

УДК 621.396.677.45

Л.М. Лобкова, проф., д-р техн. наук; В.Г. Щebetовский, А.Г. Шестаков

Севастопольский национальный технический университет

Студгородок, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: rt.sevgtu@stel.sebastopol.ua

ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН

Получена математическая модель, позволяющая рассчитать в дальней зоне поле излучения двумерных микрополосковых структур. Произведён анализ влияния геометрических параметров на характеристики излучения и входное сопротивление.

К современным антенным устройствам предъявляются весьма жесткие и подчас противоречивые требования по электродинамическим характеристикам, а также габаритам, весу, стоимости, конструктивным особенностям (так как форма объекта, где будет установлена антенна, существенно влияет на форму антенно-фидерного тракта) и многое другое. В особенности это относится к антенным структурам аэрокосмической техники, где нередко предельные возможности радиотехнических комплексов определяются техническим уровнем разработки антенных устройств.

Необходимость резкого уменьшения габаритов и веса антенн, совмещения функций приема и излучения с одновременной обработкой радиосигнала в пространстве и времени на основе реализации потенциальных возможностей дискретного раскрыва привела к требованию обеспечения минимальных размеров как элементарных излучателей (ЭИ), так и их функциональных объединений – фазированных антенных решеток (ФАР). Широкие возможности представляет в этом плане интегральная технология. Использование многофункциональных и адаптивных ФАР в различных антенных системах требует конструктивного выполнения излучателей на микрополосковых печатных платах при необходимой степени сопряжения их с современными ИС типа мультиплексоров, фазовращателей, переключателей, нелинейных устройств и т.д. Таким образом, требуется органическое сочетание излучающей системы с СВЧ–схемами обработки сигнала. В аэрокосмической технике антенные структуры не должны сколько-нибудь возмущать аэродинамические потоки, иметь минимальный вес и объем, не нарушать целостность и прочность конструкции. Такие требования можно осуществить, используя печатные конформные антенны исключительно малой толщины, линейные размеры которых уменьшены или за счет замедления в диэлектрике при неизменности коэффициента усиления или за счет увеличения коэффициента реактивности, что приводит к увеличению запасов электромагнитной энергии в ближнем поле антенны.

Микрополосковые антенны (МПА), изготавливаемые по технологии ИС, обеспечивают высокую повторяемость размеров, низкую стоимость, малые металлоемкость, габаритные размеры, массу [1]. Для сравнения: турникетная антенна на полуволновых вибраторах с рефлектором имеет массу 200... 300 г, аналогичная МПА с теми же электродинамическими характеристиками – на порядок меньшую (приблизительно 30г). Не менее показательны и габаритные параметры МПА, которые являются двумерными по своей конструкции, например стандартный полуволновый микрополосковый излучатель занимает площадь примерно $0,25\lambda^2/\epsilon$ (λ – длина волны, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость подложки).

МПА способны излучать энергию с линейной, круговой и эллиптической поляризацией, допускают удобные конструктивные решения для обеспечения работы в двух- или многочастотных режимах, легко позволяют объединить многие ЭИ в ФАР и разместить их на поверхностях сложной формы. Кроме того, МПА обладают высокими аэродинамическими, механическими и температурными характеристиками.

К настоящему времени на практике используется большое количество ПА, различающихся по назначению, конструкции, эксплуатации и технологии.

Для приёма сигналов со спутников прямого вещания необходимы антенны круговой поляризации с большим усилением. Этим требованиям удовлетворяют обычные зеркальные антенны. Однако зеркальные антенны являются громоздкими, их характеристики могут ухудшаться под действием дождя, снега и ветра. Эти обстоятельства привели к исследованиям в области плоских антенных решёток (АР). Плоские антенны для приёма сигналов прямого вещания со спутников состоят из сотен излучающих элементов, расположенных на диэлектрических подложках или металлических пластинках. В зависимости от типа системы питания, плоские антенны разделяют на две группы: печатные АР и волноводно-щелевые АР.

В качестве линий питания печатных АР используют МП линии, полосковые (трёхпластинчатые) линии и подвешенные линии. В зависимости от материала подложки, потери в этих линиях составляют от 2 до 6 дБ/м. Линиями питания волноводно-щелевых АР являются радиальные или прямоугольные волноводы. Их потери незначительны.

Известны следующие разработанные типы плоских антенн для приёма сигналов со спутников прямого вещания: АР с широкими щелями; щелевая АР с МП линией питания; гребенчатая АР; АР на МП линиях коленчатого типа; АР из полосковых вибраторов и щелей; АР с квадратными излучателями и т.д.

Для обеспечения необходимой излучаемой мощности и обеспечения требуемого охвата зоны обслуживания в сухопутных системах связи с подвижными объектами используется антенна типа “волновой канал”, состоящая из четырёх линейных полотен.

Элементарные излучатели характеризуются различными режимами работы: резонансным и нерезонансным, возможны их комбинации.

Переход от канонических форм элементарного излучателя (ЭИ) к более сложным структурным решениям позволяет, наряду с основной излучающей (принимающей) функцией ПА, решать задачи согласования активной и компенсации реактивной компонент входного сопротивления ЭИ, расширения (сужения) полосы рабочих частот и обеспечения “чистоты” поляризации излучения.

Включение реактивностей позволяет в широких пределах изменять распределение тока по антенне, “управлять” её диаграммой направленности (ДН), коэффициентом направленного действия (КНД), расширять частотный диапазон ПА, резко уменьшать массу и габаритные размеры антенных устройств, совмещать функции приёма и излучения с одновременной обработкой радиосигнала в пространстве и времени. Данное направление в практике конструирования ПА представляется весьма перспективным.

В частности, для уменьшения площади, занимаемой ПА (в особенности, вибраторными), в вибраторы включают реактивные элементы (нагрузки). Техника плоскостного печатного монтажа позволяет конструировать любые реактивности и удобно согласовывать их с конструкцией ПА. Также для уменьшения площади, необходимой для размещения ПА и элементов согласования, управления, следует выбирать подложки с большими ϵ , μ . Но поскольку эффективность излучения зависит от интенсивности поля у кромок ЭИ, желательно брать материал с меньшими ϵ , μ .

Для улучшения электрических характеристик МПА можно использовать неоднородные полосковые линии, в которых закон изменения распределенных параметров зависит от длины линии. Практически это осуществляется варьирования по длине линии ширины металлических полосок и щелей. В результате изменяются электромагнитные связи в линии и электрические характеристики устройств СВЧ. Таким способом можно получить заданную диаграмму направленности МПА, требуемую амплитудно-частотную характеристику, обеспечить требуемое распределение резонансных частот резонатора и заданную добротность.

Разнообразие МПА и ЭИ свидетельствует о больших сложностях теоретического анализа таких электродинамических структур.

Расчёт микрополосковых устройств требует строгого математического моделирования, основанного на рассмотрении трёхмерных электродинамических структур. Построение математических моделей, адекватных исходным физическим задачам, представляет трудную задачу.

Присутствие диэлектрика, а также связанных с ним поверхностных волн существенно усложняет определение характеристик излучения МПА, экспериментальную отладку образцов,

Анализ и синтез даже простейших полосковых устройств, как правило, возможен только с использованием приближённых методов и ЭВМ.

Несмотря на это, продолжается разработка более простых и эффективных в вычислительном плане методов анализа антенн рассматриваемого типа.

Перспективным в этом отношении представляется использование применяемой в анализе одиночных МП излучателей модели в виде линии передачи. В этой модели учитывается влияние возникающих поверхностных волн. Результаты расчёта для основной поляризации достаточно точны для практических целей, но для кросс-поляризации, особенно в плоскости Н, точность расчётов ухудшается. Рассмотренная модель может быть развита применительно к линейной антенной решётке МП излучателей.

Большое распространение также получил резонаторный метод, позволяющий исследовать характеристики полосковой антенны правильной геометрической формы. Эффект излучения учитывают введением эквивалентных потерь или путём использования граничных условий импедансного типа на стенках резонатора.

Оба подхода лишь косвенно учитывают влияние диэлектрической структуры при определении параметров излучения, что не позволяет с необходимой точностью определить некоторые важные характеристики антенны: рабочую полосу, КПД.

Другая группа методов – это точные по постановке подходы, сводящую соответствующую электродинамическую задачу к векторному интегральному уравнению относительно токов на металлических частях антенны, которое решается одним из вариационных методов. Теоретические результаты на основе этих подходов немногочисленные, а результаты решения граничной задачи в большинстве случаев не могут быть непосредственно использованы для определения необходимых характеристик антенны.

При возбуждении антенны по диагонали в излучении участвуют все щели. Выведем формулу для диаграммы направленности. Каждая щель представляет собой непрерывную линейку излучателей – диполей Герца. Непрерывную линейку излучателей можно рассматривать как предельный случай линейной антенной решётки, если число элементов стремится к бесконечности, а шаг решётки – к нулю. Теория непрерывных линейных излучателей широко используется как для расчёта конкретных антенн (например, провода с током), так и для анализа сложных систем, например, излучающих поверхностей.

Один из первых методов расчета характеристик излучения МПА основан на представлении прямоугольной антенны размерами $a \times b$ в виде двух магнитных вибраторов – щелей, разнесенных на расстояние b друг от дру-

га. Связь излучающих щелей по внутреннему пространству осуществляется введением соединяющего отрезка линии с постоянной распространения β и характеристическим сопротивлением Z_c , определяемых шириной антенны. Полагают, что линия поддерживает только квази-Т-волну, зависимость от ширины a различают высокоомные ($Z_c \approx 50$ Ом), низкоомные ($Z_c < 50$ Ом) линии. В первом приближении излучение щелей считается независимым. При более точном решении учитывают их взаимную связь по внешнему пространству. Входное сопротивление определяют трансформацией сопротивления щелей точкам питания. Наличие диэлектрика учитывают введением для линий эффективной диэлектрической проницаемости подложки. Данный метод позволяет приближенно оценить резонансную длину полоскового излучателя и рассчитать его ДН как результат излучения двухэлементной антенной решетки магнитных вибраторов. Данный метод прост в реализации, понятен с точки зрения физики процессов протекающих внутри МПА и даёт результаты, как показал эксперимент, достаточно точные. Точность этого метода зависит от двух величин: сопротивления штыря и сопротивления щели. После продолжительного анализа были выбраны уточнённые формулы сопротивления штыря (1) и сопротивления щели (5).

Для нахождения входного сопротивления, представим антенну в виде двухпроводной линии (рисунок 1) [2].

Определим комплексное сопротивление штыря по формуле (1):

$$Z_{um} = \frac{j}{2} \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot 120\pi \cdot (0,12 + \ln(\frac{\lambda_0}{2\pi r})), \quad (1)$$

где d – расстояние между пластинами; r – радиус штыря; $Z_{шт}$ – сопротивление штыря.

Активная и реактивная составляющие проводимости боковых щелей определяются по формулам 2 и 3 соответственно:

$$G_{щ}^R = \frac{\pi \cdot b}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}}, \quad (2)$$

$$G_{щ}^X = \frac{\pi \cdot b}{\lambda_0} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \cdot (1 - 0,276 \cdot \ln(k_0 d)), \quad (3)$$

где ε_0 – диэлектрическая проницаемость; μ_0 – магнитная проницаемость; $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ – волновое число; d – ширина щели.

Общая проводимость одной щели определяется следующим образом:

$$G_{щ1} = \frac{1}{Z_{щ1}} = G_{щ1}^R + j G_{щ1}^X.$$

Отсюда сопротивление щели равно:

$$Z_{щ1} = \frac{1}{G_{щ1}^R + j G_{щ1}^X}. \quad (4)$$

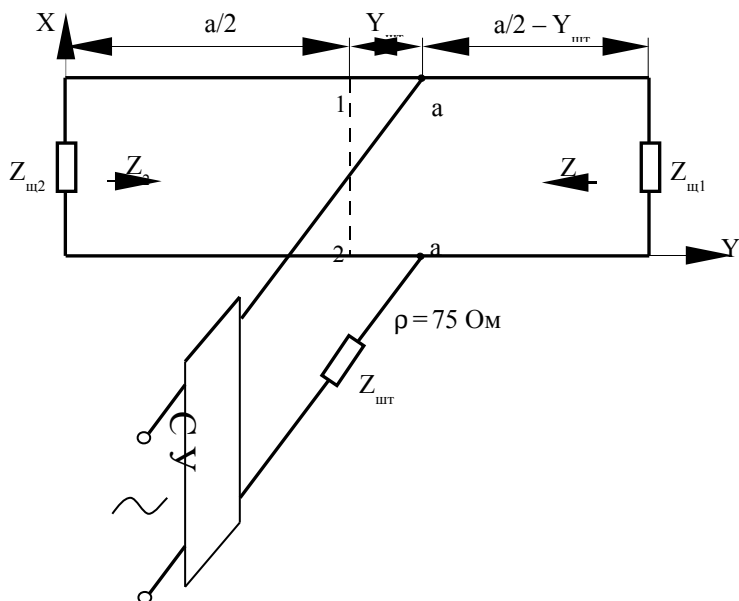


Рисунок 1 – Модель микрополосковой антенны в виде двухпроводной линии;
а-а – сечение входного сопротивления (точка подключения коаксиальной линии)
СУ – согласующее устройство.

Данная формула справедлива и для второй щели, так как щели идентичны, т.е.

$$Z_{щ2} = Z_{щ1}.$$

Сопrotивление ко входу со стороны первой щели равно

$$Z_1 = \rho \cdot \frac{Z_{щ1} + j \cdot \rho \cdot \operatorname{tg}[k_0(\frac{a}{2} - y_0)]}{\rho + j \cdot Z_{щ1} \cdot \operatorname{tg}[k_0(\frac{a}{2} - y_0)]}, \quad (5)$$

где ρ – волновое сопротивление коаксиального кабеля; y_0 – положение точки питания относительно центра резонатора. Сопrotивление ко входу со стороны второй щели равно

$$Z_2 = \rho \cdot \frac{Z_{щ2} + j \cdot \rho \cdot \operatorname{tg}[k_0(\frac{a}{2} + y_0)]}{\rho + j \cdot Z_{щ2} \cdot \operatorname{tg}[k_0(\frac{a}{2} + y_0)]}. \quad (6)$$

Входное сопротивление в сечении а–а определяется как

$$Z_{aa} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_{um}. \quad (7)$$

Так как точка возбуждения смещена по оси x и по оси y на одинаковые расстояния, то

$$Z_{\text{вв}} = Z_{\text{ex}}^X + Z_{\text{ex}}^Y = 2Z_{\text{ex}}^X, \quad (8)$$

или

$$Z_{\text{ex}} = 2 \left(\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_{um} \right). \quad (9)$$

Полное входное сопротивление антенны Z_{ex} является одной из самых основных её характеристик. По частотному графику Z_{ex} можно определить согласование антенны с линией питания, рабочую полосу и добротность.

Второй важной характеристикой является диаграмма направленности (ДН). Излучение прямоугольного ЭИ в простейшем случае (на модели ЭИ в виде конечного отрезка регулярной ЛП) аналогично излучению АР, состоящей из двух щелей. ДН двухщелевой АР, ЭИ в которой расположены на расстоянии b , имеет вид в Е-плоскости:

$$F_E = \frac{\sin\left(\frac{k_0 d}{2} \cos \Phi\right)}{\frac{k_0 d}{2} \cos \Phi} \cos\left(\frac{\frac{k_0 d}{2} \cdot b \cos \Phi}{d}\right), \quad (10)$$

В Н-плоскости имеем:

$$F_H = \frac{\sin\left(\frac{k_0 d}{2} \cos \theta\right)}{\frac{k_0 d}{2} \cos \theta} \sin \theta. \quad (11)$$

Графики ДН в Е- и Н-плоскостях изображены на рисунке 2.

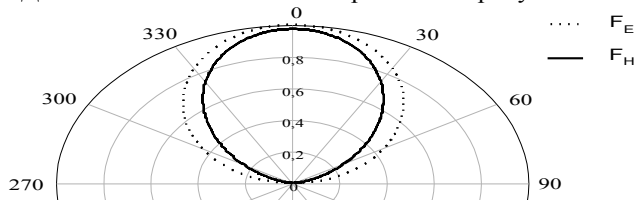


Рисунок 2 – ДН в Е- и Н-плоскостях с учётом влияния экрана

Основные успехи в практическом использовании МПА связаны с плоскими двумерными конструкциями. Это – излучатели в виде металлических структур правильной или неправильной формы, расположенных над слоем диэлектрика с металлическим экраном. Возбуждение таких антенн осуществляется от коаксиальной или полосковой линий.

В зависимости от выбора точки питания МПА можно получить различные виды поляризации, а также широкий интервал значений входного сопротивления.

Коаксиальное возбуждение моделируется возбуждением структуры цилиндрическим штырём небольшого радиуса, с полным сторонним током, текущим по поверхности штыря.

В эксперименте была сконструирована антенна (рисунок 3), состоящая из двух пластин, выполненных из одностороннего металлизированного гетинакса. Одна пластина является активным

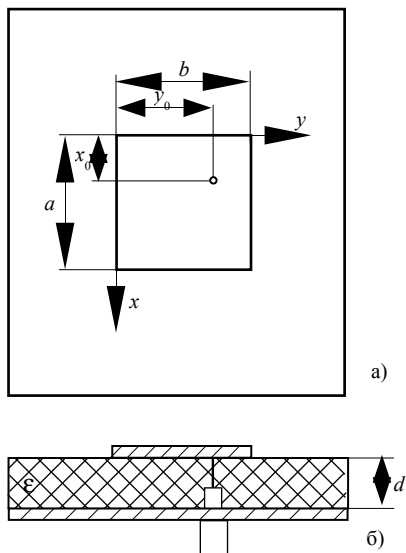


Рисунок 3 – Конструкция МПА антенны:
а) вид сверху; б) вид сбоку

элементом, а другая – экраном. Крепятся пластины друг к другу с помощью эбонитовых палочек с заклёпками. Точка питания имеет координаты (x_0, y_0) .

Антенна возбуждается коаксиальной линией. На обратной стороне экрана выполнено согласующее устройство в виде четвертьволнового трансформатора Ланге, согласующее входное сопротивление антенны с волновым сопротивлением кабеля. Весь экран помещён в металлическую коробку для защиты устройства возбуждения и укрепления кабеля.

Элементарный излучатель представляет собой квадрат со стороной $\lambda/2$. Частотный диапазон 700 ± 10 МГц. Толщина диэлектрического слоя $d = 0,01 \dots 0,04$ м. Положение точки возбуждения $y_0 = (0,08 \dots 0,15) \lambda$.

В ходе эксперимента была определена зависимость входного сопротивления антенны от частоты в диапазоне 500...900 МГц, а также диаграмма направленности.

Экспериментальные и теоретические значения входного сопротивления при резонансе приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Резонансные значения входного сопротивления при различных y_0 для трёх значений d

Теоретический расчет									
	$y_0 = 0,15\lambda_0$			$y_0 = 0,12\lambda_0$			$y_0 = 0,08\lambda_0$		
	$d = 4\text{см}$	$d = 2\text{см}$	$d = 1\text{см}$	$d = 4\text{см}$	$d = 2\text{см}$	$d = 1\text{см}$	$d = 4\text{см}$	$d = 2\text{см}$	$d = 1\text{см}$
$Z_{вх}, \text{Ом}$	98	75	60	81	57	44	57	35	24
λ/λ_0	0,2	0,14	0,09	0,27	0,18	0,12	0,4	0,28	0,18
Экспериментальные данные									
$Z_{вх}, \text{Ом}$	105	90	85	95	102	100	70	50	454
λ/λ_0	0,4	0,25	0,15	0,40	0,35	0,17	0,5	0,35	0,27

Теоретические зависимости активной и реактивной части входного сопротивления от длины волны изображены на рисунке 4.

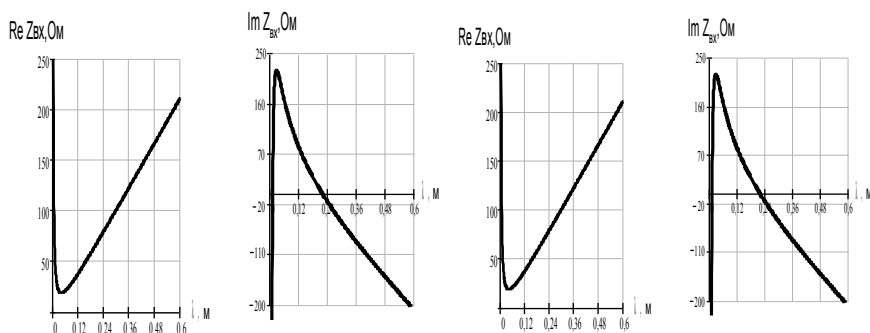


Рисунок 4 – Зависимость активной и реактивной части входного сопротивления от длины волны ($d = 4$ см, $y_0 = 0,15\lambda_0$).

При относительном сравнении полученных результатов с теорией наблюдается сходство в распределении, однако практические графики сдвинуты вдоль частотной оси на небольшое расстояние. Это объясняется, прежде всего, выбранным методом анализа, который не учитывает влияние диэлектрического слоя, влияние поверхностных и пространственных волн, очень приближенно рассчитывает внешние проводимости и сопротивление излучения, не учитывает поляризационных потерь, взаимодействия излучателей и др. Также на расхождение между расчетными и истинными параметрами МПА влияет изменение геометрических размеров антенны и отклонение диэлектрической проницаемости материала и толщины подложки. Это прежде всего касается резонансной частоты. Так как рабочая полоса МПА составляет всего несколько процентов, то определение истинного значения резонансной частоты является весьма важной задачей при проектировании МПА. Узкополосность является одним из основных недостатков плоских МПА.

Один из методов усовершенствования данной теоретической модели – применение более точных методов, учитывающих влияние вышеперечисленных факторов, а также использование новых типов диэлектриков, обладающих малыми потерями и высокой степенью однородности материала. Это позволит существенно уменьшить линейные размеры излучающих элементов и использовать их при создании миниатюрных антенных систем. После уточнения математической модели, планируется перейти к исследованию многослойных МПА с целью построения многочастотных антенн данного типа, для применения в спутниковых системах навигации.

Библиографический список

1. Нефёдов Н.И. Микрополосковые антенны / Н.И. Нефёдов, Б.А. Панченко. — М.: Радио и связь, 1988. — 144 с.
2. Нефёдов Е.И. Микрополосковые излучающие и резонансные устройства / Е.И. Нефёдов, В.В. Козловский, А.В. Згурский. — К.: Техніка, 1990. — 160 с.

Поступила в редакцию 5.03.2003 г.