слоистой среды имеем выражение

$$A(M) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{S_{np}} \vec{j}(M_0) \mathcal{G}(M, M_0) d\sigma_{M_0} \quad (2)$$

где  $\mathcal{G}(M, M_0)$  тензорная функция Грина. В матричной форме тензорная функция Грина имеет вид,

$$G = \begin{bmatrix} G_0 & 0 & 0 \\ 0 & G_0 & 0 \\ \frac{\partial g}{\partial x} & \frac{\partial g}{\partial y} & \frac{1}{\epsilon(z_0)} G_1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

где  $G_0, g, G_1$  - элементы тензорной функции Грина. Для известного потенциала  $\vec{A}$  векторы поля вычисляются как  $\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot} \vec{A}$ ,  $E = -i\omega \vec{A} - \frac{i}{\omega\mu_0} \text{grad} \left( \frac{1}{\dot{\epsilon}(z_0)} \text{div} \vec{A} \right)$  (4)

Для тока вибратора  $\vec{j} = \vec{x}_0 j_x$  имеем

$$A_x(M) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{S_{np}} \vec{j}_x(M_0) \mathcal{G}(M, M_0) d\sigma_{M_0}, \quad A_z(M) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_{S_{np}} \vec{j}_x(M_0) \frac{\partial g(M, M_0)}{\partial x} d\sigma_{M_0} \quad (5)$$

где  $M$  - точка наблюдения,  $M_0$  - точка истока. Граничное условие на ленточном проводнике  $S_{np}$  имеет вид

$$(\vec{E} + \vec{E}^0)_t = 0, \quad \text{на } S_{np} \quad (6)$$

Подставим (3), (4), (5) в (6) и получим интегродифференциальное уравнение

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) \iint_{S_{np}} j_x(M_0) \left[ G_0(M, M_0) + \frac{\partial g(M, M_0)}{\partial z} \right] d\sigma_{M_0} = k^2 \iint_{S_{np}} j_x(M_0) \frac{\partial g(M, M_0)}{\partial z} d\sigma_{M_0} - i\omega E_x^0 \quad (7)$$

При  $M \in \Gamma$ ,  $\Gamma$  - ось вибратора, имеем неоднородное дифференциальное уравнение,

$$\left( \frac{d^2}{dx^2} + k^2 \right) A_q = -F$$

решение которого определяется по формуле обращения,

$$A_q = \int_{\Gamma} F(q') G(q, q') dq' + C_1 \Psi_1(q) + C_2 \Psi_2(q)$$

где  $G(q, q')$  - функция Грина обращения. Если выбрать систему линейно независимых функций  $\Psi_1 = \sin kq$ ,  $\Psi_2 = \cos kq$ , то функция Грина обращения имеет вид

$$G(q, q') = \frac{\sin k|q - q'|}{2k}$$

Таким образом, обращение уравнения (7) приводит к интегральному уравнению,

$$\iint_{S_{np}} j_x(M_0) K(M, M_0) d\sigma_{M_0} = -i \frac{2\pi}{W} \int_{-b}^b E_x^0(u) \sin k|u - x| + C_1 \sin kx + C_2 \cos kx \quad (8)$$

где ядро уравнения

$$K(M, M_0) = G_0(M, M_0) + \frac{\partial g(M, M_0)}{\partial z} - \frac{1}{2k} \int_{\Gamma} \sin k|u - x| \frac{\partial g(M_u, M_0)}{\partial z} du$$

Ядро уравнения (8) имеет слабую особенность, что определяет интегральное уравнение как интегральное уравнение Фредгольма первого рода.

Алгоритм численного исследования интегрального уравнения. Используем представление для тока вибратора,  $j_x = \frac{I(x)}{\sqrt{d^2 - y^2}}$ , где  $I(x)$  - полный ток вибратора. Тогда с учетом (1) можно получить из (8) одно-

мерное интегральное уравнение для тока  $I$ ,

$$\int_{-L}^L I(x_0) G(x, x_0) dx_0 = -i \frac{2\pi}{W} U J_0(kb) \sin k|x| + C_1 \sin kx + C_2 \cos kx \quad (9)$$

где  $W = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}}$ ,  $k = \omega \sqrt{\epsilon \mu_0}$ ,  $J_0$  - функция Бесселя,  $G(x, x_0)$  - ядро сложной структуры.

Для численного решения интегрального уравнения (9) наиболее приспособлен метод саморегуляризации, который состоит в выделении особенности ядра в явном виде, локальной интерполяции искомого решения, дискретизации уравнения методом коллокаций и сведения уравнения к хорошо обусловленной системе линейных алгебраических уравнений для значения тока в узлах дискретизации. При этом параметром регуляризации является шаг дискретизации. Наиболее экономичный алгоритм численного решения интегрального уравнения (9) предполагает кусочно-квадратичную аппроксимацию тока вибратора  $I(x_0)$  на шаге дискретизации и позволяет проводить расчет довольно протяженных микрополосковых структур.

Проведем редукцию интегрального уравнения (9) к системе линейных алгебраических уравнений, используя равномерное разбиение отрезка интегрирования на  $N$  частей с шагом  $h = 2L / N$ . В результате получим сетку переменных  $(x_i, x_j)$  таких, что  $x_0 = \{x_i = (i-1)h - L\}$ ,  $x_0 = \{x_j = (j-1)h - L\}, i, j = 1, 2, \dots, N+1$ . В узлах сетки  $\{x_i, x_j\}, i, j = 1, N+1$  имеем систему линейных алгебраических уравнений

$$\sum_{i=1}^{N+1} A_{ji} I_i = \frac{2\pi}{W} J_0(b) \sin|x_j|, j = 1, 2, 3, \dots, N+1$$

$$I_i = I(x_i), j = 2, 3, \dots, N$$

$$A_{ji} = -\frac{1}{h^2} \int_{x_{i-1}}^{x_{i+1}} (x_0 - x_{i-1})(x_0 - x_{i+1}) G(x_j, x_0) dx_0, j = 2, 4, N$$

$$A_{ji} = -\frac{1}{2h^2} \int_{x_{i-2}}^{x_i} (x_0 - x_{i-1})(x_0 - x_{i+2}) G(x_j, x_0) dx_0 + \frac{1}{2h^2} \int_{x_i}^{x_{i+2}} (x_0 - x_{i+1})(x_0 - x_{i+2}) G(x_j, x_0) dx_0, j = 3, 5, N-1$$

$$A_{ji} = -\cos x_j, i = 1, j = 1, 2, 3, \dots, N+1$$

$$A_{ji} = -\sin x_j, i = N+1, j = 1, 2, 3, \dots, N+1$$

При этом коэффициенты  $C_1, C_2$  в (9) определяются из дополнительных условий, выражающих равенство нулю тока на концах вибратора.

Процедура вычисления диагональных элементов состоит в «вырезании» особенности ядра на промежутке  $\Delta x_0 < 0.3$  и интегрировании ее в явном виде. На остальных частях отрезка  $2h$  интегрирование проводится по квадратурной формуле Гаусса с двумя узлами. Последняя используется также для вычисления других элементов системы линейных алгебраических уравнений. Допустимые значения шага при относительной погрешности тока, не превышающей 5% составляют  $h < 0.105\lambda$ .

Ниже приведены примеры численной реализации алгоритма для значений входного импеданса  $Z = R + jX [Ом]$  в зависимости от длины плеча вибратора  $L/\lambda$  при различных параметрах слоистой среды (рис.1).

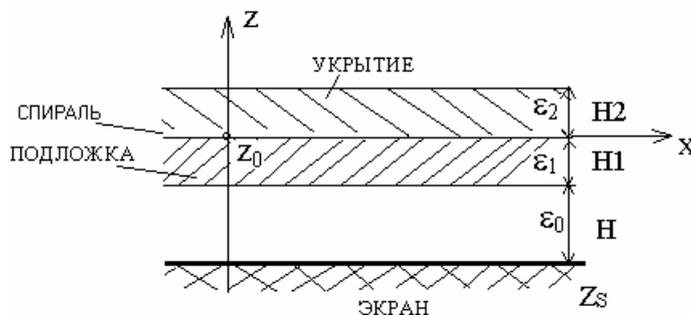


Рис.1

На рис. 2, 3 приведены значения  $R$  и  $X$  входного импеданса вибратора для слоистой среды с  $\epsilon_1, \epsilon_2 = 3.8$  (стекло),  $H_1 = 0.1\lambda, D_0 = 0.01\lambda$ , показывающие влияние экрана, нагруженного поверхностным импедансом  $Z_s$ . Для индуктивного поверхностного импеданса (рис.2) характерно появление поверхностной волны в слоистой среде, которая отсутствует для емкостного поверхностного импеданса (рис.3).

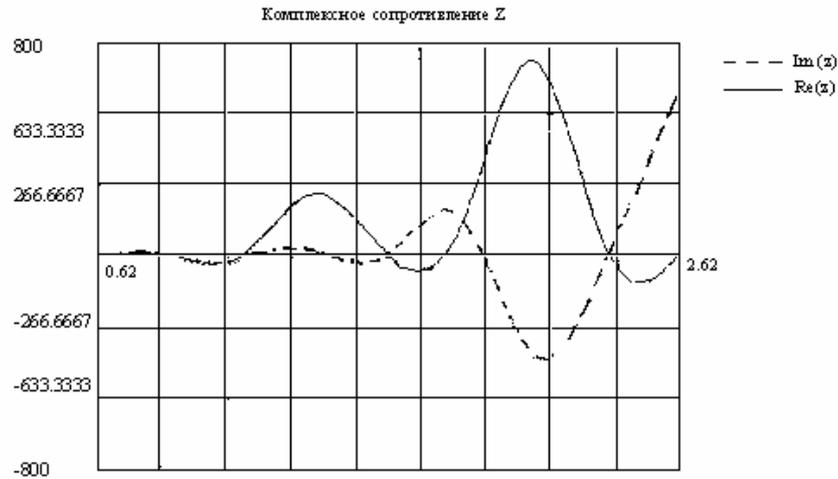


Рис. 2

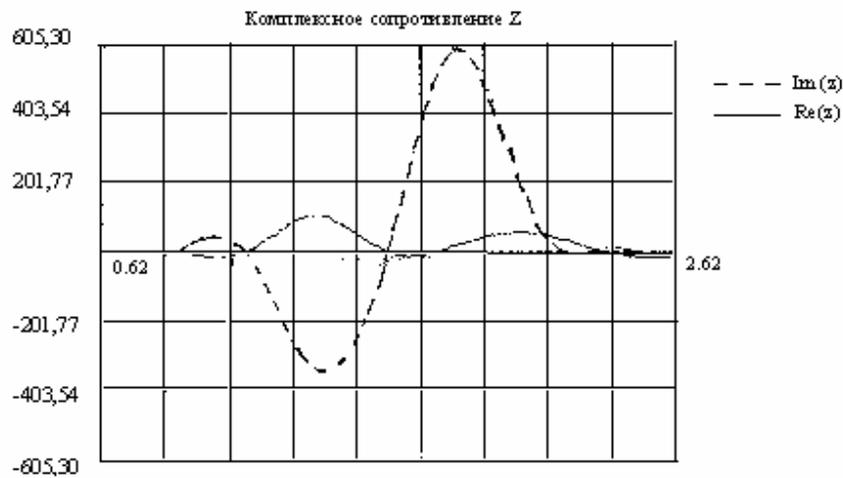


Рис.3

**Литература**

1. Дмитриев В.И. Электромагнитные поля в неоднородных средах// Труды ВЦ МГУ.-М.: МГУ, 1969.
2. Чебышев В.В. Построение и способ вычисления тензорной функции Грина для плоской слоисто-однородной среды. -М.: Сб. Антенны, 2001, вып. 6(52).
3. Чебышев В.В. Расчет и проектирование микрополосковых антенн СВЧ.-М.: МИРЭА, 2000.

**FREQUENSY PROPERTIES OF MICROSTRIP VIBRATORS ON MULTILAYERED LAY**

Filkova E.

Mathematic modeling of microstrip vibrators in a plane layered is discussed. It is based on the use of the Fredgolm's integral and equation of first kind for vibrator's current.

For example, building of algorithms and numerical results for different topology of spiral radiators are given. These results are interest for building different communication and measuring systems.



**ЭТАПЫ СОЗДАНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО СТЕНДА РАДИОЛИНИИ С ЦИФРОВЫМ АДАПТИВНЫМ КОМПЕНСАТОРОМ ПОМЕХ**

Ткачук Г.В.

Особое конструкторское бюро Московского Энергетического института

Адаптивные антенны (АА) могут быть построены по схеме адаптивной антенной решетки (ААР) или адаптивного компенсатора помех (АКП). Обобщенная структурная схема цифрового АКП состоит из следующих основных элементов, установленных в каждом приемном канале: антенных элементов (АЭ) АА, приемного устройства, полосового фильтра (ПФ) усилителя промежуточной частоты (УПЧ), системы автоматической регулировки усиления (АРУ), аналого-цифровых квадратурных преобразователей (АЦКП). Цифровые комплексные сигналы, передаваемые по синфазному и квадратурному каналу, от каждого канала поступают в цифровой адаптивный процессор.

Для исследования эффективности адаптивных алгоритмов в проектируемой радиолинии с цифровым АКП была разработана программная модель многоканального цифрового АКП в программной среде Matlab. Эта программная модель позволяет учитывать угловые положения источников помех, диаграммы направленности (ДН) АЭ АА, рассогласование каналов по АЧХ и ФЧХ, схему АРУ, используемую схему АЦКП, прохождение полезного сигнала в дополнительные каналы.

Следующим шагом исследования цифрового АКП стало создание программно-аппаратного макета радиолинии с цифровым АКП, который включал в качестве составной части разработанную ранее программную модель в среде Matlab. В программно-аппаратном макете сформированные в Matlab сигналы каналов цифрового АКП поступают на цифровую плату цифрового сигнального процессора (ЦСП) TMS320C6711.

После проведенной НИР было решено на первом этапе реализовать в аппаратуре 1-канальный цифровой АКП с целью экспериментального подтверждения полученных на программной модели результатов по подавлению помех. Для этого был создан стенд радиолинии с цифровым АКП. Испытания стенда были проведены на полигоне ОКБ МЭИ "Медвежья Озера" в помещении безэховой камеры (БЭК). Антенная система (АС) стенда состоит из двух передающих рупорных антенн на несущей частоте 2,6 ГГц и двух приемных антенн: зеркальной антенны, образующей основной канал приема, и рупорной антенны, формирующей дополнительный канал приема. Одна передающая рупорная антенна используется для передачи полезного сигнала, другая – для передачи помехового сигнала. Канал связи стенда радиолинии с цифровым АКП состоит из передающей части, свободного пространства и приемной части. На стенде были получены следующие типы помехового сигнала: гармоническая (синусоидальная) на несущей частоте полезного сигнала, гармоническая расстроенная по частоте, быстрая линейно-частотная модулированная (ЛЧМ), средняя ЛЧМ, медленная ЛЧМ, фазоманипулированная, хаотическая импульсная последовательность (ХИП). В качестве полезного сигнала использовался ОФМ2 сигнал с информационной скоростью 250 кБит/с. В приемной части установлены ПАВ-фильтры, плата АЦП и плата ЦСП. Частота дискретизации АЦП 3 МГц. Квадратурные каналы получены цифровым способом.

Длина выборки входных отсчетов для составления ковариационной матрицы в алгоритме ОМ задается по временному интервалу от 1 мкс до 2 мс. Для указанных типов помех при отношении помеха/шум на входе АЦП цифрового АКП 20–25 дБ была получена глубина подавления помех 15–21 дБ при ослаблении полезного сигнала не более 0,5 дБ.

The adaptive antenna is constructed under the scheme of the adaptive sidelobe canceller (ASC). For research digital ASC the program model in Matlab environment was developed. On next step, signals obtained in Matlab are transferred to DSP board.

On this base the test bench of a radioline with the digital ASC was developed. This one was investigated in anechoic chamber. Results of tests of the test bench are mentioned.

---

## ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА АПЕРТУРНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПОЛИНОМОВ В АНТЕННОЙ ТЕХНИКЕ

Гусевский В.И.

Москва, ФГУП ОКБ МЭИ

С помощью нового метода в антенной технике – апертурных ортогональных полиномов (АОП) рассматривается ряд различных задач, решенных этим методом. Показано, что алгоритмы фазирования, обеспечивающие ориентацию луча линейных и плоских ФАР произвольной геометрии в заданных направлениях с одновременным формированием провалов в направлениях на помеховые источники, дают более высокую точность по сравнению с традиционными алгоритмами. Получено условие для эффективного подавления широкополосных помех путем формирования секторных провалов в диаграммах направленности линейных и плоских ФАР. Обоснованы алгоритмы для определения законов расстановки элементов в неэквидистантных ФАР, гарантирующие отсутствие побочных боковых лепестков большой интенсивности при широкоугольном сканировании и в расширенной полосе частот до 2-3 октав.

Метод апертурных ортогональных полиномов (АОП) сложился как инструмент для разработки алгоритмов фазирования линейных и плоских антенных решеток произвольной геометрии в течение последних 10÷15 лет.

Его принципиальное отличие от традиционных алгоритмов фазирования, основанных на критерии равномерного приближения законов фазирования в раскрывах антенн к идеальным, заключается в том, что поиск оптимальных законов фазирования осуществляется по среднеквадратичному критерию с учетом фактического амплитудного распределения и геометрической формы плоского раскрыва, который может быть и многосвязным, [1].

Метод АОП явился обобщением метода наименьших квадратов, с помощью которого оценивался эквивалентный наклон линейного фазового фронта поля в раскрыве антенны при наличии нелинейного исходного фазового распределения, обусловленного присутствием каких-либо нелинейных фазовых искажений поля в раскрыве.

С использованием метода АОП проведено доказательство ряда теорем антенной техники. Прежде всего показано, что флуктуации амплитудного распределения поля в раскрыве антенны влияют на угловое положение главного луча ДН только при нелинейном начальном фазовом распределении. Установлена количественная оценка величины смещения главного лепестка ДН при изменении амплитудного и фазового распределения, которая определяется следующими выражениями для плоского раскрыва произвольной формы:

$$\begin{aligned} \cos \gamma_x &= a_{11}c_{10} + b_{01}c_{01} \\ \cos \gamma_y &= b_{11}c_{01} \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\cos \gamma_x$  и  $\cos \gamma_y$  - направляющие косинусы нормали к плоскости эквивалентного линейного фазового фронта,

$$p_{10}(x, y) = a_{11}x + a_{10}; \quad p_{01}(x, y) = b_{11}y + b_{01}x + b_{10} \quad (2)$$

– ортогональные полиномы первого порядка, коэффициенты которых определяются весовой функцией, отождествляемой с амплитудным распределением -  $\rho(x, y)$ , и геометрией плоского раскрыва -  $\Omega$ ,

$$\begin{aligned} c_{10} &= \int_{\Omega} \Phi(x, y) p_{10}(x, y) \rho(x, y) d\Omega \\ c_{01} &= \int_{\Omega} \Phi(x, y) p_{01}(x, y) \rho(x, y) d\Omega \end{aligned} \quad (3)$$

где  $c_{10}$  и  $c_{01}$  - коэффициент Фурье фазового распределения -  $\Phi(x, y)$  при его проектировании на подпространство линейных ортогональных многочленов.

Следует подчеркнуть, что традиционная оценка влияния фазовых искажений поля в раскрыве антенны на ее ДН, осуществляемая с помощью степенного разложения фазового распределения, является некорректной. Дело в том, что члены ряда степенного разложения неортогональны в пределах раскрыва и, например, все нечетные степени фазового распределения содержат искажения низших степеней, вызывающих в том числе угловую поворот главного лепестка ДН, четные искажения также содержат искажения всех низших степеней.

Представление фазового распределения в виде отрезка ряда Фурье по ортогональным функциям свободно от этого недостатка и описывает рафинированные искажения ДН, присущие только соответствующим гармоникам распределения поля в раскрыве антенны.

Следующее утверждение, полученное с помощью метода АОП, позволяет оценить относительную величину снижения коэффициента усиления линейного или плоского антенного раскрыва при наличии нелинейных фазовых искажений. Для линейной решетки формула для оценки потерь усиления получается путем вычисления уровня излучаемой мощности в главном направлении с использованием части тейлоровского разложения экспоненциального множителя, характеризующего фазовое распределение поля.

$$\frac{G}{G_0} = 1 - (k\ell)^2 \alpha \sum_{n=2}^N C_n^2 + 0 \left\{ \sum_{n,m} C_n^2 C_m^2 \right\}, \quad (4)$$

где  $k\ell$  - электрический размер полураскрыва антенны,  $\alpha = \left( \int_{-1}^1 \rho(x) dx \right)^{-1}$  - коэффициент, учитывающий

характер амплитудного распределения, при равномерном распределении  $\alpha = \frac{1}{2}$ ,  $C_n$  - коэффициенты Фурье разложения функции фазового распределения в ряд по ортогональным полиномам.

Явное выражение для остаточного члена, учитывающего третью и четвертую степени в разложении экспоненциального множителя дается следующим выражением:

$$0 \left\{ \sum_{n,m} C_n^2 C_m^2 \right\} \approx \frac{(k\ell)^4}{4!} \alpha \left[ 6 \sum_{n=2}^N \sum_{m=2}^N C_n^2 C_m^2 + \right. \\ \left. + \sum_n \sum_m \sum_r \sum_q C_n C_m C_r C_q \cdot \beta_{0rq}^{n,m} \right] \quad (5)$$

где  $\beta_{0rq}^{n,m}$  - является коэффициентом Фурье при нулевом члене разложения произведения любой комбинации из 4-х ортогональных полиномов в ряд по этим же ортогональным полиномам. Как показывают сравнительные расчеты формула (4) даст 2÷3% точность определения относительного снижения КУ до уровня ~70% от номинального значения и такую же точность при снижении КУ до 50% при расчетах по формуле (5) с учетом остаточного члена. С использованием таких оценок появляется возможность оперативного контроля ФАР по известному фактическому АФР поля в процессе предсеансного тестирования.

Метод АОП был использован далее для определения положения фазового центра линейных и плоских антенных решеток с произвольным АФР. Установлено, что нулевая крутизна фазовой характеристики в дальней зоне реализуется в том случае, если отчет фазовых сдвигов производится относительно точки, являющейся центром тяжести амплитудного распределения поля относительно основной поляризационной компоненты.

Координаты центра тяжести амплитудного распределения ассоциируются с положением частичного фазового центра, который вырождается при четном амплитудном и нечетном фазовом распределениях в фазовый центр антенны при его строгом определении, [2].

Наиболее значимые результаты получены при формировании с помощью метода АОП глубоких провалов в направлениях прихода помеховых сигналов. Синтезированные законы фазирования, несмотря на нелинейный характер исходной задачи и ее многоэкстремальную природу, претендуют на получение глобального экстремума по следующим причинам:

- во-первых, алгоритм синтеза, основанный на поиске коэффициентов Фурье высших гармоник фазового распределения поля в раскрыве антенны, не меняет ориентацию главного лепестка ДН в силу ортогональности линейной части фазового распределения высшим гармоникам;
- во-вторых, выбор оптимального набора гармоник в соответствии с энергетическим целевым функционалом гарантирует минимальное снижение коэффициента усиления с одновременным формированием провалов в ДН в направлениях прихода помех;
- в-третьих, при воздействии широкополосных помех формируются наиболее глубокие секторные провалы в ДН в том случае, если синтез фазовых распределений производится относительно частичного фазового центра для линейных и плоских ФАР с произвольным амплитудным распределением.

Для плоских ФАР произвольной геометрии, в том числе и неэквидистантных, установлено фундаментальное соотношение пропорциональности, связывающее величину относительной полосы помехового сигнала с необходимым относительным размером секторного провала в ДН антенны, из которого, в частности, следует, что по мере увеличения углового расстояния между направлением максимума главного лепестка и направлением прихода широкополосной помехи размер секторного провала должен быть увеличен, [3].

Следующая задача, решенная с помощью метода АОП, позволяет проводить проектирование линейных и плоских неэквидистантных ФАР с увеличенным средним межэлементным расстоянием. Главная особенность метода состоит в том, что могут быть определены законы неэквидистантной расстановки антенных элементов в плоских ФАР, практически с любым числом элементов.

При этом принципиально гарантируется отсутствие боковых лепестков большой интенсивности, родственных дифракционным, как при широкоугольном сканировании, так и в расширенной полосе частот, достигающей ~ 2-3 октав и более. В разреженной ФАР снижается общий коэффициент усиления, пропорциональный числу удаленных элементов. Тем не менее, сохранение разрешающей способности антенного раскрыва, несмотря на возрастание общего фона боковых лепестков, дает право на жизнь таким антенным системам, с помощью которых, например, требуется обеспечить высокоточное определение угловых координат цели. В процессе численного моделирования было установлено, что если расстановка элементов в антенном раскрыве производится в нулях апертурных ортогональных полиномов или в экстремальных точках произведений ортогональных полиномов на весовую функцию, то в этих случаях нет условий для появления боковых лепестков большой интенсивности.

Действительно, любое произвольное фазовое распределение поля в раскрыве антенны может быть представлено обобщенным рядом Фурье по ортогональным полиномам в виде

$$\begin{aligned} \Phi(x, y) &= \Phi_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} C_{nm} p_{nm}(x, y) = \\ &= \Phi_0 + C_{10} p_{10}(x, y) + C_{01} p_{01}(x, y) + \\ &+ \sum_{n=2}^{\infty} \sum_{m=2}^{\infty} C_n C_m \prod_q^n (x - x_q) \prod_r^m (y - y_r) \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\Phi_0$  - постоянный фазовый сдвиг,  $C_{10} C_{01}$  - коэффициенты Фурье при полиномах первого порядка, определяющие угловой наклон линейного фазового фронта,  $x_q, y_r$  - координаты нулей полинома  $n, m$ -ой степени.

Выражение в виде двойной суммы высших гармоник является ортогональным линейной компоненте фазового фронта в раскрыте и ни при каких условиях из этой части фазового распределения может быть выделена линейная компонента фазового фронта, отличная от заданной первыми слагаемыми.

На рис. 1 показано относительное снижение коэффициента усиления линейной неэквилидистантной ФАР при последовательном увеличении среднего межэлементного расстояния, [4]. При проектировании НФАР могут быть найдены такие компромиссные решения, которые позволят при приемлемом снижении коэффициента усиления и сохранении разрешающей способности получить существенное сокращение числа антенных элементов в 2÷3 и более раз.

Так как стоимость ФАР напрямую зависит от общего числа антенных элементов, стоимость которых достигает ~400÷1000\$ за штуку, то за счет указанного подхода может быть значительно снижена общая стоимость ФАР.

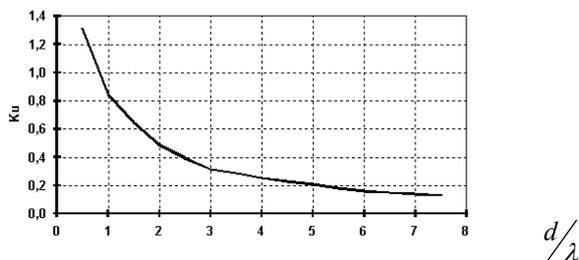


Рис. 1. Зависимость отношения коэффициентов усиления от среднего межэлементного расстояния для дискретной ФАР с одинаковыми амплитудами тока (поля) антенных элементов

И, наконец, с использованием метода АОП решена задача нахождения локальных зон в раскрыте плоской антенны с произвольным амплитудным распределением, фазовые возмущения в которых вносят наибольший вклад в искажения определенных пространственных гармоник поля в дальней зоне. Это позволяет, например, определять оптимальную стратегию контроля поверхности больших ФАР и зеркальных антенн по критерию быстродействия, [5].

### Литература

1. Гусевский В.И. «Метод апертурных ортогональных полиномов и его применение в антенной технике»// Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники, 2001г., № 3, с. 52-72.
2. Гусевский В.И. «Фазовая характеристика и фазовый центр линейных и плоских АР»// Радиотехника и электроника, 1991г., № 3, с. 433-441.
3. Гусевский В.И. «Формирование секторного провала в ДН ФАР при подавлении широкополосной помехи»// Изв. Вузов, сер. Радиоэлектроника, 1991г., № 5, с. 23-34.
4. Лаврентьев М.В. «К расчету энергетических характеристик НФАР»// Радиотехнические тетради, 2002г., № 25, с. 41-44.
5. Гусевский В.И., Чадов С.Е. «О выборе оптимальных положений точек контроля в раскрывах линейных и плоских антенн»// Радиотехнические тетради, 1999, № 20, с.52-57.

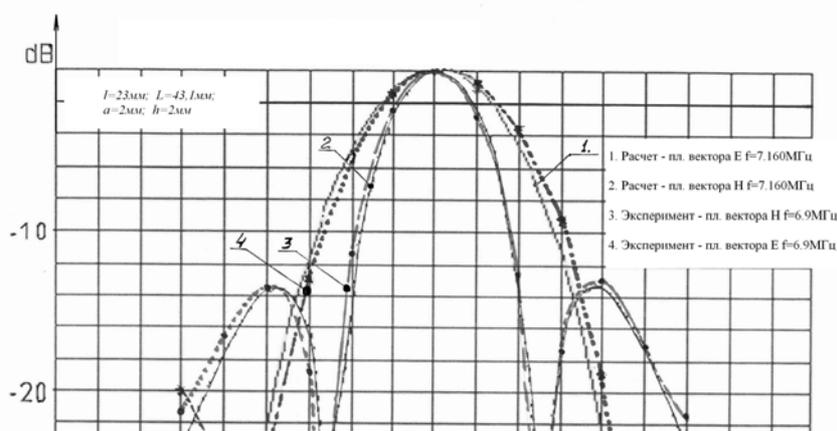


Рис.3

#### Литература

3. Давыдов А.Г., Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Метод численного решения задач дифракции электромагнитных волн на незамкнутых поверхностях произвольной формы. Доклады АН СССР, 1984г., т276, в.1, с 96-100.
4. Давыдов А.Г., Пименов Ю.В. Программный комплекс EDEM3D для исследования электродинамических характеристик идеально проводящих трехмерных объектов. Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ, 1999, т.VII, в.2(23), с24-26.

### RESULTS OF THE STRIPLINE ANTENNAE DESIGN AND EXPERIMENTAL STUDY

N.Vdovin, A.Davydov, M. Lifshitz, A. Ochrimenko

The report contains the design results performed by the EDEM computation program (ElectroDynamics Elements of Metals). Also are presented the experimental model study results of the individual microwave resonator type elements which are the part of the antenna array based on the air - strip transmission line.

The results confirm the possibility of the high accuracy design and compliance with the antenna array individual elements and small size antennas experimental study.

---

### ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА МИКРОПОЛОСКОВЫХ ВИБРАТОРОВ НА МНОГОСЛОЙНОЙ ПОДЛОЖКЕ

Филькова Е.В.

ФГУП «Главный радиочастотный центр»

Микрополосковые вибраторы имеют вид тонких ленточных проводников, расположенных в слоистой среде, включая диэлектрическую подложку, которая является обязательным конструктивным элементом антенны. Другой особенностью микрополосковых вибраторов является квазистатическая модель возбуждения. Микрополосковые вибраторы пригодны для использования в различных диапазонах частот и отличаются, как правило, малыми электрическими размерами. Частотные свойства микрополосковых вибраторов в основном определяются топологией ленточных проводников и свойствами слоистой среды.

Строгий анализ микрополосковых вибраторов, особенно исследование их предельных характеристик, требует построения адекватных математических моделей и построение эффективных алгоритмов численного исследования. Основой последних является редукция граничных задач электродинамики к интегральным уравнениям. Ниже приводится пример исследования вибраторного микрополоскового излучателя в многослойной среде, исследуется влияние среды на его частотные свойства, и указываются пути изменения этих свойств.