

МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

Кизименко В.В., Улановский А.В.

В работе предлагается модель микрополоскового излучателя с пластиной прямоугольной формы (ПМПА) на основе метода интегральных уравнений и тонкопроволочной аппроксимации проводящей пластины. Учет подложки производится путем использования в интегральном уравнении значения эффективной диэлектрической проницаемости материала подложки. Приводятся результаты сравнения рассчитанных значений входного сопротивления, резонансной частоты с экспериментальными данными и результатами моделирования характеристик ПМПА в программе AWR MWO.

MODELING OF MICROSTRIP RADIATOR USING INTEGRAL EQUATION METHOD

V. V. Kizimenko, A. V. Ulanouski

This paper proposes a model of rectangular microstrip antenna based on the integral equation method and thin-wire approximation of metal patch. Taking substrate into account is done by insertion the values of dielectric's effective permittivity in the integral equations. The comparison of the calculated input impedance and resonant frequency with the experimental data and modeling results in the Microwave Office design suite is given.

Введение

Антенные решетки находят все более широкое применение благодаря возможности формирования требуемой диаграммы направленности, контролю уровня бокового излучения. Актуальность данной темы подтверждается и направлением защищенных в последнее время Республике Беларусь диссертаций по антенной тематике. Так диссертация Д.В. Москалева [1] посвящена анализу антенных решеток с различной формой раскрытия. При этом в качестве излучателей используются проволочные, либо элементарные излучатели с заранее заданными параметрами диаграммы направленности. Проводится анализ характеристик и параметров антенной решетки с учетом выхода из строя элементов, их смещения относительно начального положения, ошибок в амплитудно-фазовом распределении. В качестве методики анализа используется численное моделирование на основе метода интегральных уравнений в тонкопроволочной аппроксимации (МИУТ). В диссертации А.Г. Романовича [2] предложен метод синтеза кольцевой антенной решетки по заданным требованиям к диаграмме направленности (ДН) с учетом направленных свойств ее излучающих элементов. Полученное решение задачи синтеза проверено с использованием МИУТ для моделирования характеристик излучателей кольцевых антенных решеток. Метод интегральных уравнений также был использован в диссертации В.П. Кудина [3] для моделирования характеристик многоэлементных антенных решеток проволочных излучателей произвольной геометрии. В работе были предложена новая система базисных функций и быстросходящихся спектральных рядов, позволившая существенно сократить время моделирования.

В данной статье предлагается расширить область применения МИУТ путем использования его при моделировании характеристик микрополосковых излучателей и антенных решеток из них. Статья является продолжением исследований, опубликованных в [4], где были описаны результаты моделирования одиночных микрополосковых

диполей и решеток из таких излучателей с использованием МИУТ и эффективной диэлектрической проницаемости подложки. Работы, посвященные численному анализу антенных решеток микрополосковых излучателей, впервые появились в печати в 70-х годах. Наиболее частым подходом к решению таких задач являлось использование метода моментов и тензорной функции Грина для слоистой среды, что приводит к достаточно громоздким аналитическим выражениям и значительному времени расчета. В публикации [5] описывается применение тензорной функции Грина для нахождения характеристик излучения микрополоскового диполя. В работе [6], была предложена идея аппроксимации микрополоскового излучателя сеткой тонких проводников. При этом учет диэлектрической проницаемости подложки производится путем частотного сдвига и масштабирования зависимости входного сопротивления МПА от частоты на основе данных экспериментальных измерений.

Следует отметить, что существующие пакеты электродинамического моделирования дают несколько различающиеся между собой результаты расчета входного сопротивления и резонансной частоты, зависящие, в том числе, от настроек параметров разбиения области решения задачи на элементарные ячейки (сетки), размеров этой области. В связи с этим, в данной статье дополнительно производится сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными, приведенными в работах [7,8]. В данных работах приведены результаты измерений характеристик ПМПА, выполненных на органических подложках с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2,33$, возбуждаемых с помощью поперечного коаксиального зонда, который подключается с краю в центре широкой стороны пластины. Эти результаты рассматриваются в качестве эталонных при сравнении различных методов численного моделирования ПМПА. В статье приводятся основные результаты численного моделирования характеристик нескольких ПМПА различных диапазонов частот, дано краткое сравнение точности и эффективности расчетов с помощью MWO и по МИУТ.

Математическая модель ПМПА на основе МИУТ

В соответствии с [6] микрополосковый излучатель может быть аппроксимирован системой тонких проводников. При этом количество сегментов, аппроксимирующих его форму может быть уменьшено за счет исключения тех сегментов, ток на которых является относительно малым. В этом случае, например, для прямоугольного микрополоскового излучателя набор тонких проводников будет выглядеть, как это показано на рис. 1. Такой тонкопроволочный излучатель на диэлектрической подложке в дальнейшем сокращенно будем обозначать как ТПМПА.

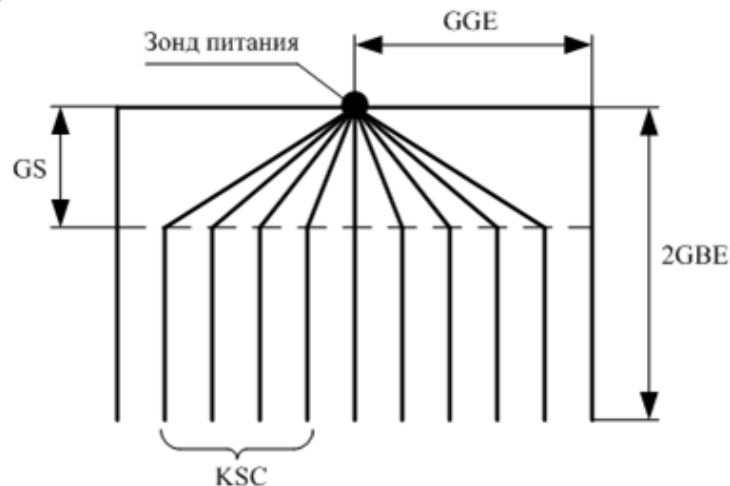


Рис.1. Аппроксимация прямоугольного излучателя системой тонких проводников

Параметр KSC характеризует количество ломаных проводников, расположенных между осевым и крайним проводниками в одной половине ПМПА.

Для определения характеристик и параметров такого излучателя применяется метод интегральных уравнений [9] в тонкопроволочном приближении.

Алгоритм расчета распределения токов на проводниках ПМПА основан на использовании ИУ Харрингтона [10]:

$$E_{ir}(l) = \frac{j}{4\pi\omega\epsilon_a} \int_L \left[(\vec{l}_0, \vec{l}'_0) k^2 \varphi I(l') + \frac{\partial I(l')}{\partial l'} \frac{\partial \varphi}{\partial l} \right] dl', \quad (1)$$

где
$$\varphi(r) = \frac{\sin(kr) + i \cos(kr)}{r}.$$

Проводник длиной L делится на сегменты размером $\Delta L = \frac{L}{M}$, где M – общее число сегментов (рис. 2). Распределение тока по проводнику $I(l_q)$ находится при решении интегрального уравнения с использованием кусочно-синусоидальных базисных и весовых функций вида:

$$f_m = \frac{I_{m-1} \sin[k(Z_m - l_q)] + I_m \sin[k(l_q - Z_{m-1})]}{\sin(k\Delta L_m)} \text{ при } l_q \in \Delta L_m, \quad (2)$$

где Z_{m-1}, Z_m – координаты левого и правого концов сегмента ΔL_m .



Рис.2. Разбиение проводника на сегменты

Для учета влияния подложки в выражение (1) вводится значение относительной эффективной диэлектрической проницаемости, рассчитываемой по формуле [11]:

$$\epsilon_{эфф} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{(\epsilon - 1) \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}}{2}, \quad (3)$$

где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость подложки;

h – толщина подложки микрополоскового излучателя;

$w = 2GGE$ – ширина ПМПА.

Входящие в выражении (1) абсолютная диэлектрическая проницаемость окружающего пространства ϵ_a и волновое число k представляются в виде:

$$\epsilon_a = \epsilon_0 \epsilon_{эфф}, \quad k = k_0 \sqrt{\epsilon_{эфф}} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_{эфф}}. \quad (4)$$

Для расчетов также использовалось более точное значение $\epsilon_{эфф}$, рассчитываемое в соответствии с [12]. В данной работе на основании 9-ти работ предложена более сложная система формул для расчета эффективной диэлектрической проницаемости с учетом рабочей частоты. На рис. 3 приводятся результаты расчета значения $\epsilon_{эфф}$ по упрощенной и более точной формуле для 50-омной линии. На данном рисунке обозначены: “HFSS” – результат расчета значения $\epsilon_{эфф}$ в программе Ansoft HFSS; “Simple” – результат расчета по упрощенной формуле (3); “Rogers” – результат расчета по формулам из статьи [12]. Погрешность относительно результата в HFSS для (3) составляет

1,2 – 1,4%, для уточненных формул из [12] 0,06 – 0,09%. В дальнейшем при расчетах для определения $\epsilon_{\text{эфф}}$ использовалась формула (3).

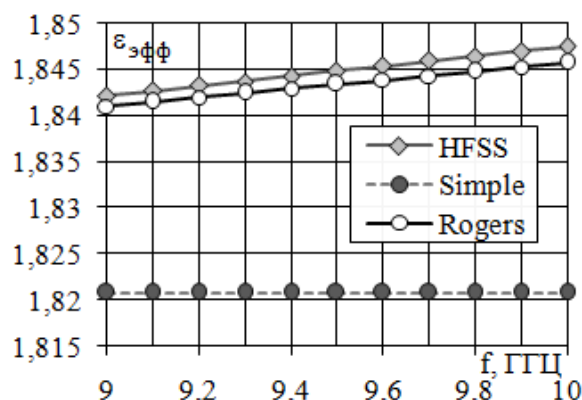


Рис.3. Результаты расчета значения относительной эффективной диэлектрической проницаемости различными методами для 50-омной микрополосковой линии ($\epsilon = 2,1$; $w = 3,199$ мм; $h = 1$ мм)

Учет бесконечного проводящего экрана был произведен методом зеркальных изображений. Моделируемая структура из тонкопроволочной ПМПА с возбуждающим штырем и ее зеркального изображения показана на рис. 4.

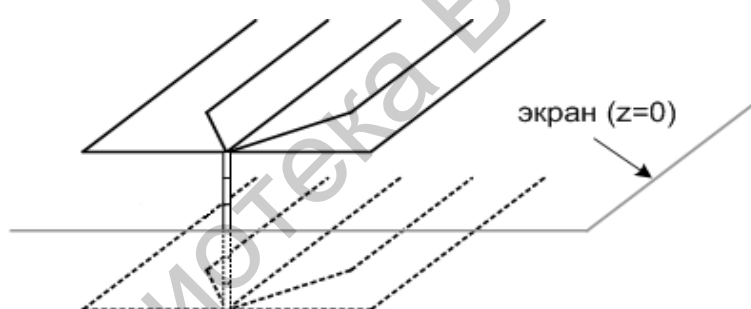


Рис. 4. Учет зеркальной симметрии в микрополосковом излучателе.

Для расчета распределения токов на проводниках ТПМПА используется метод Галеркина. В качестве модели возбуждения применяются три δ – генератора напряжения, подключаемые в центре поперечного зонда. Для решения СЛАУ, к которой сводится интегральное уравнение, применяется метод оптимального исключения.

Результаты численного моделирования характеристик тонкопроволочных прямоугольных микрополосковых антенн

Численное моделирование микрополосковых излучателей в соответствии с предложенной методикой показывает, что указанная модель эффективно работает не для всех печатных антенн, а для класса ПМПА на основе так называемых электрически тонких подложек.

Известно, что в диэлектрических подложках микрополосковых антенн могут возбуждаться поверхностные волны, отбирающие часть подводимой к антенне мощности, что негативно сказывается на ее основных параметрах. Количество и интенсивность возбуждения поверхностных волн возрастают при увеличении ϵ и h подложки. Количество поверхностных волн различных типов, которые могут распространяться в

подложке при заданной длине волны генератора λ в соответствии с [5] определяется из соотношений:

– количество волн типа ТМ

$$N_{TM} = n + 1, \text{ при } n\pi \leq t \leq (n + 1)\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots; \quad (5)$$

– количество волн типа ТЕ

$$N_{TE} = \begin{cases} 0, & \text{при } t \leq \pi/2 \\ n, & \text{при } \left(n - \frac{1}{2}\right)\pi < t \leq \left(n + \frac{1}{2}\right)\pi, \quad n = 1, 2, \dots; \end{cases} \quad (6)$$

где

$$t = 2\pi\sqrt{\varepsilon - 1} \quad h / \lambda. \quad (7)$$

Низшим типом поверхностных электромагнитных волн является волна ТМ₀ (E₀₁). Она имеет нулевую критическую частоту, поэтому распространяется в подложке при любой частоте генератора. Интенсивность возбуждения ТМ₀ возрастает при увеличении толщины подложки h . На возбуждение этой волны расходуется часть полезной мощности ПМПА. Как следует из (6), (7) условие единственности основной волны в подложке есть

$$h \leq \frac{\lambda}{(4\sqrt{\varepsilon - 1})} \quad \text{или} \quad \lambda \geq 4h\sqrt{\varepsilon - 1} \quad (8)$$

Диэлектрические подложки, для которых выполняется условие (8) называются электрически тонкими. При нарушении данного условия в подложке могут распространяться две и более поверхностные волны. Мощность, затрачиваемая на их возбуждение, возрастает, при этом обычно наблюдаются [13] резкие снижения эффективности и коэффициента усиления антенны. Влияние поверхностных волн на характеристики микрополосковых излучателей становится пренебрежимо малым [8] при выполнении условия:

$$h \leq 0,05 \lambda / \sqrt{\varepsilon} \quad \text{или} \quad \lambda \geq 20h\sqrt{\varepsilon}. \quad (9)$$

Подложки, для которых условие (9) выполняется, называются сверхтонкими. При расчетах характеристик и параметров МПА на сверхтонких подложках учет влияния поверхностных волн не производится.

Далее приводятся результаты расчета параметров ПМПА, возбуждаемых с помощью поперечного коаксиального зонда, со сплошными пластинами и пластинами в виде наборов тонких проводников с помощью МИУТ и с помощью программного комплекса AWR Microwave Office (MWO). Полагается, что подложки излучателей выполнены на основе материала Rogers RT/duroid 5870 с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2,33$, толщиной $h = 3,175$ мм. Для оценки достоверности, точности расчета основных параметров ПМПА в качестве эталонных используются экспериментальные данные, приведенные в работе [7]. В таблице 1 для четырех ПМПА со сплошными пластинами шириной $a = 2 \times GGE$ и длиной $b = 2 \times GBE$ (см. рис. 1) даны: f_{p3} – измеренные резонансные частоты ПМПА, при которых действительные составляющие входных сопротивлений максимальны; $h / \lambda_{др3}$ – относительная толщина подложки ПМПА, где $\lambda_{др3}$ – длина волны в диэлектрике подложки на резонансной частоте; f_p – рассчитанные в MWO резонансные частоты; $\delta f_p = (f_p - f_{p3}) / f_{p3} \times 100\%$ – относительные отклонения значений рассчитанных резонансных частот от измеренных; R_p – действительные составляющие входных сопротивлений на f_p . Рассматриваемые ПМПА характеризуются $a/b = 1,5 - 1,6$ и в соответствии с [8] имеют близкую к макси-

мально достижимой при данной частоте эффективность (отношение величины мощности излучения к полной мощности, подводимой к антенне). Для всех ПМПА подложки являются тонкими.

Таблица 1 – Экспериментальные данные и рассчитанные в MWO параметры сплошных ПМПА на тонких подложках с $\varepsilon = 2,33$, толщиной $h = 3,175$ мм

$a \times b$, мм	$f_{pэ}$, ГГц	$h/\lambda_{дрэ}$	f_p , ГГц	δf_p , %	R_p , Ом
26×16,9	4,73	0,077	4,8	+1,48	109
17×11	6,8	0,11	6,96	+2,4	111
14×9	7,7	0,124	8,15	+5,8	111
12×8	8,27	0,134	8,95	+8,2	110

Как видно из полученных результатов, с ростом $h/\lambda_{дрэ}$ наблюдаются увеличения ошибок вычисления резонансных частот δf_p . В основном это может быть объяснено отличиями численной модели ПМПА, где пластина и подложка размещены в углублении бесконечного проводящего экрана, от реальной ПМПА на основе экранированной подложки конечных размеров. В результате условия возбуждения поверхностных электрических токов и поля поверхностной волны TM_0 в реальной ПМПА и ее численной модели различны, что и приводит к отличиям измеренных и рассчитанных параметров антенн. Данные отличия возрастают по мере роста $h/\lambda_{дрэ}$. На рис. 5,а приведена рамка мгновенных значений поверхностных электрических токов, рассчитанных в MWO. Стрелками показаны направления протекания токов для центров элементарных ячеек разбиения пластины, более яркий цвет на пластине соответствует большей величине модуля плотности тока в рассматриваемом месте. Т.о. ток максимален вблизи боковых граней пластины и уменьшается к ее центру. Картина распределения токов на сплошной пластине позволяет построить адекватную ей систему проводников при ее тонкопроволочной аппроксимации.

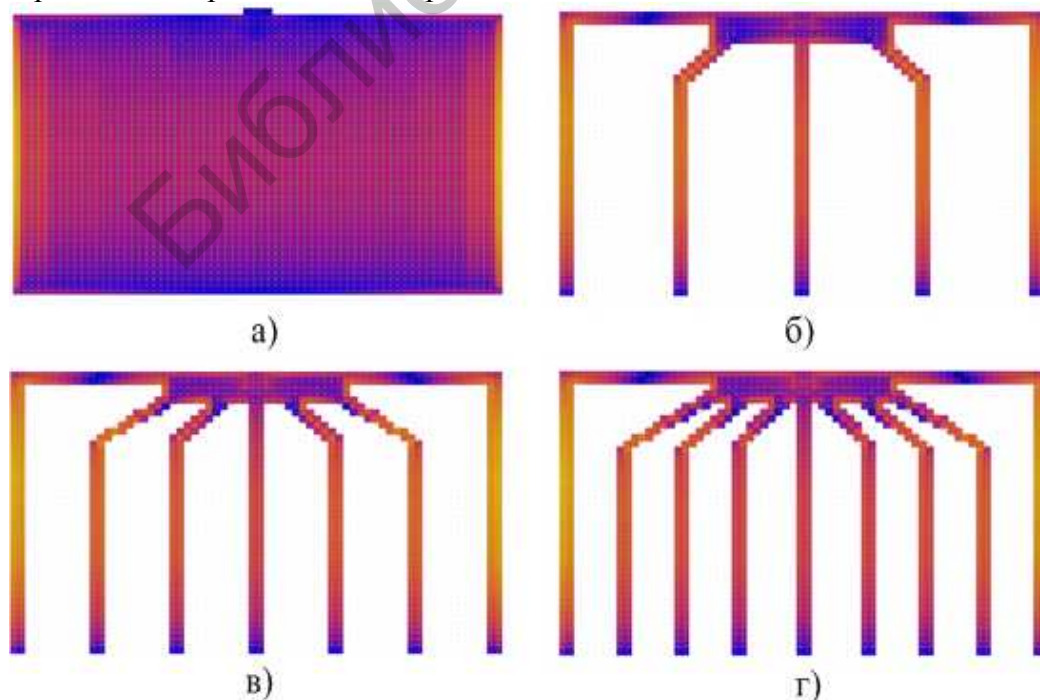


Рис. 5. Распределения мгновенных значений плотностей токов на различных ПМПА, рассчитанные в MWO.

Примером может служить тонкопроволочный излучатель, показанный на рис. 1. При моделировании в MWO тонкие проводники заменяются тонкими пластинами, при этом эквивалентность достигается при выполнении условия [4]: $w = 4a_0$, где w – ширина плоского проводника, a_0 – радиус поперечного сечения тонкого цилиндрического проводника. Конструкции моделируемых в MWO тонкопластинчатых ПМПА и рамки токов на них при $KSG = 1, 2, 3$ показаны на рис. 5, б, в, г соответственно. Как видно, распределения токов на ТПМПА в основном соответствуют токам на сплошной ПМПА, причем это соответствие усиливается с ростом числа продольных вертикальных проводников (увеличении KSG). На рис. 6, а показана конструкция ТПМПА и дана нумерация частей антенны (часть 1 соответствует вертикальному штырю возбуждения). На рис. 6, б, в приведены распределения амплитуд токов по сегментам антенны при $KSG = 1, 2$ соответственно. Программный комплекс расчета характеристик и параметров ТПМПА создан в среде Microsoft Visual Fortran 2008.

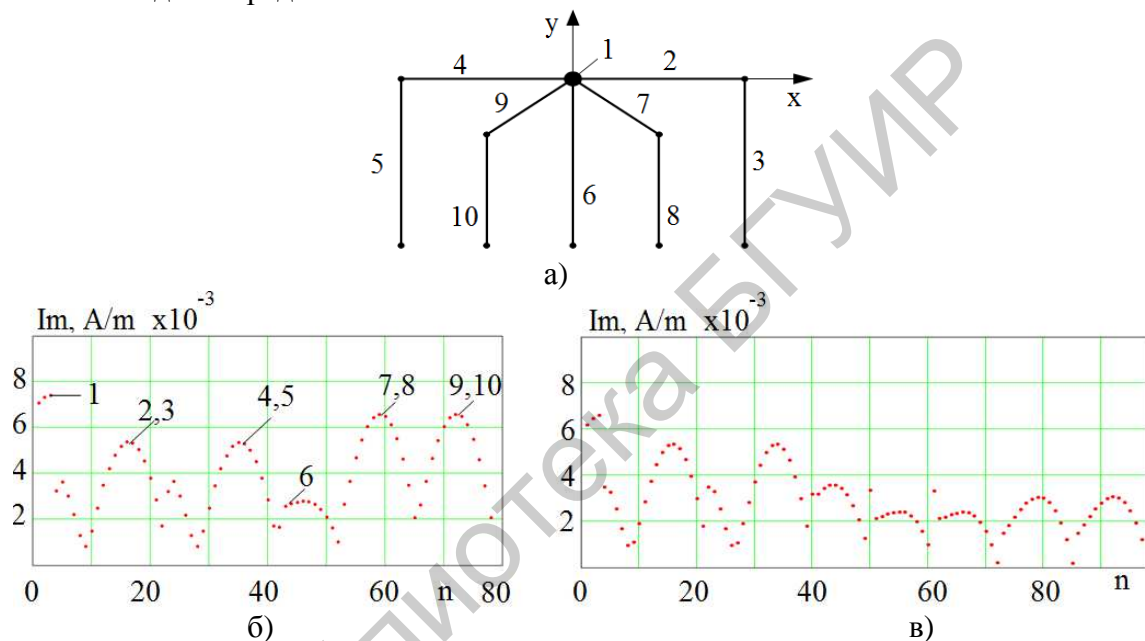


Рис. 6. Нумерация проводников ТПМА с размерами пластины $a \times b = 17 \times 11$ мм, на подложке с параметрами $\epsilon = 2,33$, $h = 3,175$ мм и распределение амплитуд токов на проводниках при $KSG=1$ и 2 на частоте 6,8 ГГц.

При расчетах ТПМПА делилась на 78 сегментов при $KSG = 1$ и на 97 сегментов $KSG = 2$, что соответствует разбиению проводников излучателей в соотношении 43 – 47 сегментов на длину волны в свободном пространстве. При указанных количествах сегментов наблюдается сходимость по входному сопротивлению. Для реализации программного комплекса на ПК с процессором Intel Core i5 – 3230M требуется порядка 1 МВ оперативной памяти. Время расчета распределения токов на проводниках ТПМПА на фиксированной частоте менее 1 сек. Для сравнения, при расчете входных сопротивлений излучателей, приведенных на рис. 5, в MWO необходимо использование 105,5 МВ оперативной памяти, при этом время анализа для фиксированной частоты составляет примерно 8 секунд.

На рис. 7 показаны частотные зависимости составляющих комплексного входного сопротивления для ТПМПА на подложке с $\epsilon = 2,33$, толщиной $h = 3,175$ мм, с габаритными размерами пластины $a \times b = 17 \times 11$ мм. Для сравнения на рис. 7 также

приведены измеренные зависимости составляющих входного сопротивления для ПМПА со сплошной пластиной указанных размеров. Из приведенных зависимостей видно, что наилучшее совпадение с экспериментальными данными обеспечивается у ТПМПА при $KSG = 1$, причем с высокой точностью совпадают, как резонансные частоты, так и максимальные значения активных составляющих сопротивлений.

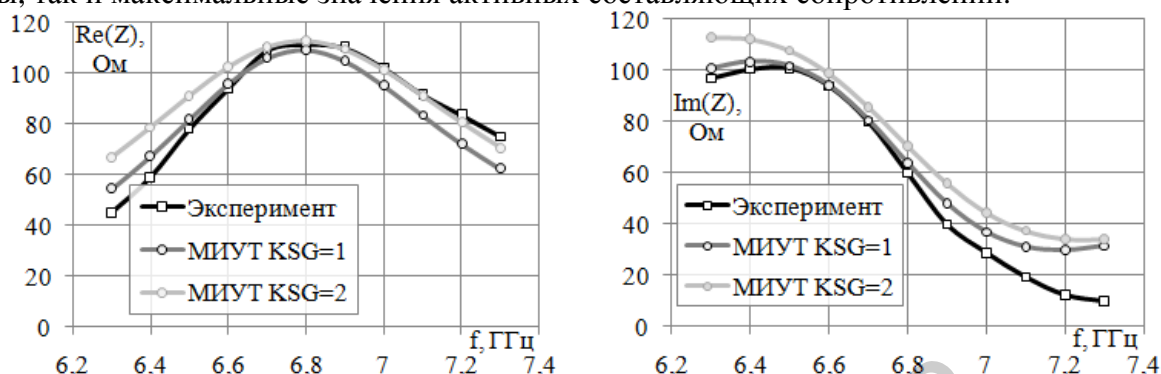


Рис. 7 Частотные зависимости составляющих входного сопротивления для ПМПА на подложке с $\varepsilon = 2,33$, толщиной $h = 3,175$ мм, с габаритными размерами пластины $a \times b = 17 \times 11$ мм.

Представленный результат позволяет говорить о том, что разработанная тонкопроводящая модель ПМПА в основном соответствует реальному излучателю со сплошной пластиной и позволяет с высокой эффективностью моделировать характеристики как одиночных излучателей, так и решеток из них.

В таблице 2 приведены результаты расчетов параметров ТПМПА с $KSG = 1$ с использованием МИУТ и программного комплекса MWO. Габариты излучающих элементов соответствуют размерам пластин, приведенных в таблице 1. В целом можно отметить, что точности расчета f_p для обоих методов примерно одинаковы и сравнимы с точностью вычисления резонансных частот в MWO для ПМПА со сплошными пластинами. При этом расчет с помощью MWO в обоих случаях дает для всех излучателей завышенные по сравнению с экспериментом значения f_p . Величина \mathcal{E}_p растет по мере увеличения $h/\lambda_{дрэ}$. При расчетах по МИУТ величины \mathcal{E}_p имеют знакопеременный характер. Минимум погрешности вычисления резонансной частоты наблюдается при $h/\lambda_{дрэ} \approx 0,1$ и возрастает по модулю по мере отклонения величины относительной толщины подложки в обе стороны от указанного значения. Для повышения точности определения f_p ТПМПА возможна коррекция длины излучающего элемента: при $h/\lambda_{дрэ} < 0,1$ b следует несколько уменьшить, в то время, как при $h/\lambda_{дрэ} > 0,1$, длину b , наоборот, необходимо увеличить. Для ТПМПА расчетные значения R_p несколько выше, чем для ПМПА со сплошными пластинами, что позволяет сделать вывод о более высокой эффективности данного вида излучателей.

Таблица 2 – Параметры ТПМПА на подложках с $\varepsilon = 2,33$ толщиной $h = 3,175$ мм

$a \times b$, мм	МИУТ			MWO		
	f_p , ГГц	\mathcal{E}_p , %	R_p , Ом	f_p , ГГц	\mathcal{E}_p , %	R_p , Ом
26x16,9	4,528	-4,3	135	4,75	0,43	127
17x11	6,79	-0,15	116	7,03	3,4	126
14x9	7,863	2,1	115	8,27	7,4	125
12x8	8,89	7,5	120	9,2	11,2	116

Заключение

Разработана математическая модель микрополоскового излучателя на основе метода интегральных уравнений и тонкопроволочной аппроксимации его пластины. Анализ результатов моделирования показывает, что достигаемые точности определения резонансных частот и сопротивлений по величине сравнимы со значениями, которые получаются при использовании широко применяемого на практике комплекса MWO. При этом значительно, на порядки, сокращаются время вычислений и требуемая для работы программного комплекса память компьютера. Предварительный расчет распределения плотности электрических токов на пластине микрополоскового излучателя в MWO позволяет далее выбрать количество и форму проводников в тонкопроволочной сетке пластины МПА. Результаты исследования примера такой конструкции в случае пластины прямоугольной формы описаны в представленной работе. При исследовании характеристик антенных решеток МПА подход, основанный на тонкопроволочной аппроксимации пластин и применении МИУТ, может кардинально повысить эффективность вычислительных процедур и значительно сократить время разработок.

Список литературы

1. Москалев, Д.В. Антенные решетки со сложными излучающими поверхностями: Дис... канд. техн. наук. – Минск., 2013. – 143 с.
2. Романович, А.Г. Синтез кольцевых антенных решеток заданной конструкции с учетом диаграммы направленности излучающего элемента: Дис... канд. техн. наук. – Минск., 2011. – 144 с.
3. Кудин, В.П. Проволочные антенны, решетки и рассеиватели. Численное моделирование и новые конструкции: Дис... докт. техн. наук. – Минск., 2010. – 386 с.
4. Улановский, А.В. Моделирование микрополосковых антенных решеток с использованием метода интегральных уравнений / А.В. Улановский, В.В. Кизименко // Доклады БГУИР. – 2012. – №7 (69). – С. 92 – 98.
5. Uzunoglu, N.K. Radiation properties of microstrip dipoles / N.K. Uzunoglu, N.G. Alexopoulos, J.G. Fikioris // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1979. – №6. – PP. 853 – 858.
6. Pradeep K. Agrawal An Analysis technique for Microstrip antennas / Pradeep K. Agrawal, M.C. Bailey // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1977. – Vol. AP-25.– №6. – PP. 756 – 759.
7. Chang, E. An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas / E. Chang, A.L. Stuart, W.F. Richards // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1986. – №6. – PP. 767 – 772.
8. Лось, В.Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. САПР-модели: методы математического моделирования / В.Ф. Лось // Антенны. – 2002. – №11.
9. Митра, Р. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р.Митры; пер. с англ. под ред. Э.Л. Бурштейна.– М.: Мир, 1977.
10. Заневский, Д.В. Численные методы электродинамического анализа проволочных антенн. Метод интегральных уравнений: учеб. Пособие / Д.В. Заневский, А.В. Улановский.– Минск: ВА РБ, 2003. – 86с.
11. Панченко, Б.А. Микрополосковые антенны / Б.А. Панченко, Е.И. Нефедов.– М.: Радио и связь, 1985.
12. Width and Effective Dielectric Constant Data for Design of Microstrip Transmission Lines [Электронный ресурс] / Rogers corporation. – Чандлер, 2003. – Режим досту-

па: <https://www.rogerscorp.com/documents/783/acm/Design-Data-for-Microstrip-Transmission-Lines-of-TMM-Laminates.pdf>. – Дата доступа: 20.12.2014.

13. Pozar D.M. Considerations for Millimeter Wave Printed Antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1983. – №5. – PP. 740 – 747.

Краткие сведения об авторах



Кизименко Вячеслав Владимирович – 1985 г.р. Окончил Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР) в 2008г. Магистр технических наук – 2009 г. В настоящее время – м.н.с. БГУИР. Область научных интересов: микрополосковые излучатели, численные методы анализа антенн. E-mail: kizimenko_v@mail.ru



Улановский Александр Васильевич – 1957 г.р. Окончил Минское высшее инженерное зенитно-ракетное училище (МВИЗРУ) в 1980 г. Кандидат технических наук – 1987 г. Доцент – 1993 г. Область научных интересов: современные методы расчета антенно-фидерных систем. E-mail: uav21@yandex.ru

Библиотека БГУИР