

РАДИОТЕХНИКА, РАДИОЛОКАЦИЯ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

УДК. 621.396.67

**АНАЛИЗ ЧИСЛЕННЫМИ МЕТОДАМИ
КОНСТРУКТИВНЫХ ВАРИАНТОВ МИНИАТЮРНЫХ
РАДАРНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ****Е. П. Васильев**, д.т.н., профессор кафедры КТ РГРТУ, Рязань, Россия;orcid.org/0000-0003-2747-7012, e-mail: evasiliev48@mail.ru**Д. Х. Нгуен**, аспирант РГРТУ, Рязань, Россия;orcid.org/0000-0002-2456-5220, e-mail: danghoprzn@mail.ru

Рассматриваются конструкции шести компактных резонансных элементов для систем связи подвижных объектов в сантиметровом диапазоне. Проводится исследование конструктивных вариантов резонансных элементов с использованием электродинамического метода конечных элементов.

Целью работы является исследование различных конструктивных решений резонансных элементов с целью сравнительного анализа основных показателей качества (коэффициента усиления, ширины полосы пропускания, коэффициента стоячей волны, уровня боковых лепестков и габаритов). Предложен и апробирован алгоритм интеграции современных вычислительных средств моделирования патч-антенн. Подтверждается корректность результатов моделирования сравнительным анализом результатов эксперимента с данными компьютерных расчетов, полученных с использованием метода конечных элементов в X-диапазоне.

Ключевые слова: резонатор, электродинамическое моделирование, машинный эксперимент, X-диапазон, системы связи, алгоритм, конструктивные варианты, HFSS, коэффициент усиления, ширина полосы пропускания, коэффициент стоячей волны, уровень боковых лепестков.

DOI: 10.21667/1995-4565-2023-84-3-14**Введение**

Радиочастотный спектр широко используется в радарх, навигации, радиоастрономии, мобильной связи, медицине и других областях техники. Основой конструирования функциональных устройств (усилители, умножители, фильтры, переключатели, фазовращатели, сумматоры-делители, антенные решетки и др.) для радиоэлектронных систем служат базовые элементы (БЭ) с сосредоточенными и распределёнными параметрами. Под БЭ будем понимать резисторы, конденсаторы, индуктивности, резонаторы, линии передачи, диоды, транзисторы и другие радиоэлектронные элементы. В частности, резонаторы являются основным БЭ для фильтров, согласующих устройств, цепей подачи смещения, в антенных решетках, усилителях, при этом они ощутимо влияют на качество и массогабаритные показатели изделий.

Микрополосковые антенны (МПА) конструируются на основе резонаторов с распределёнными параметрами и, в отличие от объёмных антенн, позволяют технологично располагаться на поверхности летательных аппаратов. Это обеспечивает повышение надёжности системы за счёт отсутствия выступающих элементов плоской конструкции, уменьшение площади, отведённой для установки антенного полотна, снижение влияния дестабилизирующих факторов (ударная нагрузка, воздействие механических частиц, значительные перепады температур, солнечная радиация) [1-5]. Развитие современной технологии позволяет реализовать МПА методами планарной, интегральной и толстоплёночной технологии. Это, в свою оче-

редь, снижает массогабаритные показатели, стоимость и повышает технологичность и надёжность.

Практическое применение находят различные формы резонаторов с распределенными параметрами для МПА – квадратные, прямоугольные, круглые, эллиптические, треугольные, секторные, кольцевые, фрактальные и другие конструктивные варианты [6]. При этом расширение возможностей МПА для передачи и обработки сигналов *приводит к необходимости решения* вопросов уменьшения массогабаритных показателей, расширения полосы пропускания, увеличения коэффициента усиления (КУ).

Разнообразие форм МПА требует обоснования выбора конструктивных решений и оптимизации основных размеров с учетом улучшения основных показателей качества.

Поэтому сравнительный анализ МПА электродинамическими методами с последующим обоснованием выбора конструкции является *актуальной задачей*.

Объекты моделирования и исследования

Объектами исследований являлись перспективные конструктивные варианты МПА, которые применяются для создания систем связи. В процессе моделирования использовались электродинамические методы в среде Applied Wave Research (AWR) [7] и High Frequency Structure Simulator (HFSS) [8].

Постановка задачи

В работе *решается задача* исследования электродинамическими методами различных форм МПА на основе разработанных математических моделей и алгоритма проектирования.

Теоретическая часть

Выделим следующие методы анализа МПА: метод линии передач, метод резонатора и электродинамические методы (ЕМ). Два первых метода дают более понятную интерпретацию физических процессов, но обладают невысокой точностью, так как не учитывают дополнительные электромагнитные связи между элементами конструкции и высшие типы волн [9].

С торцов МПА «а» и «б» (рисунок 1, б) составляющие поля E нормальны к плоскости резонатора и находятся в противофазе. С другой стороны составляющие поля, параллельные плоскости резонатора, находятся в фазе и складываются, образуя поле излучения, перпендикулярное плоскости металлизации. Торцы МПА могут быть представлены как щелевые резонаторы, соединенные отрезком линии длиной $\Lambda/2$, где Λ – длина волны в линии.

Синтез прямоугольной патч-антенны (рисунок 1) реализуем по следующему алгоритму.

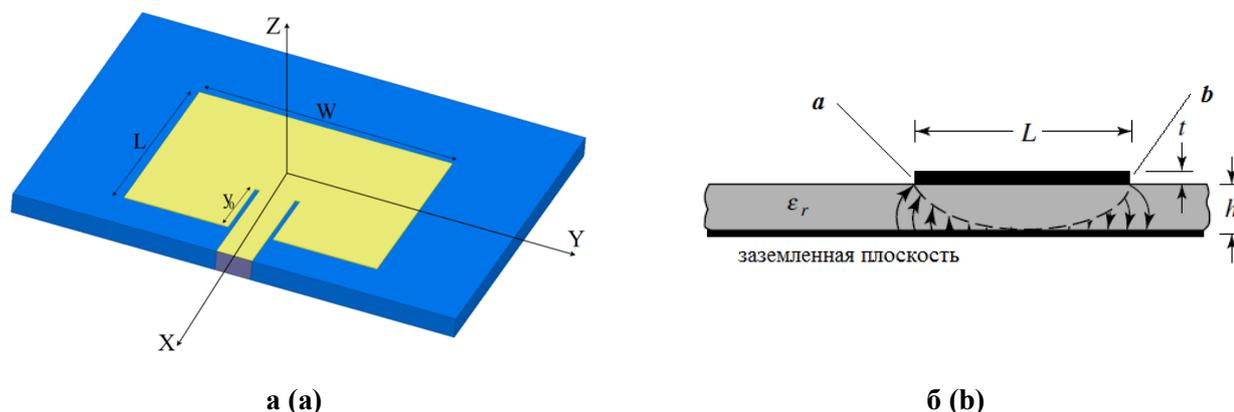


Рисунок 1 – Конфигурация прямоугольной МПА
Figure 1 – Configuration of rectangular microstrip antenna

Известны параметры – относительная диэлектрическая проницаемость подложки, центральная частота и толщина подложки $\epsilon_r, f_r(\Gamma\mu), h$.

Определим – ширину и длину МПА W, L [6, 9].

1. Ширину МПА рассчитаем из соотношения:

$$W = \frac{1}{2f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}, \quad (1)$$

где v_0 – скорость света в свободном пространстве.

2. Находим эффективную диэлектрическую проницаемость МПЛ:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{1/2}. \quad (2)$$

3. Используя ширину МПА W (1), уточним погрешность при вычислении длины антенны L :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{\text{эфф}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{\text{эфф}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)}. \quad (3)$$

4. Уточненная длина МПА:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L. \quad (4)$$

где μ_0 – магнитная постоянная свободного пространства, ε_0 – диэлектрическая проницаемость свободного пространства.

4. Определим входное сопротивление МПА

$$R_{\text{вх}} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}, \quad (5)$$

активную составляющую входной проводимости МПА определим как [9]:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2}, \quad (6)$$

где

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta = -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X}; X = k_0 W, \quad (7)$$

k_0 – фазовая постоянная для свободного пространства (воздух); θ – угол места в сферической системе координат, $S_i(X)$ – интегральный синус, определяется формулой:

$$S_i(X) = \int_0^X \frac{\sin y}{y} dy.$$

Взаимная проводимость G_{12} учитывает электромагнитные эффекты между торцами «а» и «б» МПА:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right] J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta, \quad (8)$$

где J_0 – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Используем (5) со знаком «+» из-за нечетного распределения поля между излучающими торцами «а» и «б» для основной моды TM_{010} .

На входе МПА, в сечении подключения подводящей МПЛ с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом требуется обеспечить входной импеданс патч-антенны также, 50 Ом. Тогда рас-

стояния до точки подключения подводящей линии y_0 (рисунок 1) определим из соотношений (9) и (10).

$$R_{\text{ex}}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \frac{\pi}{L} = R_{\text{ex}}(y = L/2) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right); \quad (9)$$

$$50 = R_{\text{ex}}(y = L/2) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right), \text{отсюда } y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos\left(\sqrt{\frac{50}{R_{\text{ex}}(y = L/2)}}\right). \quad (10)$$

Ширина полосы пропускания МПА обратно пропорциональна его добротности и определяется соотношением [12]:

$$V_{\Pi} = \frac{[(1+|\Gamma|)/(1-|\Gamma|)]-1}{Q\sqrt{(1+|\Gamma|)/(1-|\Gamma|)}}, \quad (11)$$

где Q – добротность МПА; Γ – коэффициент отражения от точки подключения МПА к линии передачи.

Для прямоугольной МПА справедлива приближенная формула

$$V_{\Pi}(\%) = \frac{Ah}{\lambda_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\frac{W}{L}}, \quad (12)$$

где $A = 180$ для $\frac{h}{\lambda_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \leq 0,045$; $A = 200$ для $0,045 \leq \frac{h}{\lambda_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \leq 0,075$; $A = 220$ для $\frac{h}{\lambda_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \geq 0,075$.

Синтез квадратной МПА проводится с использованием формул (1–4), (10). Размер антенны выбирается $L \times L$ – квадрат со стороной в половину длины волны в линии [10].

Для треугольной МПА-3 длину стороны определим как [6]:

$$b = \frac{2v_0}{3f_r \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (13)$$

Радиус круглой МПА-4 (таблица 2) определим из соотношения [9]:

$$a = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}}, \quad (14)$$

где

$$F = \frac{8,791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}}.$$

Толщина подложки h в этом случае берется в сантиметрах.

Перфорированные МПА-5, 6 рассчитываются по соотношениям (1–4, 10) для прямоугольной патч-антенны. Затем на этапе компьютерного моделирования, размеры W и L корректируются.

Для ЭМ-анализа МПА (рисунок 1) будем полагать, что металлизация прямоугольной формы совпадает с размером диэлектрической подложки и векторный магнитный потенциал удовлетворяет однородному волновому уравнению [9].

$$\Delta^2 \mathbf{A}_x + k^2 \mathbf{A}_x = 0. \quad (15)$$

Решение данного уравнения реализуется на основе метода разделения переменных

$$\mathbf{A}_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] \cdot [A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y)] \cdot [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)], \quad (16)$$

где k_x, k_y, k_z – волновые числа вдоль координат x, y, z ; $A_1, A_2, A_3, B_1, B_2, B_3$ – амплитудные коэффициенты.

На основании уравнений (15), (16) и граничных условий для структуры прямоугольной МПА (рисунок 1) для резонансных волн типа E_{mnp}^x получены соотношения (17) – (19) резонансных частот.

Первая мода (основная E_{010}^x),

$$L > W > h \quad (f_r)_{010} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

$$\text{Вторая мода } E_{001}^x, \quad (f_r)_{001} = \frac{v_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (18)$$

$$\text{Третья мода } E_{020}^x, \quad (f_r)_{020} = \frac{v_0}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (19)$$

Исследование МПА проведено с использованием метода конечных элементов (МКЭ), который реализован в пакете Ansoft HFSS [8], на основе соотношений (15), (16) и граничных условий. Следует отметить, что МКЭ, в отличие от широко распространенного в САПР метода моментов (МоМ), не требует для ЕМ-моделирования определения в аналитическом виде функций Грина, которые найдены для ограниченного числа структур [15].

Рассмотрим основные этапы компьютерного проектирования МПА. Алгоритм проектирования МПА реализуется по схеме (рисунок 2).

Техническое задание на проектирование представляет из себя основные технические требования, предъявляемые к антенне.

Синтез МПА реализуется в следующей последовательности:

- выбор конструктивного варианта МПА на основе анализа требований технического задания;
- выбор варианта конструктивного расчета МПА;
- с помощью программ компьютерной математики и САПР AWR определяются конструктивные параметры выбранного варианта МПА.

На первом этапе *анализа МПА* проводится выбор метода моделирования (МКЭ, МоМ, FDTD – метод конечных разностей во временной области и др.).

Далее осуществляется проверка на технологическую реализуемость конструктивных параметров. САПР позволяют с высокой точностью провести машинный эксперимент и получить матрицы S, T, Z, Y-параметров, все выходные характеристики, а также реализовать различные варианты визуализации полученной выходной информации.

В данной работе на этапе анализа МПА, благодаря своей высокой эффективности, использован МКЭ, который реализуется с помощью программы HFSS. В конце вычислительного процесса сравниваются численные результаты с данными технического задания.

Результаты исследований

Для подтверждения адекватности разработанных математических моделей МПА проведено исследование квадратной патч-антенны со следующими параметрами: толщина подложки $h = 1$ мм, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 1,4$, тангенс угла диэлектрических потерь $tg\delta = 0,02$, центральная частота $f_0 = 2,442$ ГГц, размер патч-антенны $L = W = 28,78$ мм, точка питания от центра до края МПА $y_0 = 6,6$ мм (рисунок 1). Результаты эксперимента и моделирования сведены в таблицу 1.

В процессе эксперимента использовался портативный анализатор Agilent FieldFox № 9917A со следующими характеристиками [13]:

- диапазон частот: от 30 кГц до 18 ГГц;
- анализатор кабелей и антенн: измерение расстояния до неоднородности, обратных потерь, потерь в кабеле;

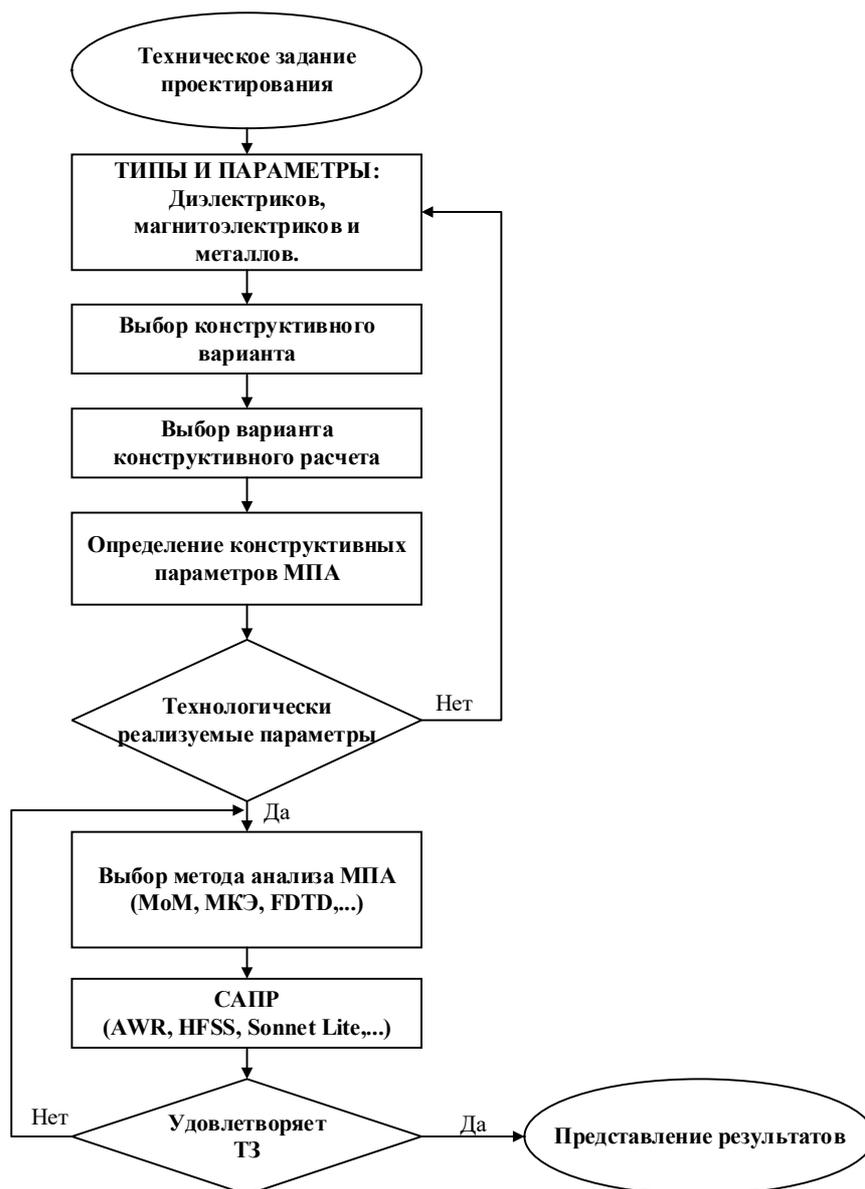


Рисунок 2 – Алгоритм компьютерного проектирования МПА
Figure 2 – Algorithm for computer design of microstrip antennas

- векторный анализатор цепей: измерение параметров S_{11} , S_{21} , S_{22} , S_{12} с определением амплитуды и фазы сигналов;
- погрешность измерения в режиме анализатора: $\pm 0,5$ дБ, без предварительного прогрева;
- погрешность частоты: $\pm 0,00007\%$ (норм.) + поправка на старение, $\pm 0,00004\%$ (тип.) + поправка на старение.

К порту FieldFox подключается тестовый кабель, соединенный с помощью разъёма SMA-KHDC8006 с квадратной МПА. Процесс измерения начинается с нажатия кнопки Mode (режим) и выбора функции CAT (тестирование антенно-фидерной системы). Затем включается кнопка Measure (измерение). Устанавливается частотный диапазон от 1 ГГц до 4 ГГц. На анализаторе включается режим измерения возвратных потерь $S_{11}(f)$ в частотной области и контролируются центральная частота, минимальное значение S_{11} и ширина полосы пропускания по уровню $-9,5$ дБ. Для исключения влияния кабеля и оценки степени искажения АЧХ кабель отсоединяется от МПА и проводится калибровка. Включается кнопка Cal (калибровка) и выбирается режим QuickCal (быстрая калибровка). Процесс калибровки заканчивается нажатием кнопки Finish. Затем к кабелю подключается МПА и повторно измеряются параметры антенны, при этом исключается влияние кабеля.

Учитывая погрешность измерения мощности в режиме анализатора $\pm 0,5$ дБ и частоты $\pm 0,007$, получаем следующие значения относительных погрешностей измерения: для КСВ – $\pm 0,003$; для ширины полосы пропускания по уровню $-9,5$ дБ – $\pm 0,007$ и для частоты – $\pm 0,007$.

Таблица 1 – Теоретические и экспериментальные результаты анализа МПА
Table 1 – Theoretical and experimental results of microstrip antennas analysis

| Параметры МПА | Центральная Частота, ГГц | Минимальный КСВ | Рабочая полоса частот, ГГц (по уровню КСВ = 2) |
|---------------------------------|--------------------------|-----------------|--|
| Теоретические, HFSS (метод МКЭ) | 2,441 | 1,014 | 0,052 |
| Экспериментальные | 2,493 | 1,046 | 0,046 |
| Абсолютная погрешность | 0,052 | 0,032 | -0,005 |
| Относительная погрешность | 2,866 % | 3,059 % | -13,043 % |

Сравнительный анализ теоретических и экспериментальных результатов, приведенных в таблице 1, подтверждает адекватность метода МКЭ для проведения исследований различных конструктивных типов МПА (таблица 2).

Практический интерес представляет сравнительный анализ основных параметров различных конструкций МПА (центральная частота 10 ГГц), которые широко используются при реализации систем связи. Модификация конструктивных типов МПА идет по направлению создания излучателей в виде металлических структур правильной и неправильной формы, создания трехмерных (объемных) многослойных конструкций, совершенствования распределительных систем и использования новых материалов и технологий. Следует выделить следующие конструктивные типы МПА.

Системы вибраторов находят применение в длинноволновой части микроволнового диапазона. При условии прохождения сигналами одинаковых путей вибраторы целесообразно группировать в квадруполь, питание которых реализуется за счёт подводящих микрополосковых структур.

Полосковые антенны с резонансным возбуждением. Фазовращающие элементы в данных антеннах целесообразно выполнять в виде полуволновых симметрирующих петель.

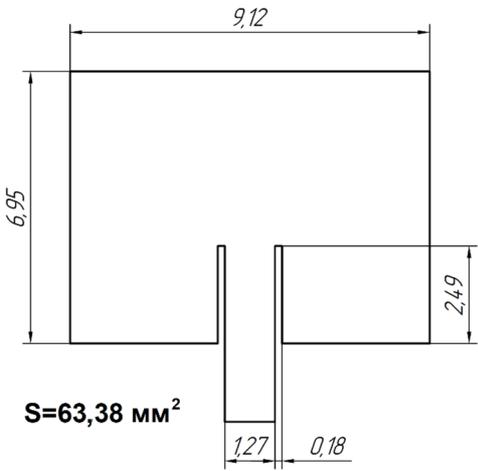
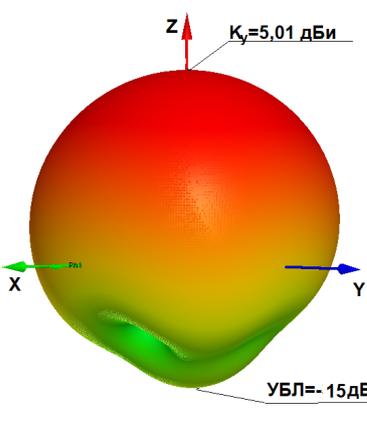
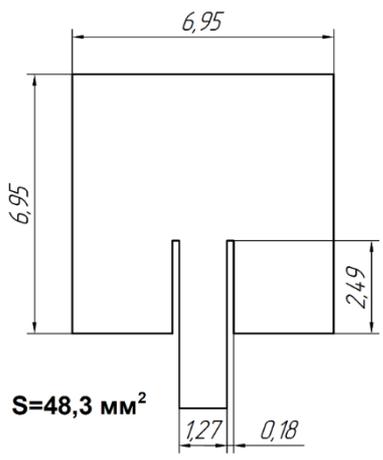
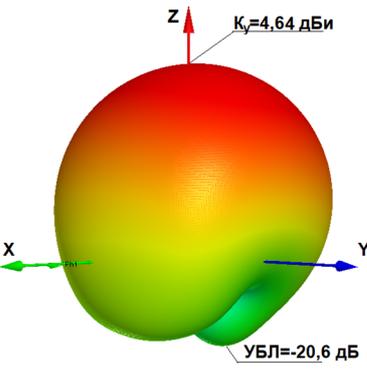
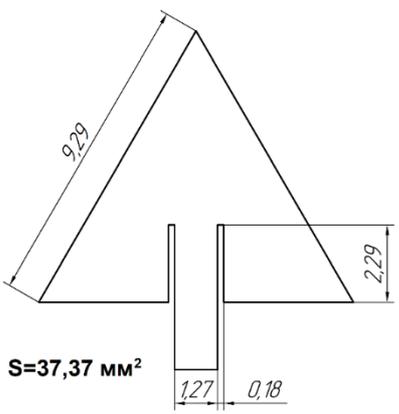
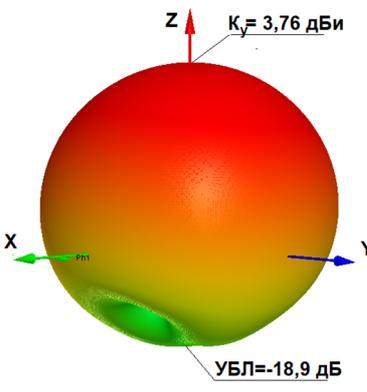
Печатная ромбическая антенна представляет собой диэлектрическую подложку с металлизацией в виде ромба на верхней поверхности, нижняя металлизированная поверхность подложки заземлена.

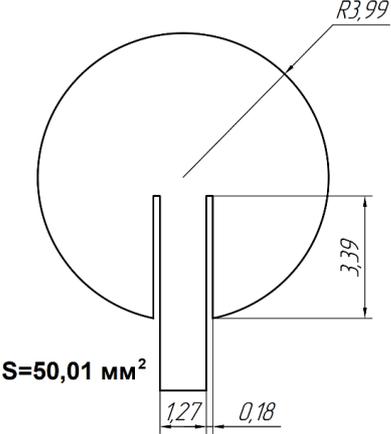
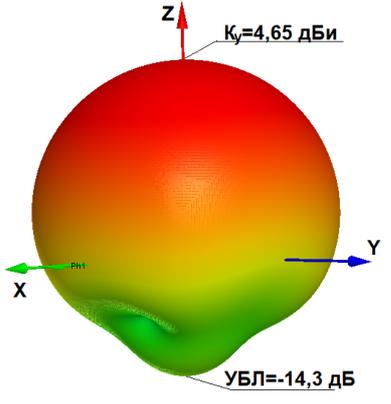
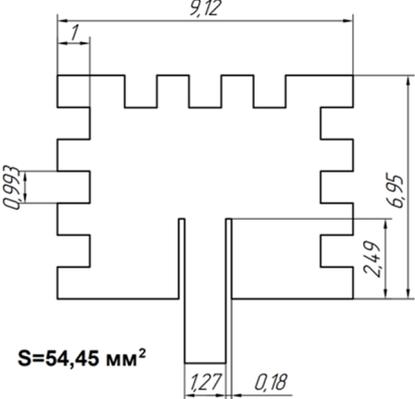
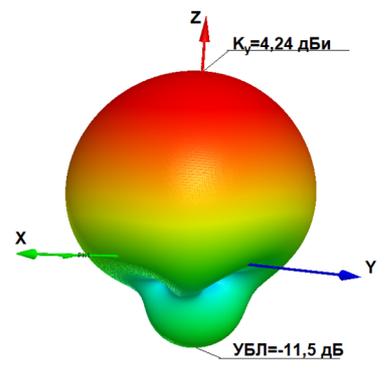
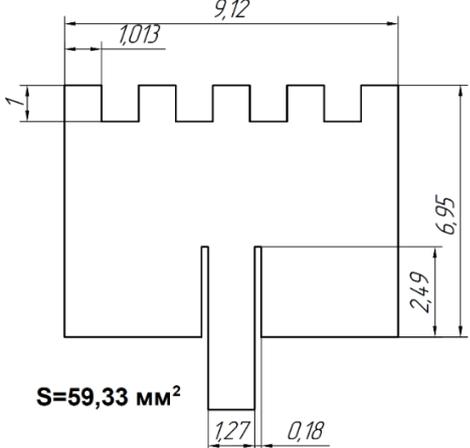
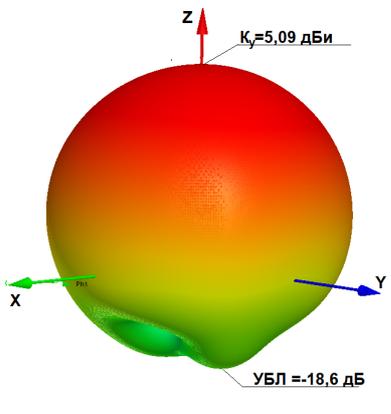
Щелевые решётки используются в диапазоне 5...10 ГГц. Щели, расположенные на одной из сторон экранной металлизированной поверхности, возбуждаются полосковым проводником.

Большое многообразие канонических 2D и 3D форм полосковых антенн (прямоугольные, квадратные, в виде окружности, треугольные, кольцевые и др.) [6, 9, 12, 14] расширяет возможности улучшения выходных характеристик (согласование входа, повышение широкополосности и коэффициента направленного действия). Поэтому исследование данного класса антенн на электродинамическом уровне с целью проведения сравнительного анализа является актуальной задачей.

В работе проведены исследования шести перспективных конструктивных вариантов МПА с использованием подложки из фольгированного стеклотекстолита FR4 (толщина подложки 0,76 мм, толщина проводников 0,03 мм, $\epsilon_r = 4,4$, $tg\delta = 0,02$). Результаты EM-моделирования данных МПА сведены в таблицу 2. Выходные параметры (f_0 , ГГц – центральная частота; КСВ – коэффициент стоячей волны; V_p % – полоса пропускания по уровню -10 дБ, УБЛ, дБ – уровень боковых лепестков) рассчитаны для шести вариантов МПА, с использованием математических моделей, полученных по технологии визуального моделирования [11].

Таблица 2 – Конструктивные типы и основные параметры шести МПА
 Table 2 – Design types and main parameters of six microstrip antennas

| № | Конструктивные типы МПА | 3-D диаграмма направленности | f_0 , ГГц; КСВ; V_n , % |
|---|--|---|-----------------------------------|
| 1 |  <p>$S=63,38 \text{ мм}^2$</p> |  <p>$K_\gamma=5,01 \text{ дБи}$ УБЛ=-15 дБ</p> | 10,00 1,02 3,9 |
| 2 |  <p>$S=48,3 \text{ мм}^2$</p> |  <p>$K_\gamma=4,64 \text{ дБи}$ УБЛ=-20,6 дБ</p> | 10,30 1,7 2,2 |
| 3 |  <p>$S=37,37 \text{ мм}^2$</p> |  <p>$K_\gamma=3,76 \text{ дБи}$ УБЛ=-18,9 дБ</p> | 9,99 1,16 2,5 |

| | | | |
|---|--|---|----------------------|
| 4 |  <p>$S=50,01 \text{ мм}^2$</p> |  <p>$K_{\gamma}=4,65 \text{ дБи}$ $\text{УБЛ}=-14,3 \text{ дБ}$</p> | 10,81 1,07 3,7 |
| 5 |  <p>$S=54,45 \text{ мм}^2$</p> |  <p>$K_{\gamma}=4,24 \text{ дБи}$ $\text{УБЛ}=-11,5 \text{ дБ}$</p> | 9,43 1,26 3,0 |
| 6 |  <p>$S=59,33 \text{ мм}^2$</p> |  <p>$K_{\gamma}=5,09 \text{ дБи}$ $\text{УБЛ}=-18,6 \text{ дБ}$</p> | 10,26 1,02 4,1 |

На рисунке 3 приведены зависимости выходных параметров шести конструктивных вариантов МПА от их номера в таблице 2. Наилучшие значения коэффициента усиления, ширины полосы пропускания и коэффициента стоячей волны получены для конструктивного варианта перфорированной прямоугольной МПА-6 ($K_{\gamma} = 5,09$ дБи, $V_{\text{п}} \% = 4,1$ дБ, КСВ = 1,02).

В то же время, по уровню боковых лепестков преимущество имеет квадратная МПА-2 УБЛ = -20,6 дБ, а по занимаемой площади предпочтение необходимо отдать треугольной МПА-3 $S = 37,37 \text{ мм}^2$. На второе место по значениям основных параметров следует поставить прямоугольную МПА-1: $K_{\gamma} = 5,01$ дБи, $V_{\text{п}} \% = 3,9$ дБ, КСВ = 1,02. Однако занимаемая площадь данной антенной составляет $63,38 \text{ мм}^2$ и является наибольшей среди шести исследуемых МПА.

Если рассматривать распределение силовых линий электрического поля на поверхности МПА (рисунок 1, б), то концентрация электрического поля значительно повышается на краю МПА по торцам «а» и «б». При этом перфорация МПА-6 увеличивает на 87,75 % ширину ан-

тенны по торцу «а», что приводит к повышению концентрации электрического поля и увеличению коэффициента усиления.

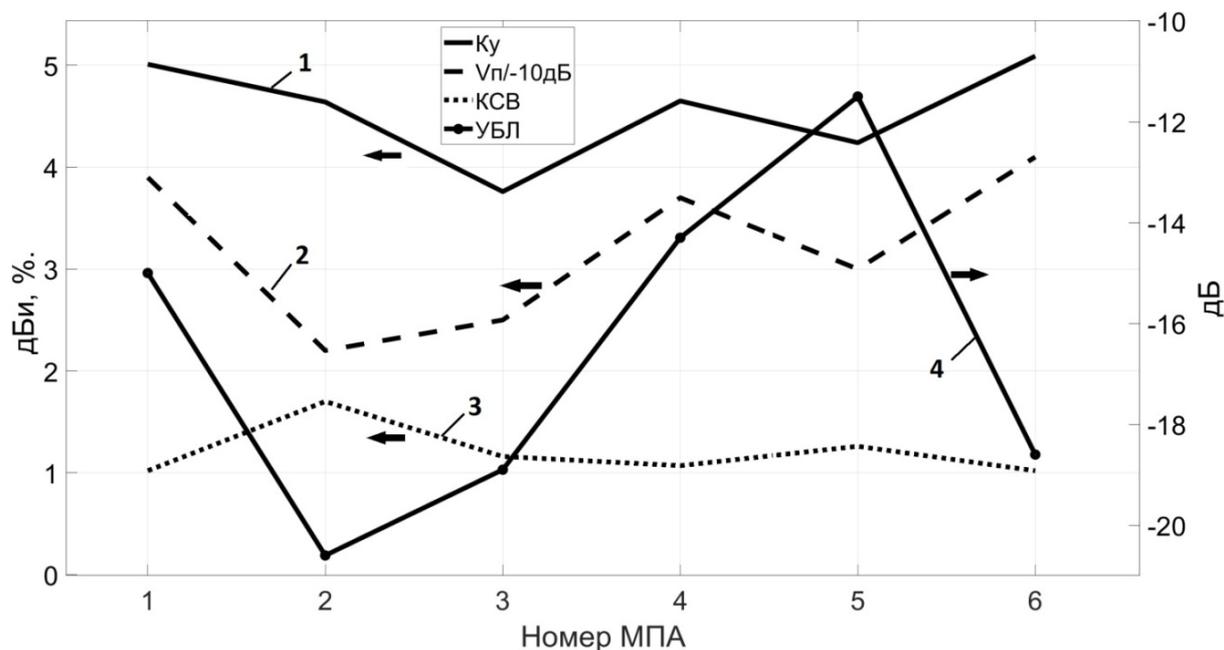


Рисунок 3 – Зависимость параметров МПА от номера конструктивного варианта (1 – прямоугольная МПА; 2 – квадратная МПА; 3 – треугольная МПА; 4 – круглая МПА; 5 – прямоугольная перфорированная с трех сторон; 6 – прямоугольная перфорированная с одной стороны):
 1 – K_u дБи; 2 – V_p %; 3 – KCB; 4 – УБЛ дБ

Figure 3 – Dependence of MA parameters on the number of a design option (1 – rectangular MA; 2 – square MA; 3 – triangular MA; 4 – round MA; 5 – rectangular perforated with three sides; 6 – rectangular perforated with one side):
 1 – K_u dBi; 2 – V_p %; 3 – SWR; 4 – UBL dB

Токи на торцевых стенках «а» и «б» синфазны и создают основное поле излучения, в то же время токи на боковых стенках вдоль длины L содержат противофазные участки распределения токов и незначительно участвуют в излучении поля. Это излучение создает кросс-поляризационную составляющую поля [14], которое снижает коэффициент усиления МПА-5, перфорированной по стенкам ортогональным торцам МПА «а» и «б».

Заключение

В работе предложен и апробирован алгоритм интеграции сложных современных вычислительных средств для объединения этапов синтеза и анализа с обоснованным выбором метода ЕМ-моделирования МПА.

Для подтверждения достоверности полученных результатов исследования методом конечных элементов сравнивались экспериментальные и теоретические результаты для квадратной патч-антенны. Решена конкретная задача сравнительного анализа шести перспективных МПА для использования в системах связи. Учитывая важность миниатюризации антенного полотна с точки зрения занимаемой площади решётки, можно отметить существенное преимущество треугольной антенны-3 ($S=37,37 \text{ мм}^2$). Сравнение МПА по основным показателям качества в X-диапазоне показывает, что прямоугольная перфорированная антенна-6 имеет преимущества по следующим параметрам: коэффициенту усиления 5,09 дБи, коэффициенту стоячей волны 1,02, ширина полосы пропускания по уровню -10 дБ 4,1 %. В то же время, в частности, по занимаемой площади треугольная МПА-3, на 30 % превосходит МПА-6, а максимальный уровень боковых лепестков у МПА-2 на 10 % меньше, чем у МПА-6. Рассмотренные конструктивные типы МПА дают возможность усовершенствовать архитектуру цифровых и аналоговых антенных систем связи. Использование разработанных компьютерных

3D EM-моделей шести резонаторов позволяет исследовать различные конструктивные варианты фильтров и согласующих устройств с целью улучшения основных характеристик [16].

Отметим, что применение МПА с учетом обоснованного выбора конструктивного варианта позволит эффективно решать задачи повышения защищенности летательных аппаратов за счет создания невыступающих бортовых антенн, повышения надежности антенн за счет снижения количества конструктивных элементов, повышения технологичности конструкций МПА, снижения затрат на производство антенн.

Библиографический список

1. **Гостюхин В. Л., Трусов В. Н., Гостюхин А. В.** Активные фазированные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2011. 303 с.
2. **Воскресенский Д. И., Канащенков А. И.** Активные фазированные антенные решетки. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
3. **Хансен Р. С.** Фазированные антенные решетки, 2-е издание. М.: Техносфера, 2012. 560 с.
4. **Резников Г. Б.** Антенны летательных аппаратов. Изд-во Советское радио, 1967. 415 с.
5. **Дмитриенко Г. В.** Проектирование полосковых устройств СВЧ: учеб. пособие; М-во образования Рос. Федерации. Ульян. гос. техн. ун-т. Ульяновск: УлГТУ, 2001. 112 с.
6. **Garg R., Bhartia Prakash, Bahl Inder.** Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, 2001. 875 p.
7. **Дмитриев Е. Е.** Основы моделирования в Microwave Office. 2009. 174 с.
8. **Мительман Ю. Е.** Автоматизированное проектирование микроволновых устройств в HFSS. Учебное электронное текстовое издание, 2012. 63 с.
9. **Balanis C. A.** Antenna theory: analysis and design (3rd ed). 2005. 1074 p.
10. **Majed Mohammed B.** Design a square microstrip patch antenna at 2.4 ghz, and comparison between unslotted and slotted version. Journal of Theoretical and Applied Information Technology. 20th September 2015, vol. 79, no. 2, pp. 231-235.
11. **Банков С. Е., Курушин А. А., Розевиг В. Д.** Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ-структур с помощью HFSS / Под ред. С. Е. Банкова Изд. 2-е, доп. М.: СОЛОН-Пресс, 2012. 216 с.
12. **Girish Kumar, K. P. Ray** «Broadband Microstrip Antennas», Artech House antennas and propagation library, 2003, 432 с.
13. Agilent FieldFox № 9917A. [Электронный ресурс].
URL:https://www.meratest.ru/produksiya/radioizmeritelnie_pribori/analizatori_spektra/product/n9917a_portativniy_svch_analizator_fieldfox_18_ggts/.
14. **Панченко Б. А., Нефедов Е. И.** Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986, 144 с.
15. **Розевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А.** Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В. Д. Розевиг. М.: Солон-Пресс, 2003, 496 с.
16. **Васильев Е. П., Нгуен Данг Хоп, Лыу Тхань Дат.** Полосовой фильтр на связанных микрополосковых линиях с двумя секторными резонаторами // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2021. № 75. С. 15-23.

UDC 621.396.67

NUMERICAL ANALYSIS OF DESIGN OPTIONS OF MINIATURE RADAR RESONANT ELEMENTS

E. P. Vasiliev, Dr. Sc. (Tech.), full professor, Department of Space Technologies, RSREU, Ryazan, Russia; orcid.org/0000-0003-2747-7012, e-mail: evasiliev48@mail.ru

D. H. Nguyen, post-graduate student, RSREU, Ryazan, Russia; orcid.org/0000-0002-2456-5220, e-mail: danghoprzn@mail.ru

*The designs of six compact resonant elements for communication systems of moving objects in the centimeter range are considered. A study of design options for resonant elements using electrodynamic finite element method is carried out. **The aim of the work** is to study various design solutions of resonant elements*

for the purpose of a comparative analysis of main quality indicators (gain, bandwidth, standing wave ratio, side lobes level and dimensions). An algorithm to integrate modern computing tools for modeling patch antennas is proposed and tested. The correctness of the simulation results is confirmed by a comparative analysis of the experimental results with the data of computer calculations obtained using finite element method in X-band.

Key words: resonator, electrodynamic simulation, computer experiment, X-band, communication systems, algorithm, design options, HFSS, gain, bandwidth, standing wave ratio, side-lobe level.

DOI: 10.21667/1995-4565-2023-84-3-14

References

1. **Gostyukhin V. L., Trusov V. N., Gostyukhin A. V.** Aktivnyye fazirovannyye antenyne reshetki. Moscow: Radiotekhnika. 2011, 303 p. (in Russian).
2. **Voskresenskiy D. I., Kanashchenkov A. I.** Aktivnyye fazirovannyye antenyne reshetki Moscow: Radiotekhnika. 2004, 488 p. (in Russian).
3. **Khansen R. S.** Fazirovannyye antenyne reshetki, 2-e izdaniye. Moscow: Tekhnosfera, 2012, 560 p. (in Russian).
4. **Reznikov G. B.** Anteny letatel'nykh apparatov. Izd-vo Sovetskoye radio, 1967, 415 p. (in Russian).
5. **Dmitriyenko G. V.** *Proyektirovaniye poloskovykh ustroystv SVCH: ucheb. posobiye*; M-vo obrazovaniya Ros. Federatsii. Ul'yan. gos. tekhn. un-t. Ul'yanovsk: UIGTU, 2001, 112 p. (in Russian).
6. **Garg R., Bhartia Prakash, Bahl Inder.** *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001, 875 p.
7. **Dmitriyev E. E.** *Osnovy modelirovaniya v Microwave Office*. 2009, 174 p. (in Russian).
8. **Mitel'man Y. E.** *Avtomatizirovannoye proyektirovaniye mikrovolnovykh ustroystv v HFSS*. Uchebnoye elektronnoye tekstovoye izdaniye, 2012, 63 p. (in Russian).
9. **Balanis C. A.** *Antenna theory: analysis and design* (3rd ed), 2005, 1074 p.
10. **Majed Mohammed B.** Design a square microstrip patch antenna at 2.4 ghz, and comparison between unslotted and slotted version. *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*. 20th September 2015, vol. 79, no. 2, pp. 231-235.
11. **Bankov S. Ye., Kurushin A. A., Razevig V. D.** *Analiz i optimizatsiya trekhmerykh SVCH-struktur s pomoshch'yu HFSS* / Pod red. S. Ye. Bankova. Izd. 2-ye, dopolnennoye. Moscow: SOLON-Press, 2012, 216 p. (in Russian).
12. **Girish Kumar, K. P. Ray.** *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House antennas and propagation library, 2003, 432 p.
13. Agilent FieldFox № 9917A. [Elektronnyy resurs].
URL: https://www.meratest.ru/produksiya/radioizmeritelnie_pribori/analizatori_spektra/product/n9917a_portativniy_svch_analizator_fieldfox_18_ggts/.
14. **Panchenko B. A., Nefedov Ye. I.** *Mikropoloskovyye anteny*. Moscow: Radio i svyaz', 1986, 144 p. (in Russian).
15. **Rozevig V. D., Potapov Yu. V., Kurushin A. A.** *Proyektirovaniye SVCH ustroystv s pomoshch'yu Microwave Office*. Pod red. V. D. Rozevig. M.: Solon-Press, 2003, 496 p. (in Russian).
16. **Vasil'ev E.P., Nguen Dang Hop, Lyu Than' Dat.** Polosovoj fil'tr na svyazannykh mikro-poloskovykh liniyah s dvumya sektornymi rezonatorami. *Vestnik Rjazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2021, no. 75, pp. 15-23. (in Russian).