

11;15

Широкополосная микрополосковая антенна с полосно-пропускающим фильтром на шпильковых резонаторах

© Б.А. Беляев¹⁻³, А.С. Волошин^{1,2}, Н.В. Морозов⁴, Р.Г. Галеев⁵¹ Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН, Красноярск² Сибирский федеральный университет, Красноярск³ Сибирский государственный аэрокосмический университет им. академика М.Ф. Решетнева, Красноярск⁴ ОАО „Информационные спутниковые системы“ им. академика М.Ф. Решетнева, Железногорск⁵ ОАО НПП „Радиосвязь“, Красноярск

E-mail: belyaev@iph.krasn.ru

Поступило в Редакцию 24 октября 2014 г.

Исследована оригинальная конструкция широкополосной микрополосковой антенны, в которой для расширения полосы рабочих частот используется полосно-пропускающий фильтр на двух шпильковых резонаторах, электромагнитно-связанный с полуволновым резонатором-излучателем с прямоугольным полосковым проводником. Показано, что в рассмотренной конструкции существенно расширяется рабочий диапазон частот по сравнению с аналогами, при этом сохраняется высокая стабильность диаграммы направленности и поляризационной диаграммы в пределах этого диапазона, что доказывает перспективность разработки. Работоспособность антенны продемонстрирована на действующем макете устройства. Важно, что измеренные характеристики макета антенны показали достаточно хорошее совпадение с результатами расчета.

Микрополосковые антенны (МПА) широко используются в системах связи, радиолокации и радионавигации, а также в специальной радиоаппаратуре сверхвысоких частот (СВЧ) [1]. Они обладают рядом достоинств по сравнению с обычными антеннами, в частности, высокой степенью миниатюрности, простотой и технологичностью в изготовлении, возможностью излучать электромагнитные волны линейной, круговой и эллиптической поляризации [2]. В традиционных конструкциях МПА относительная ширина рабочей полосы частот сравнительно мала,

так как излучатели в таких антеннах являются микрополосковыми резонаторами со сравнительно высокой нагруженной добротностью. Высокая добротность резонаторов-излучателей обусловлена тем, что они, как правило, изготавливаются на диэлектрических подложках с достаточно высокой диэлектрической проницаемостью ϵ , а поэтому слабо связаны со свободным пространством. Для расширения рабочей полосы МПА используются различные согласующие устройства, например трансформаторы волновых сопротивлений или фильтры [3,4].

Однако многие из известных конструкций согласующих устройств имеют сложную структуру, нетехнологичны в изготовлении, а также сложны в настройке. Более того, к основным недостаткам широкополосных антенн с такими согласующими устройствами следует отнести: во-первых, сильное отличие диаграмм направленности антенны, измеренных на различных частотах рабочей полосы, что объясняется паразитным излучением элементов самого согласующего устройства; во-вторых, наличие узких областей частот в широкой рабочей полосе антенны, в которых излучение отсутствует вовсе, хотя частотная зависимость потерь на отражения $S_{11}(f)$ показывает достаточно низкий уровень отражений от входа антенны во всей рабочей полосе. В этих областях существуют паразитные высокодобротные резонансы в самих согласующих устройствах, например, резонансы бегущих волн, которые эффективно поглощают мощность падающей электромагнитной волны, препятствуя ее излучению. Поэтому, очевидно, судить о широкополосности антенны только по низкому уровню потерь на отражение на частотной зависимости $S_{11}(f)$, как это представляется авторами во многих работах, нельзя.

Для уменьшения паразитного излучения от элементов согласующего устройства антенны необязательно его экранировать, достаточно свернуть регулярные полосковые проводники так, чтобы они не излучали, например, в форму шпильки [5]. В шпильковом резонаторе на первой моде колебаний концы полоскового проводника расположены близко друг к другу, при этом высокочастотные напряжения на них имеют противоположные знаки [6], именно поэтому такой резонатор почти не излучает. В результате, сворачивая полосковый проводник согласующего резонатора в форму шпильки, удастся стабилизировать диаграмму направленности антенны во всей рабочей полосе частот [7]. В связи с вышесказанным, создание и исследование широкополосных микрополосковых антенн, в которых отсутствуют паразитные резонансы

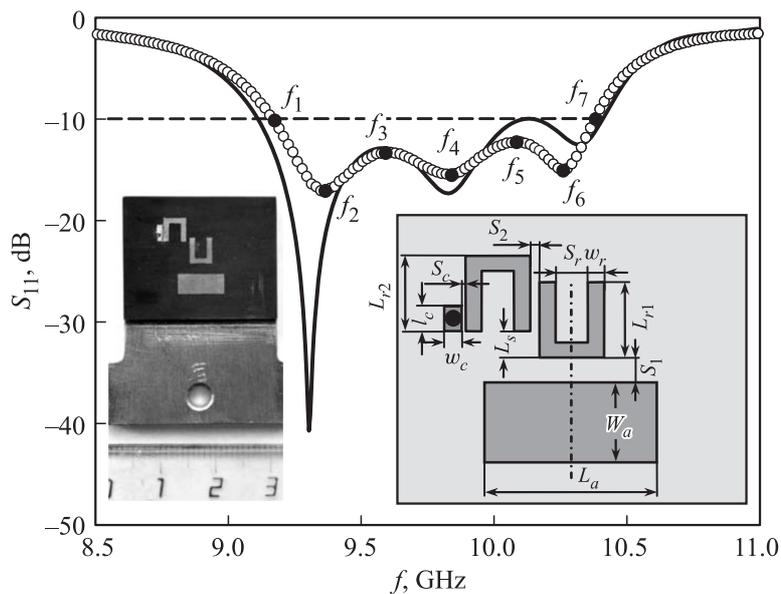


Рис. 1. Конструкция микрополосковой антенны с резонаторами в форме шпильки и ее частотные зависимости обратных потерь (линия — расчет, точки — эксперимент, на вставке — фотография макета антенны).

на частотах рабочей полосы, а диаграмма направленности остается стабильной во всей рабочей полосе частот, является важной и актуальной задачей.

В данной работе исследована конструкция микрополосковой антенны с прямоугольной формой проводника излучающего элемента размерами $L_a \times W_a$ (рис. 1). Существенное расширение рабочей полосы частот в антенне достигается благодаря полосно-пропускающему фильтру, состоящему из двух полуволновых резонаторов разной длины L_{r1} и L_{r2} , полосковые проводники которых шириной w_r свернуты в форме шпильки с внутренним зазором S_r . Фильтр имеет электромагнитную связь как с прямоугольным полосковым элементом размерами $l_c \times w_c$, соединенным через отверстие в подложке с входным коаксиальным 50-омным разъемом, так и с прямоугольным излучателем. Шпильковые резонаторы встречно направлены, поэтому их индуктивное и емкостное

взаимодействия суммируются [8], а величина полной связи регулируется зазором S_2 и параллельным смещением проводников относительно друг друга на величину L_s . Известно, что в средней части полоскового проводника излучателя, являющегося полуволновым резонатором, как и в средней части каждого из шпильковых резонаторов, располагаются пучности высокочастотного тока, поэтому связь между излучателем и ближайшим к нему резонатором преимущественно индуктивная. Очевидно, что величину этой связи можно регулировать как зазором S_1 , так и длиной области связи полосковых проводников, зависящей не только от величины их смещения L_s , но и от внутреннего зазора резонаторов S_r . Заметим, что входной полосковый проводник, к которому подключается коаксиальный разъем, имеет преимущественно емкостную связь с ближайшим к нему шпильковым резонатором, которая регулируется зазором S_c .

Параметрический синтез антенны проводился с использованием численного электродинамического анализа 3D-модели рассматриваемой микрополосковой структуры, выполненной на подложке толщиной 2 mm из традиционного в СВЧ-технике материала ФЛАН, имеющего относительную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon = 2.8$. В процессе синтеза подбирались конструктивные параметры полосковых проводников так, чтобы максимумы потерь на отражение от входа антенны в рабочей полосе частот Δf , наблюдаемых на зависимости коэффициента отражения $S_{11}(f)$, находились на уровне -10 dB. При этом антенна имела бы наибольшую ширину полосы частот по уровню -10 dB, которая и является рабочей частотной полосой антенны. Для определенности центральная частота этой рабочей полосы выбрана в X-диапазоне, как наиболее актуальном для спутниковых систем связи и бортовой радиолокации. В результате относительная ширина полосы рабочих частот синтезированной антенны, измеренная по уровню -10 dB, составила $\Delta f/f_0 = 13.2\%$, а центральная частота этой полосы — $f_0 = 9.77$ GHz.

Приведем конструктивные параметры полосковых проводников синтезированной антенны в соответствии с обозначениями на рис. 1: $L_a = 8.1$ mm, $W_a = 3.6$ mm, $S_1 = 1.8$ mm, $S_2 = 0.51$ mm, $L_{r1} = 4.7$ mm, $L_{r2} = 4.27$ mm, $w_r = 1$ mm, $S_r = 2$ mm, $S_c = 0.11$ mm, $L_s = 3.93$ mm, $w_c = 1$ mm и $l_c = 3.1$ mm. По этим размерам проводников был изготовлен опытный образец антенны (действующий макет), фотография которого представлена на вставке рис. 1. Результаты измерения частотной зависимости потерь на отражения $S_{11}(f)$ опытного образца

антенны ($\Delta f/f_0 = 12.4\%$ при $f_0 = 9.79$ GHz), представленные точками на рис. 1, показывают достаточно хорошее согласие с результатами расчета, показанными на рис. 1 сплошной линией. Как и следовало ожидать, частотная зависимость $S_{11}(f)$ имеет вид трехрезонаторной конструкции, образованной двумя шпильковыми резонаторами фильтра и одним регулярным излучающим резонатором. Заметим, что в расчетную модель подставлялись реальные размеры топологии проводников, измеренные после изготовления устройства. Сравнивая исследуемую конструкцию с аналогичной антенной с одним шпильковым резонатором [7], следует отметить, что добавление еще одного резонатора в форме шпильки позволило увеличить рабочую полосу антенны в 1.5 раза.

Исследования диаграмм направленности и поляризационных диаграмм, которые относятся к важнейшим характеристикам антенн, проводились на семи характерных частотах, отмеченных черными точками на рис. 1. Эти частоты соответствуют границам рабочей полосы $f_1 = 9.18$ GHz, $f_7 = 10.39$ GHz, минимумам $f_2 = 9.34$ GHz, $f_4 = 9.86$ GHz и $f_6 = 10.27$ GHz, а также максимумам $f_3 = 9.59$ GHz и $f_5 = 10.08$ GHz потерь на отражение. Измерения амплитудных и поляризационных угловых зависимостей исследуемой МПА проводились с помощью специальной широкополосной измерительной антенны, работающей на прием. Схемы измерения диаграмм направленности в двух ортогональных плоскостях антенны приведены на рис. 2, *a* и *b*. Для определенности плоскость, перпендикулярную длинной оси полоскового проводника антенны, назовем „ортогональной“, а плоскость, параллельную этой оси, — „параллельной“. На этих же рисунках точками представлены результаты измерения амплитудно-угловых зависимостей $F(\theta)$ и $F(\varphi)$, а линиями — результаты расчета, которые также показывают достаточно хорошее согласие теории и эксперимента. Зависимости в ортогональной $F(\theta)$ и параллельной $F(\varphi)$ плоскостях антенны сняты вблизи центра ее рабочего диапазона на частоте $f_4 = 9.86$ GHz. При этом угловая ширина лепестка излучения антенны, измеренная по уровню -3 dB от максимума, в ортогональной плоскости $2\Delta\theta = 65^\circ$, а в параллельной плоскости $2\Delta\varphi = 80^\circ$. Направления максимального излучения антенны определялись как центры угловых ширин излучения и составляли $\theta_{\max} = 25^\circ$ и $\varphi_{\max} = -5^\circ$. Измерения амплитудных угловых диаграмм показали, что направленные свойства антенны достаточно стабильны на всех характерных частотах f_1-f_7 , а значит, и во всем диапазоне рабочих частот, причем как в ортогональной,

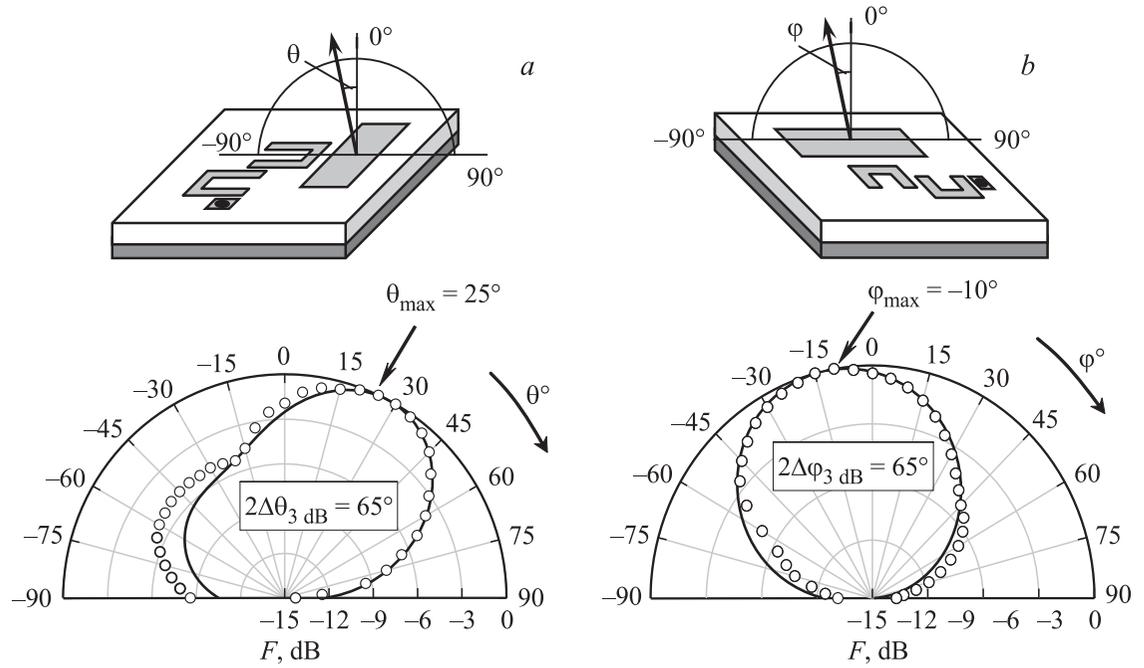


Рис. 2. Схемы и результаты измерений амплитудных диаграмм направленности антенны в ортогональной (а) и параллельной (b) плоскостях, снятые на частоте $f_4 = 9.86$ GHz (линии — расчет, точки — эксперимент).

так и в параллельной плоскостях. Направление максимума излучения изменяется всего лишь в пределах $\theta_{\max} = -5 - 25^\circ$ и $\varphi_{\max} = -30 - 5^\circ$, а ширина лепестка излучения изменяется в пределах $2\Delta\theta = 60 - 80^\circ$ и $2\Delta\varphi = 70 - 80^\circ$.

Важно отметить, что наблюдаемое в эксперименте небольшое отклонение направления максимального излучения антенны от перпендикуляра к плоскости подложки связано с наличием полосковых проводников согласующего фильтра, которые расположены вблизи полоскового проводника резонатора-излучателя только с одной его стороны (рис. 1). Такая „асимметрия“ конструкции не только приводит к небольшому наклону направления излучения, но и обладает слабой дисперсией в рабочей полосе частот антенны, проявляющейся в небольшом изменении углов отклонения θ_{\max} и φ_{\max} , а также и в небольшом изменении угловой ширины ее лепестка излучения в двух плоскостях $\Delta\theta$ и $\Delta\varphi$.

Схема измерения поляризационных диаграмм исследуемой антенны и результаты расчета этих диаграмм представлены на рис. 3. Чтобы не загромождать рисунок, приведены зависимости от угла ψ , полученные только на крайних частотах рабочей полосы $f_1 = 9.18 \text{ GHz}$ и $f_7 = 10.39 \text{ GHz}$, а также вблизи ее центральной частоты $f_4 = 9.86 \text{ GHz}$. Аналогично амплитудным диаграммам направленности ориентация плоскости поляризации антенны ψ_0 определялась как центр угловой ширины лепестка излучения, измеренной по уровню -3 dB . Исследования показали, что на частотах всей рабочей полосы антенны положение плоскости поляризации изменяется в небольшом диапазоне углов $\psi_0 = -5 - 8^\circ$, а среднее значение $\psi_0 \approx 1^\circ$.

Анализ результатов всех проведенных исследований показал, что коэффициент эллиптичности антенны, который нетрудно было определить по значениям сигналов, измеренных в максимумах и минимумах поляризационных диаграмм, не превышает 0.12 во всей рабочей полосе частот. Это значит, что исследуемая антенна способна излучать (принимать) электромагнитные волны почти линейной поляризации.

Таким образом, исследована новая конструкция микрополосковой антенны, в которой для существенного расширения полосы рабочих частот использован полосно-пропускающий фильтр на шпильковых резонаторах, интегрированный на одной подложке с излучателем. Антенна обладает достаточно высокими характеристиками, проста и технологична в изготовлении. Кроме широкого диапазона рабочих частот, достоинством антенны является высокая стабильность диаграммы

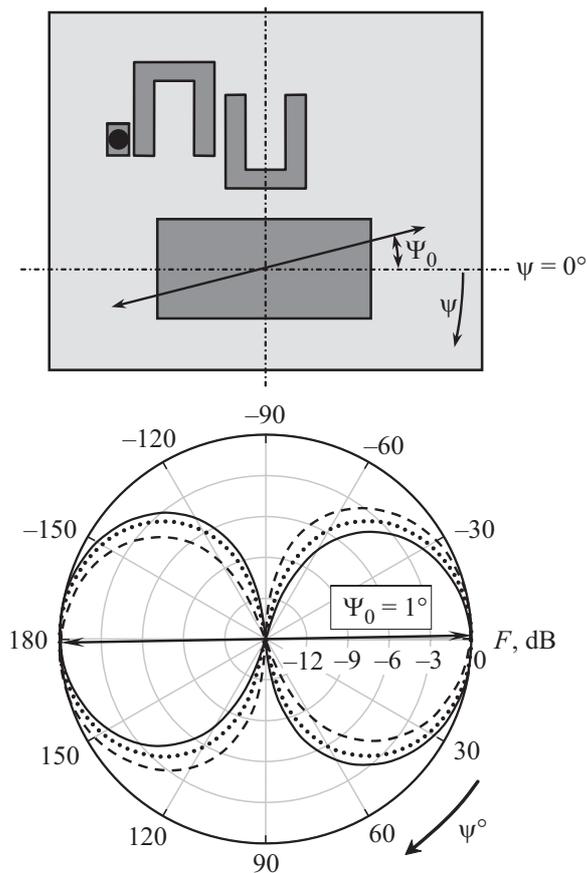


Рис. 3. Схема измерений поляризационных диаграмм исследуемой МПА и поляризационные зависимости, рассчитанные на частотах $f_1 = 9.18$ GHz (сплошная линия), $f_4 = 9.86$ GHz (точки) и $f_7 = 10.39$ GHz (штриховая линия).

направленности и поляризационной диаграммы в пределах всего рабочего диапазона, а также малый коэффициент эллиптичности, который доказывает способность антенны принимать и излучать электромагнитные волны практически линейной поляризации. Работоспособность антенны продемонстрирована на действующем макете устройства, из-

готовленном на подложке толщиной 2 mm, размерами 25×25 mm из материала ФЛАН ($\epsilon = 2.8$), измеренные характеристики которого показали достаточно хорошее согласие с результатами электродинамического расчета 3D-модели микрополосковой конструкции. Антенна имеет относительную ширину рабочей полосы частот $\Delta f/f_0 = 12.4\%$ при центральной частоте $f_0 = 9.79$ GHz. Все перечисленные факты говорят о перспективности представленной конструкции антенны и возможности ее использования в системах связи, радиолокации, радионавигации, а также в специальной радиоаппаратуре.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение № 14.607.21.0039.

Список литературы

- [1] *Chen Z. N., Chia M.Y.W.* Broadband Planar Antennas. Design and Applications. John Wiley & Sons Ltd. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England, 2006. 243 p.
- [2] *Панченко Б.А., Нефедов Е.И.* Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.
- [3] *Jianhong Z., Xinwei C., Guorui H., Li L., Wenmei Z.* // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2009. V. 8. P. 141–144.
- [4] *Ojaroudi N., Ojaroudi M.* // Microwave and Optical Technology Letters. 2013. V. 55. N 3. P. 652–656.
- [5] *Zuo J., Chen X., Han G., Li L., Zhang W.* // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2009. V. 8. P. 141–144.
- [6] *Александровский А.А. Беляев Б.А., Лексиков А.А.* // РЭ. 2003. Т. 48. № 4. С. 398–405.
- [7] *Беляев Б.А., Волошин А.С., Морозов Н.В.* // Известия высших учебных заведений. Физика. 2013. Т. 55. № 8/3. С. 15–20.
- [8] *Беляев Б.А., Сержантов А.М.* // РЭ. 2004. Т. 49. № 1. С. 24–31.