

УДК 621.396.67

DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-32-43

© Д. Ю. Багринцев, С. В. Коцулевский

Академия ФСО России, Орел, Российская Федерация

### МОДЕЛИРОВАНИЕ ФРАГМЕНТОВ ДВУХДИАПАЗОННОЙ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ

Рассмотрены теоретические и практические вопросы моделирования двухдиапазонной микрополосковой антенны для работы в диапазонах частот 2,4 и 5,5 ГГц. Посредством расчета и комбинаций различного возможного взаимного расположения излучающих элементов для указанных диапазонов частот были найдены фрагменты микрополосковой антенны, удовлетворяющие заданным условиям. Моделирование излучающих элементов и фрагмента антенны производилось с помощью среды проектирования антенн и СВЧ-устройств HFSS Ansys.

**Ключевые слова:** микрополосковые антенны СВЧ, коэффициент направленного действия, САПР HFSS Ansys.

**Для цитирования:** Багринцев Д. Ю., Коцулевский С. В. Моделирование фрагментов двухдиапазонной микрополосковой антенны // Техника радиосвязи. 2019. Вып. 3 (42). С. 32–43. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-32-43.

© D. Yu. Bagrintsev, S. V. Kotsulevskiy

Academy FGS of Russia, Orel, Russian Federation

### MODELING OF FRAGMENTS OF A DUAL-BAND MICROSTRIP ANTENNA

Theoretical and practical issues of modeling a dual-band microstrip antenna for operation in the frequency bands 2,4 and 5,5 GHz are considered. By calculating and combining various possible relative positions of the radiating elements for the indicated frequency ranges, fragments of the microstrip antenna were found that satisfy the specified conditions. The radiating elements and the antenna fragment were simulated using the antenna design medium and HFSS Ansys microwave devices.

**Keywords:** VHF microstrip antennas, directivity factor, HFSS Ansys CAD.

**For citation:** Bagrintsev D. Yu., Kotsulevskiy S. V. Modeling of fragments of a dual-band microstrip antenna // Radio communication technology. 2019. Iss. 3 (42), pp. 32–43. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-32-43.

#### Введение

На современном этапе развития средств связи системы широкополосного беспроводного доступа (ШБД) получили широкое распространение не только в системах связи общего пользования, но и в системах связи различных силовых структур и ведомств.

Широкое применение средств ШБД объясняется тем, что они имеют простую конструкцию и небольшие массогабаритные показатели, при этом обладают высокой пропускной способностью, обеспечивая передачу и прием широкополосных сигналов. На основе использования таких средств можно получить достаточно гибкую архитектуру сети связи.

Средства ШБД могут работать в двух диапазонах частот, но для этого используются отдельные антенны в каждом диапазоне. Для уменьшения количества антенн можно использовать двухдиапазонную антенную систему планарной структуры, которая при интеграции с приемопередающим модулем, работающим в двух диапазонах частот, позволит оперативно изменять используемый диапазон частот (без смены антенных устройств), а также при необходимости увеличивать пропускную способность на одном направлении связи за счет одновременного использования двух диапазонов частот. Таким образом, разработка двухдиапазонной микрополосковой антенны (МПА) является актуальной задачей.

Проектирование фрагментов двухдиапазонной МПА из четырех излучающих элементов в каждом диапазоне разделим на этапы:

- 1) расчет геометрических размеров элементов МПА для каждого диапазона частот на основе приближенных формул;
- 2) проверка путем моделирования элементов антенны в программной среде автоматического проектирования антенн и СВЧ-устройств HFSS Ansys;
- 3) выбор способа размещения четырех полученных излучающих элементов относительно друг друга для получения максимального коэффициента направленного действия (КНД) в каждом диапазоне частот с обеспечением заданных требований по уровню боковых лепестков (УБЛ) не более – 15 дБ.
- 4) исследование зависимости КНД и УБЛ при изменении расстояния между излучающими элементами и интегрировании полученных фрагментов в обоих диапазонах частот.

#### **Математический аппарат для расчета геометрических размеров элементов МПА на основе приближенных формул**

Расчет геометрических размеров элементов МПА производится с учетом рабочего диапазона длин волн и материала диэлектрика, а также его толщины. В зависимости от длины излучаемой волны и относительной диэлектрической проницаемости подложки, ее оптимальная толщина  $h$  определяется с учетом предъявляемых массогабаритных и энергетических требований исходя из следующего условия [1]:

$$\lambda(0,01) \leq h \leq \lambda(0,1). \quad (1)$$

Изменяя толщину выбранного диэлектрика в пределах условия (1), можно добиться компромиссного значения между минимизацией излучения поверхностных волн подложкой и полосой рабочих частот излучающего элемента. После того как выбран материал диэлектрика и определена его толщина, длина резонансной стороны микрополоскового элемента рассчитывается по формуле [2]:

$$\alpha = \lambda / \sqrt{2 + 2\varepsilon}, \quad (2)$$

где  $\lambda$  – длина волны,  $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Размер неизлучающей стороны также зависит от длины излучаемой волны и относительной диэлектрической проницаемости подложки и равен [3]:

$$b = \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} - 2\Delta b, \quad (3)$$

где  $\varepsilon_{\text{эф}}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость подложки;  $\Delta b$  – коэффициент, учитывающий эффект укорочения стороны элемента. Они рассчитываются по формулам:

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{\varepsilon+1}{2} + \frac{\varepsilon-1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+12 \cdot \frac{h}{a}}}, \quad (4)$$

$$\Delta b = 0,412 \cdot h \cdot \frac{\varepsilon_{\text{эф}}+0,3 \cdot \frac{a}{h}+0,264}{\varepsilon_{\text{эф}}-0,258 \cdot \frac{a}{h}+0,8}, \quad (5)$$

Для равномерного распределения токов и постоянства электрического поля в раскрыве антенны необходимо обеспечить подведение сигнала к излучающему элементу в определенной точке, расстояние до которой от края средней части элемента неизлучающей стороны определяется выражением [2]:

$$y_0 = \frac{a \cdot \cos \sqrt{2 \cdot Z_{\text{вх}} \cdot \sigma}}{\pi}, \quad (6)$$

где  $Z_{\text{вх}} = 50$  Ом – входное сопротивление микрополосковой линии (МПЛ), обеспечивающей подачу информационного сигнала к излучающему элементу;  $\sigma$  – проводимость излучающего элемента, которая определяется по формуле [2]:

$$\sigma = \frac{\pi}{377} \cdot \frac{a}{\lambda}. \quad (7)$$

При выборе необходимой толщины проводящих микрополосковых элементов необходимо учесть влияние скин-слоя, величина которого будет зависеть от рабочей частоты антенны. Исходя из этого, толщина основного проводящего слоя должна быть в 2–5 раз больше толщины скин-слоя. В конструктивных нормах приняты следующие значения толщины микрополосковых плат: до 300 МГц – не менее 15 мкм, до 2 ГГц – не менее 12 мкм, в диапазоне 2–8 ГГц – не менее 6 мкм. В практической реализации выбор конкретной толщины проводящего слоя будет зависеть от используемой технологии изготовления микрополосковых устройств [3].

Для расчета ширины МПЛ, расстояния между излучающими элементами, ширины полосы частот и ширины диаграммы направленности по половинной мощности, а также коэффициента усиления антенны необходимо произвести расчет характеристик: волнового сопротивления излучающего элемента, коэффициента стоячей волны (КСВ) антенны, коэффициента отражения антенны ( $\Gamma$ ), коэффициента направленного действия антенны ( $D_0$ ).

Волновое сопротивление элемента вычисляется по формуле [4]:

$$Z_0 = \frac{59,95}{\sqrt{0,475 \cdot \varepsilon + 0,67}} \ln \left( \frac{4 \cdot h}{0,536 \cdot W + 0,67 \cdot T} \right), \quad (8)$$

где  $T = 0,035$  мм – толщина микрополосковой линии/

Ширина МПЛ  $W$  рассчитывается в зависимости от  $\varepsilon_{\text{эф}}$  и  $Z_{\text{вх}}$  с учетом следующих условий [4].

Если  $Z_{\text{в}} \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} \leq 132$  Ом, то толщина МПЛ определяется следующим соотношением [4]:

$$\frac{W}{h} = \frac{120\pi}{Z_B \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} - 2 \left[ \ln \left( \frac{120\pi^2}{Z_B \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} - 2 \ln 2 \right) + 1 \right] / \pi. \quad (9)$$

Если  $Z_B \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} > 132$  Ом, то толщина МПЛ определяется формулой [4]:

$$W/h = 8e^{-2\pi \frac{Z_B \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}{120\pi}}. \quad (10)$$

Излучающие элементы МПА, как правило, размещаются в виде прямоугольной или гексагональной (треугольной) структуры, в узлах которой находятся микрополосковые элементы антенны.

Для обеспечения отсутствия дифракционных максимумов высших порядков, при размещении излучающих элементов в узлах прямоугольной сетки необходимо, чтобы расстояние между излучателями удовлетворяло условию [4]:

$$d < \frac{m-1}{m} \cdot \frac{\lambda}{1+|\sin \theta_{\text{max}}|}, \quad (11)$$

где  $\lambda$  – длина волны;  $\theta_{\text{max}}$  – максимальный угол отклонения луча;  $m$  – количество излучающих элементов.

При гексагональном размещении излучающих элементов соответствующее условие имеет вид [4]:

$$d \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\lambda}{1+\sin \theta_{\text{max}}}. \quad (12)$$

КСВ характеризует качество согласования нагрузки с линией подведения сигнала и рассчитывается по формуле

$$\text{КСВ} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}. \quad (13)$$

Зная значения входного волнового сопротивления ( $Z_0$ ) излучающих элементов и волнового сопротивления линии подведения сигнала к излучающему элементу ( $Z_{\text{вх}}$ ), можно вычислить модуль коэффициента отражения, который характеризует степень согласования МПЛ и излучающего элемента по формуле [5]:

$$\Gamma = \left| \frac{Z_{\text{вх}} - Z_0}{Z_{\text{вх}} + Z_0} \right|. \quad (14)$$

При равномерном и синфазном распределении векторов электрической напряженности поля КНД определяется из следующего выражения [6]:

$$D_0 = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \eta, \quad (15)$$

где  $\eta$  – КПД микрополосковой антенны

Учитывая вышесказанное и полагая, что побочные лепестки главных максимумов отсутствуют, коэффициент усиления равен [6]:

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi)[1 - |\Gamma(\theta, \varphi)|^2]. \quad (16)$$

Ширина диаграммы направленности по половинной мощности определяется формулой [7]:

$$\Delta\theta_{0,5} \approx 0,88 \frac{\lambda}{md} \cdot \frac{1}{\cos \theta_{\text{max}}}. \quad (17)$$

По известной величине общей проводимости МПА рассчитаем добротность антенны [8]:

$$Q = \frac{kbY_0}{2\sigma\cos^2(k\Delta b)}, \quad (18)$$

где  $Y_0 = a/b\sqrt{\varepsilon/\mu}$  – проводимость диэлектрической подложки.

Рабочая полоса частот определяется по формуле

$$\Delta f = (KCB - 1)/Q\sqrt{KCB}. \quad (19)$$

При проведении расчетов была взята подложка с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 2,5$  с толщиной  $h = 2$  мм, с учетом данных значений были вычислены размеры излучающих элементов для частот 2,4 и 5,5 ГГц, значения которых составили  $47 \times 47$  и  $21 \times 45$  мм соответственно. Ширина микрополосковой линии (МПЛ), подводящей сигнал к излучающему элементу, равна 5,2 мм. Точка, к которой доводится информационный сигнал, находится по центру излучающего элемента на расстоянии 15 и 6,7 мм от края неизлучающей стороны в диапазонах 2,4 и 5,5 ГГц соответственно.

Максимальные расстояния между излучающими элементами в диапазоне 2,4 ГГц равны 55 и 39 мм для прямоугольной и гексагональной структур МПА соответственно. В диапазоне 5,5 ГГц для прямоугольной и гексагональной структур МПА эти расстояния равны 25 и 39 мм соответственно.

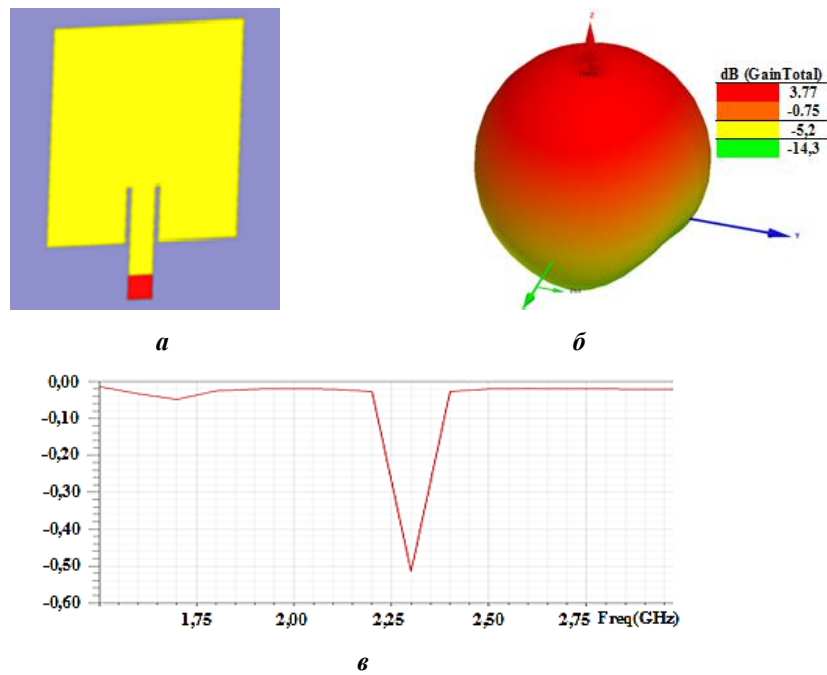
Рассчитанное волновое сопротивление элемента в диапазоне 2,4 ГГц равно 50,6 Ом, в диапазоне 5,5 ГГц – 15 Ом; коэффициент усиления для четырехэлементного фрагмента прямоугольной структуры в диапазоне 2,4 ГГц равен 8,2 дБ, а в диапазоне 5,5 ГГц для гексагональной структуры равен 11,6 дБ; ширина диаграммы направленности по половинной мощности в диапазоне 2,4 ГГц равна  $40^\circ$ , в диапазоне 5,5 ГГц –  $29^\circ$ .

#### **Моделирование элементов и фрагментов МПА в программной среде автоматического проектирования антенн и СВЧ-устройств HFSS Ansys**

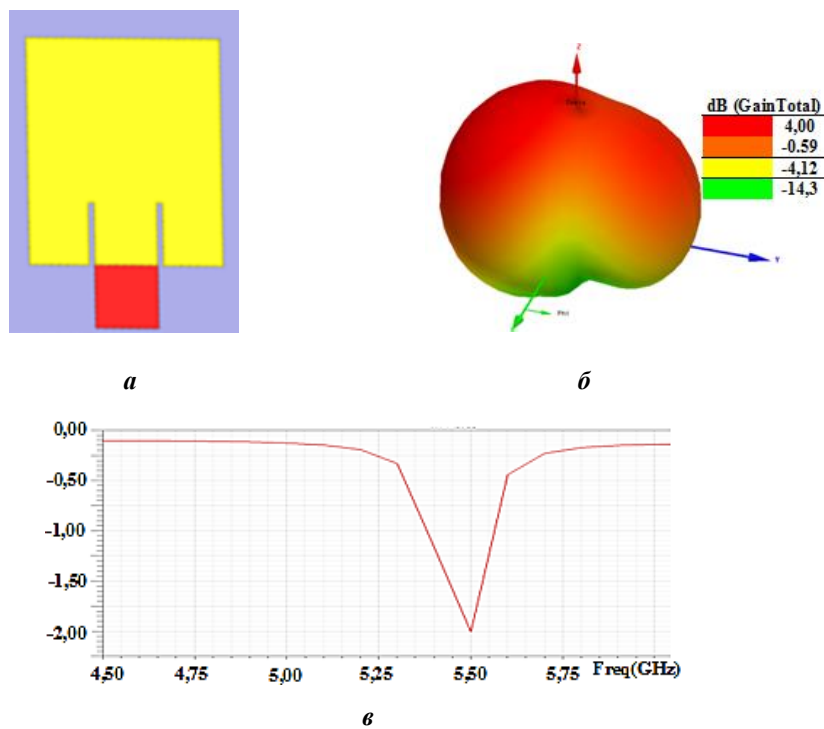
После вычисления всех параметров было проведено моделирование в среде автоматического проектирования антенн и СВЧ-устройств HFSS Ansys единичного излучающего элемента в каждом диапазоне с учетом получения максимального коэффициента усиления и минимального УБЛ. Определены их оптимальные размеры:

- для диапазона 2,4 ГГц –  $47 \times 40$  мм (рис. 1);
- для диапазона 5,5 ГГц –  $20 \times 17$  мм (рис. 2).

Смоделированные элементы обеспечивают коэффициент усиления, равный 3,7 и 4 дБ для диапазонов частот 2,4 и 5,5 ГГц соответственно, что является удовлетворительным показателем для единичного элемента в сравнении с другими МПА данных диапазонов. Далее в ходе имитационного моделирования были проведены предварительные исследования зависимости энергетических характеристик от взаимного расположения четырех элементов МПА для диапазонов частот 2,4 и 5,5 ГГц при размещении излучающих элементов в узлах прямоугольной (рис. 3) и гексагональной сеток (рис. 4).



**Рис. 1.** Излучающий элемент диапазона 2,4ГГц:  
*a* – внешний вид; *б* – объемная диаграмма излучения; *в* – коэффициент отражения по выходу



**Рис. 2.** Излучающий элемент диапазона 5,5ГГц:  
*a* – внешний вид; *б* – объемная диаграмма излучения; *в* – коэффициент отражения по выходу

При предварительном моделировании в программной среде автоматического проектирования антенн и СВЧ-устройств HFSS Ansys для прямоугольной структуры наилучшие значения были получены при размещении элементов, как показано на рис 3, в. Расстояния между элементами для диапазона 2,4 ГГц равны 50 мм по оси X и 30 мм по оси Y, а для диапазона 5,5 ГГц – 18 мм по оси X и 14 мм по оси Y.

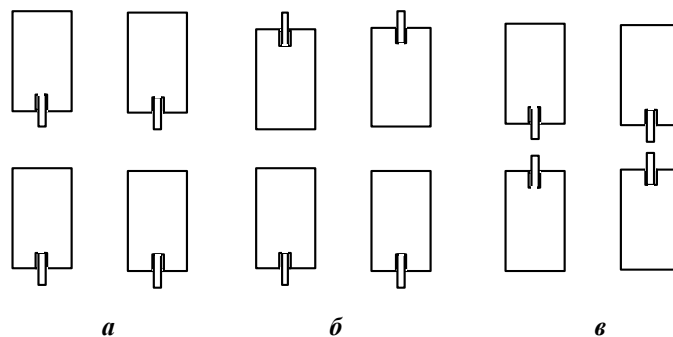


Рис. 3. Варианты размещения четырех элементов МПА прямоугольной структуры

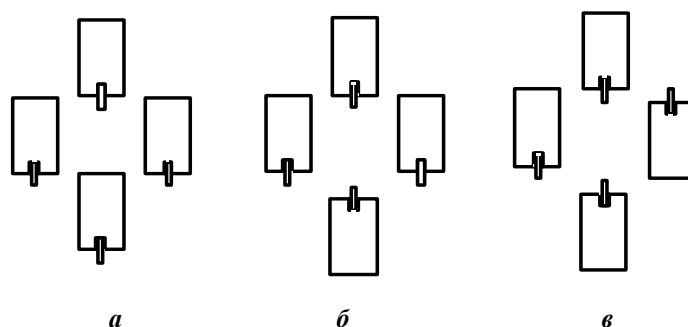


Рис. 4. Варианты размещения четырех элементов МПА гексагональной структуры

Аналогично было проведено предварительное моделирование и для гексагональной структуры, при этом наилучшие показатели были получены при расположении элементов, как показано на рис. 4, б. Расстояния между элементами для диапазона 2,4 ГГц равны 50 мм по оси X и 30 мм по оси Y, а для диапазона 5,5 ГГц – 42,5 мм по оси X и 26 мм по оси Y.

Результат интегрирования четырех излучающих элементов для диапазона частот 2,4 ГГц представлен на рис. 5, 6 для прямоугольной и гексагональной структур соответственно. На них изображены визуальная модель получившейся МПА, объемная диаграмма направленности и коэффициент отражения по выходу.

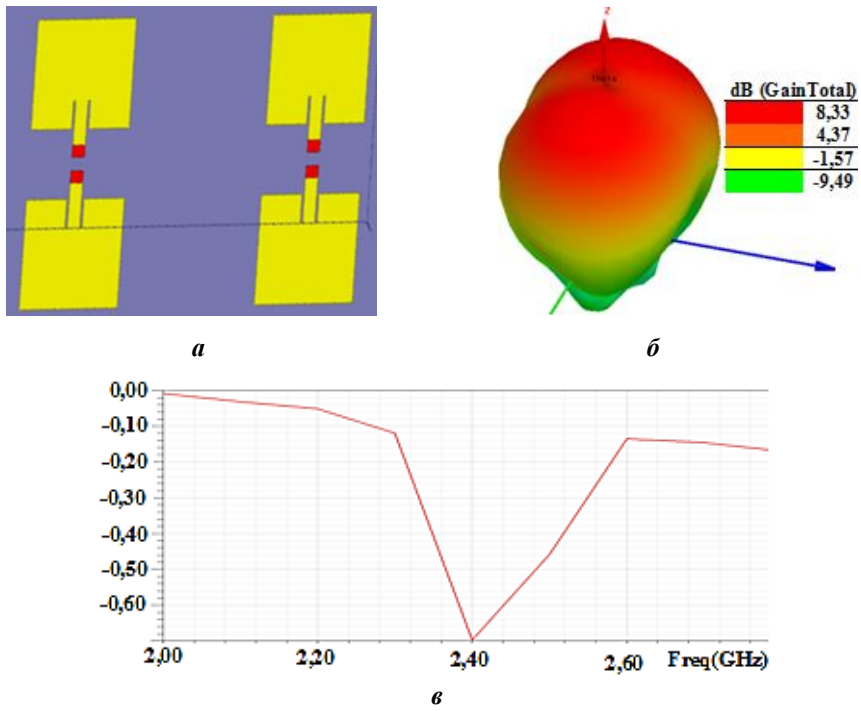


Рис. 5. Четырехэлементная МПА прямоугольной структуры диапазона 2,4 ГГц: *a* – внешний вид; *б* – объемная диаграмма излучения; *в* – коэффициент отражения по выходу

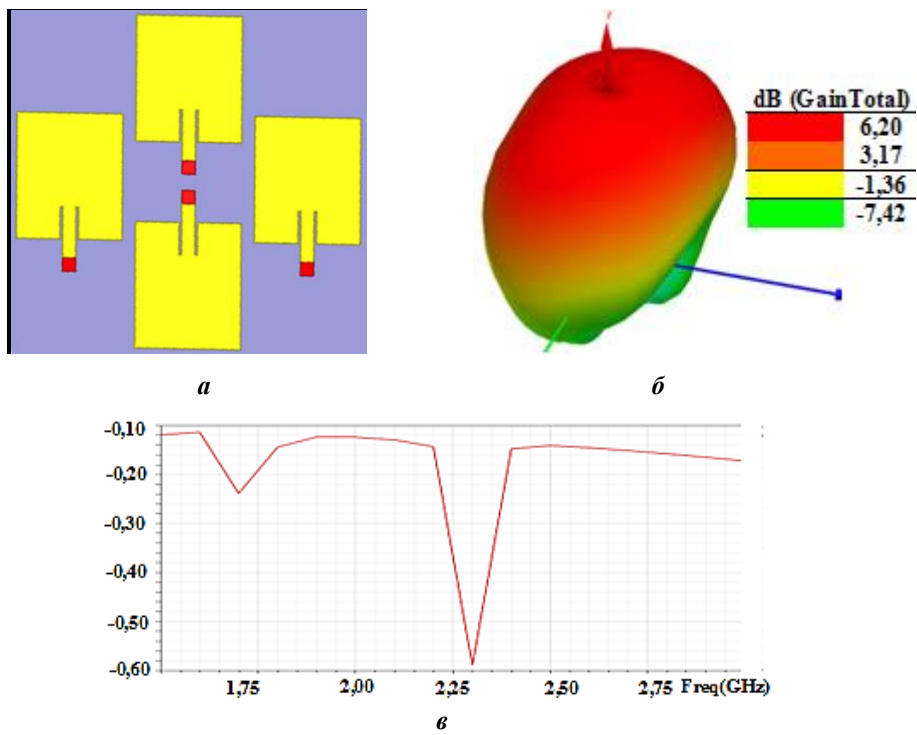
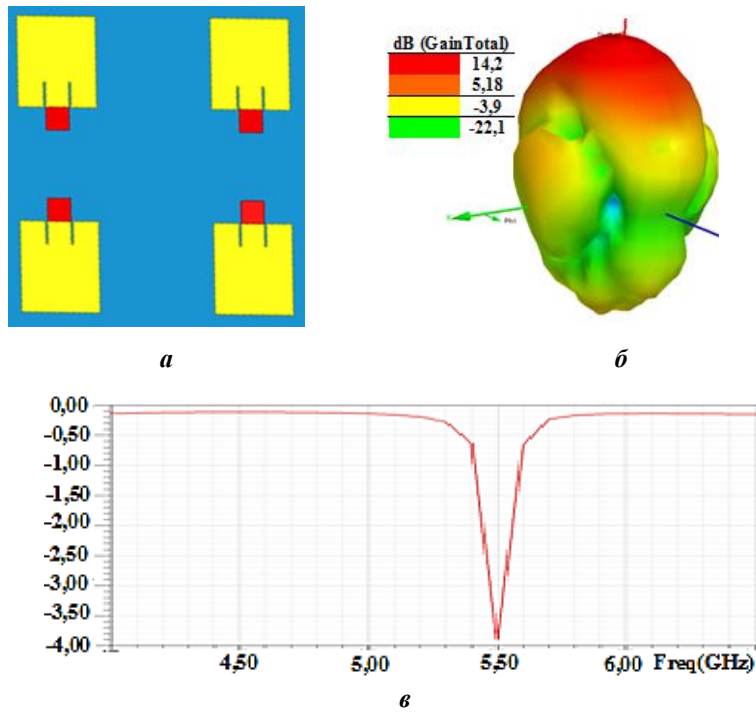
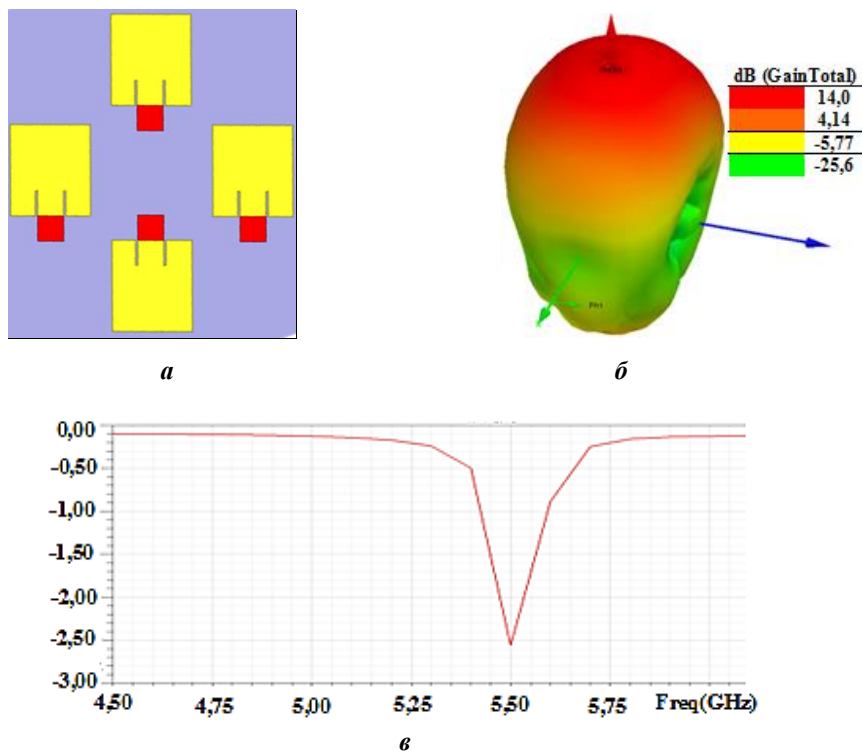


Рис. 6. Четырехэлементная МПА гексагональной структуры диапазона 2,4 ГГц: *a* – внешний вид; *б* – объемная диаграмма излучения; *в* – коэффициент отражения по выходу





**Рис. 7.** Четырехэлементная МПА прямоугольной структуры диапазона 5,5 ГГц: *a* – внешний вид; *б* – объемная диаграмма излучения; *в* – коэффициент отражения по выходу



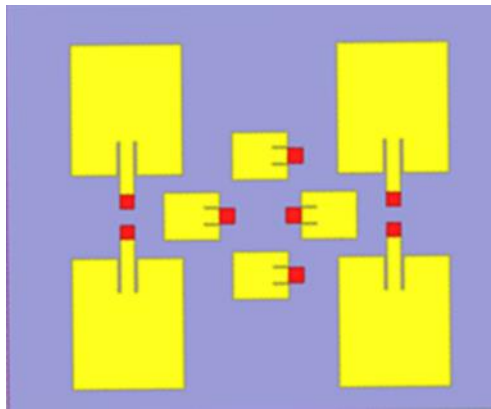
**Рис. 8.** Четырехэлементная МПА гексагональной структуры диапазона 5,5 ГГц: *a* – внешний вид; *б* – объемная диаграмма излучения; *в* – коэффициент отражения по выходу

Коэффициент усиления четырехэлементной МПА при моделировании равен для прямоугольной структуры 8,3 дБ и для гексагональной – 6,2 дБ диапазона частот 2,4 ГГц, при этом данные моделирования совпадают с расчетами, проведенными ранее.

Аналогичный результат интегрирования четырех излучающих элементов для диапазона частот 5,5 ГГц представлен на рис. 7 и 8.

Коэффициент усиления четырехэлементной МПА для прямоугольной структуры равен 14,2 и 14 дБ для гексагональной структуры диапазона частот 5,5 ГГц, при этом данные моделирования не сильно отличаются от расчетных.

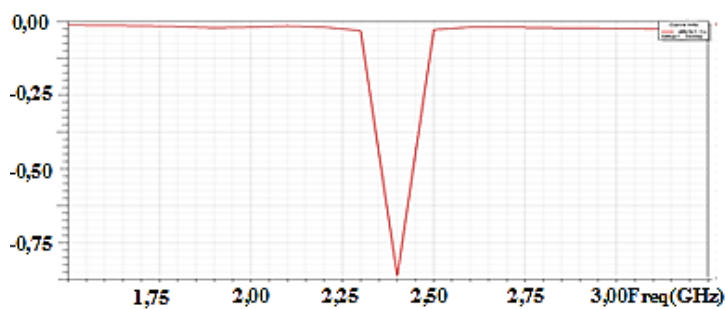
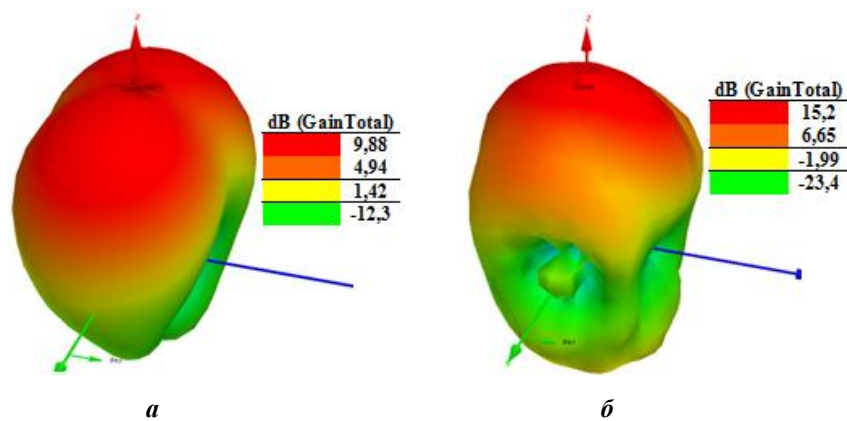
Взаимное расположение фрагментов МПА в диапазонах частот 2,4 и 5,5 ГГц необходимо производить с учетом размеров излучающих элементов и расстояний между ними. Из полученных данных рационально использование прямоугольной структуры на частоте 2,4 ГГц и гексагональной структуры на частоте 5,5 ГГц (рис. 9).



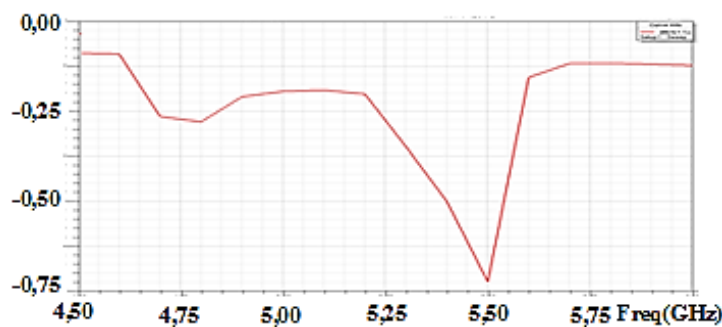
**Рис. 9.** Двухдиапазонная четырехэлементная МПА

В результате моделирования при интегрировании четырех излучающих элементов для диапазонов частот 2,4 и 5,5 ГГц, в соответствии с рис. 9, были получены результаты, представленные на рис. 10.

Коэффициент усиления в диапазоне частот 5,5 ГГц получен 9,8 дБ (рис. 10, а) при УБЛ, не превышающем заявленных требований, коэффициент отражения по выходу удовлетворяет заданному диапазону частот (рис. 10, б). Аналогично коэффициент усиления в диапазоне частот 2,4 ГГц получен 15,2 дБ (рис. 10, в) при УБЛ, не превышающем заявленных требований, коэффициент отражения по выходу удовлетворяет заданному диапазону частот (рис. 10, г).



в



г

**Рис. 10.** Двухдиапазонная четырехэлементная МПА:  
*a* – объемная диаграмма излучения диапазона 2,4 ГГц; *б* – объемная диаграмма излучения диапазона 5,5 ГГц; *в* – коэффициент отражения по выходу диапазона 2,4 ГГц; *г* – коэффициент отражения по выходу 5,5 ГГц

### Закключение

Полученные результаты моделирования в целом совпадают с результатами аналитических расчетов, при этом погрешность составляет не более 7 %, что соответствует данным, заявленным разработчиками среды автоматического проектирования антенн и СВЧ-устройств HFSS Ansys.

Таким образом, на основе проведенного моделирования фрагмента МПА, состоящего из четырех элементов, можно перейти к дальнейшему наращиванию числа таких фрагментов обоих диапазонов частот с соединением их МПЛ с уче-

том обеспечения требований по УБЛ. Увеличение числа фрагментов до четырех, восьми, двенадцати, шестнадцати и т. д. предназначено для получения антенной решетки с требуемым коэффициентом усиления. Дальнейшим направлением исследования будет анализ возможности получения сканирующей антенны и ее характеристик на основе полученных фрагментов антенн за счет использования управляемых фазовращателей, установленных на входе каждого фрагмента.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. *Бочаров В. С., Генералов А. Г., Гаджиев Э. В.* Разработка прямоугольной микрополосковой антенны метрового диапазона (150 МГц) для применения на космическом аппарате «ионосфера» // Вопросы электромеханики. Т. 136. 2013.
2. *Панченко Б. А., Нефедов Е. И.* Микрополосковые антенны. М. : Радио и связь, 1986. 144 с.
3. *Малорадский А. Г., Явич Л. Р.* Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М. : Сов. радио, 1972. 232 с.
4. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С. И. Бахарев [и др]; под ред. В. И. Вольмана. М. : Радио и связь, 1982. 328 с.
5. *Girish Kumar, Ray K. P.* Broadband microstrip antennas// Antennas and propagation library. Artech house, 2003, 432 p.
6. *Сазонов Д. М.* Антенны и устройства СВЧ: учеб. для радиотехнич. спец. вузов. М. : Высш. шк., 1988. 432 с.
7. *Бова Н. Т., Резников Г. Б.* Антенны и устройства СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. Киев : Вища школа. Головное изд-во, 1982. 278 с.
8. *Поуторжков О. М., Воробьева З. М.* Печатные микрополосковые антенны (по данным зарубеж. печати за 1965–1982 гг.). М. : ЦНИИ «Электроника», 1982. 54 с.

#### Сведения об авторах

**Багринцев Дмитрий Юрьевич**, канд. техн. наук, доцент, сотрудник Академии ФСО России. E-mail: d.bagrintseff@yandex.ru.

**Коцулевский Сергей Вадимович**, курсант Академии ФСО России. E-mail: seriy\_552@bk.ru.

*Поступила в редакцию:* май 2019 г.

*Рецензирование:* июнь 2019 г.

*Принята в печать:* август 2019 г.