

УДК 621.396.67

КОМПАКТНАЯ КВАДРИФИЛЯРНАЯ АНТЕННА S-ДИАПАЗОНА

Д. А. Дёмин, Е. С. Стукалова, И. В. Филатов, Н. П. Чубинский

Московский физико-технический институт (государственный университет),

141701, г. Долгопрудный Моск. обл., Институтский пер., 9

Статья поступила в редакцию 3 февраля 2017 г.

Аннотация. Предложена конструкция малогабаритной печатной квадрифилярной антенны S -диапазона с интегрированной цепью питания для использования в составе командно-телеметрических радиолиний малых спутников. Антенна обладает широкой диаграммой направленности и высокой степенью эллиптичности в рабочем диапазоне частот.

Ключевые слова: квадрифилярная антенна, делитель Вилкинсона, круговая поляризация, всенаправленная антенна.

Abstract. In this article a compact printed quadrifillar helix antenna (QHA) is introduced. It is designed for S-band operation as a part of a narrowband telecommunication radio channel for small-scale satellites. The antenna is of resonant type. The length of its open-ended helix elements $3/4\lambda$ corresponds to the second order resonance. Compared to the first-order resonance QHA, this antenna has cleaner circular polarization ($AR \geq 0.8$ within range $\pm 68^\circ$) and a wider radiation pattern ($HPBW = \pm 78^\circ$) at the cost of increased height. The height of the antenna is reduced by dielectric loading and meandering of antenna helix elements. It is 30% lower than height of the conventional QHA. Size reduction leads to decreasing relative bandwidth down to 1 % and dropping input impedance down to 10..12 Ohms. To match a conventional 50 Ohm coaxial line and provide proper phase and amplitude relations, a compact feed network is designed. It consists of two-port impedance-transforming Wilkinson power splitters combined in a two-stage structure. First stage splitter scales output impedance down to 25 Ohms, second stage — down to 12.5 Ohms thus providing nearly ideal match to the proposed

antenna input impedance. Microstrip delay lines are used to adjust phases of the output signals. Insertion loss of the proposed network is -1 dB higher than for ideal network (6 dB), while phase error is less than $\pm 1^\circ$ within antenna operation range.

Keywords: quadrifillar helix antenna, Wilkinson splitter, circular polarization, isotropic radiation

Введение

Большую популярность в последнее время набирают программы миниатюрных спутников, выполненных в форм-факторе *CubeSat*. В этих случаях возникает необходимость сокращения размеров антенн при сохранении ими всех важнейших параметров излучателей спутниковых радиолиний. Связь со спутниками осуществляется через командно-телеметрическую радиолинию, к антеннам которой предъявляется ряд требований. Во-первых, они должны быть всенаправленными или, по крайней мере, закрывать верхнюю (нижнюю) полусферу. Это связано с тем, что командно-телеметрическая информация должна передаваться даже в случае сбоя ориентации спутника. Кроме того, малые размеры *CubeSat* не позволяют разместить в корпусе полноценную систему ориентирования для штатной работы направленных антенн. Второе требование – круговая поляризация излучения антенны – является стандартным требованием для спутниковых радиолиний. Наконец, командно-телеметрическая радиолиния – низкоскоростная и узкополосная, поэтому требования широкополосности к антенне не предъявляется. Наоборот, малая ширина полосы (достаточная для передачи данных) позволяет рассматривать антенну как дополнительный полосовой фильтр, необходимый для частотной развязки приемного и передающего каналов. Как правило, ширина полосы, требуемая для передачи командно-телеметрической информации, не превышает 1...2 %.

Существует большое количество типов антенн с круговой поляризацией. Наиболее распространенные типы — турникетные, патч-антенны и различные виды спиральных антенн, включая би- и квадрифилярные.

Турникетные антенны

Исторически первыми из рассматриваемых антенн появились турникетные. Первые разработки относятся к 30-м годам прошлого века и предназначались для передающих в УКВ-диапазоне радиостанций [1]. Антенна представляла собой два скрещенных диполя, запитываемых со сдвигом фазы 90° . Требуемый сдвиг фазы обеспечивался коаксиальной линией задержки. Турникетная антенна обладает линейной поляризацией в плоскости, совпадающей с диполями; левой круговой в верхней полусфере и, напротив, правой круговой в нижней полусфере.

Особенностью турникетных антенн является то, что они излучают одинаково в обоих направлениях своей оси. Для получения диаграммы направленности (ДН), соответствующей излучению только вперед, антенну размещают над проводящей плоскостью. К примеру, турникетная антенна, состоящая из скрещенных под прямым углом полуволновых диполей дает тороидальную ДН с максимумом в экваториальной плоскости, равным 2,5 дБи и минимумом на оси z , равным -2 дБи. Квадратная проводящая плоскость со стороной $3/4\lambda$, расположенная на расстоянии $\lambda/4$ по оси z от диполей, модифицирует ДН. Ее излучение характеризуется широкой ДН с максимумом вдоль положительного направления оси z , равным 7,7 дБи. Коэффициент обратного излучения составляет 13 дБ. Оптимальное расстояние от антенны до проводящей поверхности составляет четверть длины волны, а при дальнейшем их сближении интерференция излучения антенны с излучением токов на поверхности плоскости приводит к уменьшению эффективности излучения. Сокращения высоты антенны можно добиться, размещая ее не над электрической, а над магнитной плоскостью (artificial magnetic conductor, AMC). Магнитные проводники реализуются, например, с помощью метаматериалов (в узкой полосе частот).

Увеличения ширины полосы турникетной антенны можно добиться методами, аналогичными применяемым для увеличения рабочей полосы

дипольной антенны. К примеру, использование расширяющихся дипольных элементов позволяет увеличить полосу частот до 57 % [2].

Патч-антенны

Классическая патч-антенна обладает линейной поляризацией. Добиться круговой поляризации излучения можно методами, аналогичными применяемым для турникетных антенн, а именно:

1. используя антенну с вырожденной основной модой колебаний, собственные колебания которой сдвинуты друг относительно друга на 90° . Круговая поляризация возбуждается равными по амплитуде и сдвинутыми на 90° по фазе источниками.
2. с использованием эффекта самофазировки. В этом случае патч-антенна несимметричная, причем ее форма подбирается таким образом, чтобы на рабочей частоте обеспечить сдвиг фаз между ортогональными модами в 90° .

Патч-антенны — наиболее простые и компактные из рассматриваемых решений. Так, антенна S-диапазона, выполненная на подложке из FR4, имеет форму квадрата со сторонами $\lambda/4$, расположенного на подложке толщиной 0.01λ . Две противоположные вершины патча — усеченные, для достижения эффекта самофазировки. Антенны такого типа, однако, обладают рядом недостатков:

1. малая ширина полосы как в смысле согласования с нагрузкой (около 3-4%, увеличивается при утолщении подложки), так и в смысле степени эллиптичности излучения (менее 1% для рассматриваемой антенны). К тому же температурное изменение параметров диэлектрика приводит к смещению резонансной частоты антенны.
2. сравнительно узконаправленная ДН (для рассмотренного примера — $\pm 40^\circ$ по уровню -3 дБ). Связано это в первую очередь с влиянием на ДН токов, текущих по поверхности земли. Существуют попытки использования

метаматериалов, не поддерживающих распространение поверхностных токов на резонансной частоте антенны [3].

В целом, коэффициент усиления патч-антенн составляет не менее 4–5 дБи (обычно – 7 дБи).

Квадрифилярная антенна

Квадрифилярная антенна (рис.1, [4]) состоит из 4 спиральных элементов, расположенных на цилиндрической (слабо конической) поверхности над круглым экраном, которые возбуждаются в квадратуре. Развертка печатной реализации спиральных элементов на цилиндрической поверхности показана на рис. 2-3. Антенна относится к классу резонансных антенн, а длины ее плеч выбираются в соответствии с порядком резонанса и граничными условиями. Для короткозамкнутых сверху спиралей их резонансная длина $L = n\lambda / 4$, а для разомкнутых –

$$L = (2n - 1)\lambda / 4, \quad (1)$$

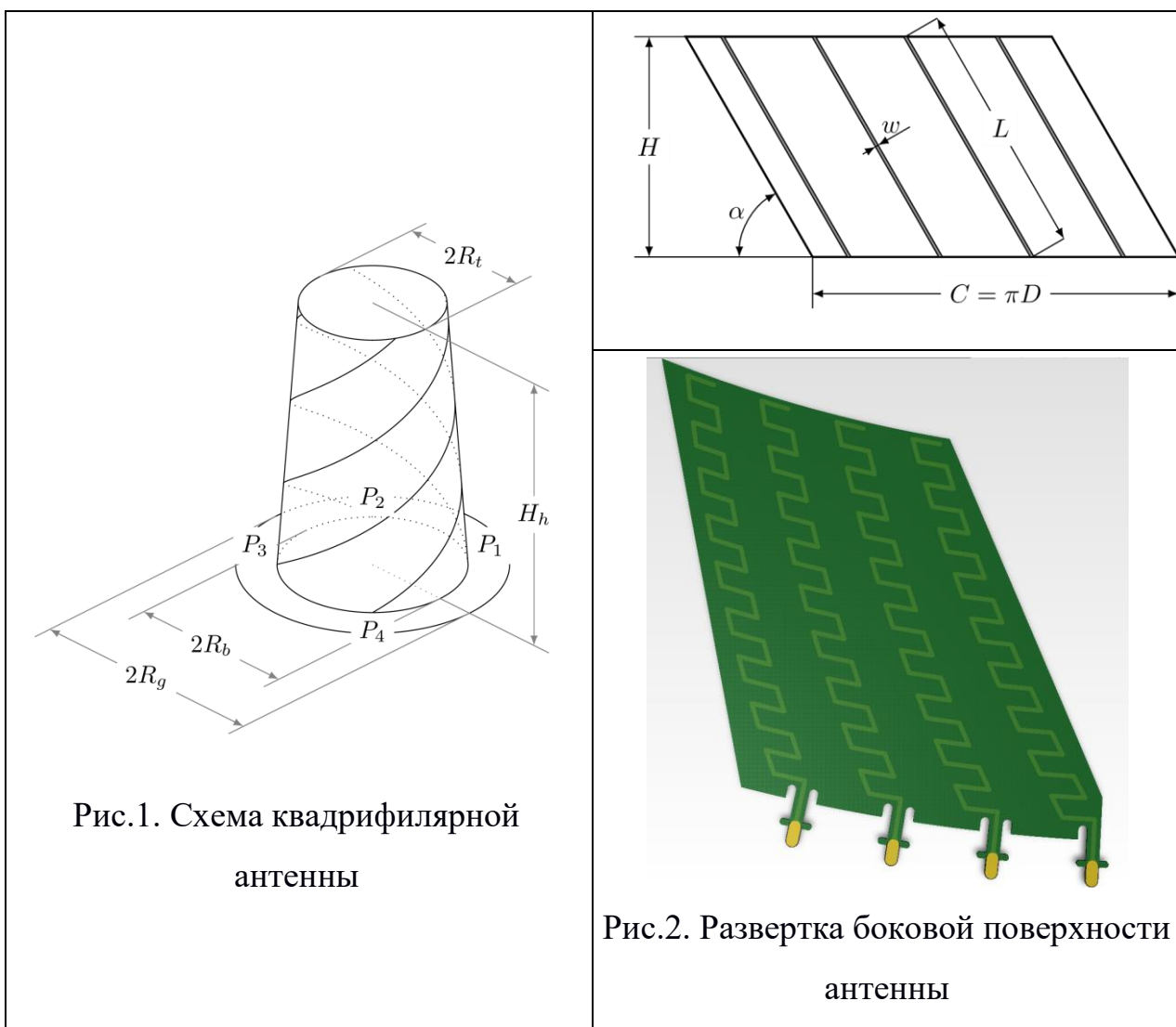
где λ – длина волны, $n = 1, 2, \dots$ – порядок резонанса.

Питание спиральных элементов производится в квадратуре с помощью фазосдвигающих цепей или используя эффект самофазировки (принцип аналогичен возбуждению асимметричной патч-антенн единственным источником, и имеет тот же недостаток – малую ширину полосы в смысле степени эллиптичности излучения). Резонансный характер квадрифилярных антенн ограничивает рабочую полосу 3...5%, хотя известны и попытки ее расширения до 30% [5]. Существенным плюсом квадрифилярных антенн по сравнению с однозаходными спиральными является круговая поляризация, не зависящая от геометрических параметров антенны, в то время как параметры классических спиральных антенн с круговой поляризацией должны удовлетворять условию $C / \lambda \approx 1$, где C – длина окружности боковой поверхности антенны. В зависимости от знака сдвига фаз между плечами квадрифилярной антенны она может излучать либо вперед, либо назад.

Квадрифилярная антенна монтируется на проводящем экране, при этом направление намотки спиралей совпадает с направлением вращения вектора электрического поля.

Геометрические параметры спиралей определяют тип диаграммы направленности, которая может иметь следующие формы:

1. высоконаправленная с максимумом вдоль оси спирали,
2. широконаправленная,
3. с минимумом в направлении оси спирали.



Предлагаемая антенна реализует широконаправленную диаграмму. В [6] были установлены основные геометрические параметры квадрифилярной

антенны, имеющей наиболее широкую ДН: угол намотки спирали $\alpha = 40^\circ \dots 60^\circ$, длина окружности $C = \lambda / 2$, длина плеч антенны $L = 3\lambda / 4$, или $n = 2$ в выражении (1). Возможна работа и при $n = 1$, однако такой режим сталкивается со следующими проблемами:

1. низкое входное сопротивление (единицы Ом против 50..60 Ом для $n = 2$)
2. более узкая по сравнению с $n = 2$ диаграмма направленности.

Простая оценка показывает, что средней частоте $f_0 = 2.28 \text{ ГГц}$ соответствует антенна высотой $H = L \cos \alpha = 0.48\lambda$. Ширина полосы антенны не являлась приоритетным критерием, поэтому было принято решение максимально сократить линейные размеры антенны, используя следующие приёмы:

1. заключить спиральные элементы антенны в диэлектрическую оболочку,
2. линейные проводники спиральных элементов заменить на меандр.

Указанные приемы позволили создать антенну высотой $H = 0.33\lambda$ и диаметром основания $2R_b = 0.11\lambda$. Для придания жесткости и надежности конструкции и удобства сборки антенне была придана небольшая конусность – $2R_r = 0.08\lambda$. Боковая поверхность антенны выполнена на гибкой полиимидной подложке толщиной $h_d = 125 \text{ мкм}$ и заключена в диэлектрическую оболочку из фторопласта ($\epsilon_r = 2.2$). Относительная ширина полосы антенны составляет 1% (рис. 3). Диаграмма направленности антенны приведена на рис. 4, ее ширина по уровню -3 дБ составляет $\pm 78^\circ$ (пунктиром показан уровень кросс-поляризации). Коэффициент эллиптичности приведен на рис. 5 – $AR \geq 0.8$ в диапазоне углов $\pm 68^\circ$. Эффективность антенны определяется как потерями в диэлектрике, окружающем спиральные элементы, так и омическими потерями в самих спиралях. КПД предлагаемой антенны на центральной частоте составляет $\eta = 0.8$.

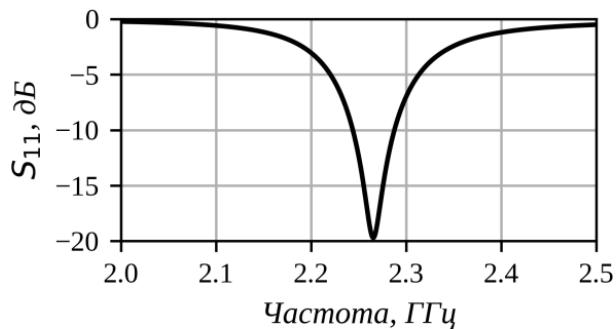


Рис. 3 Коэффициент отражения от антенны при волновом сопротивлении линии возбуждения $R_{ref} = 12.5 \text{ Ом}$.

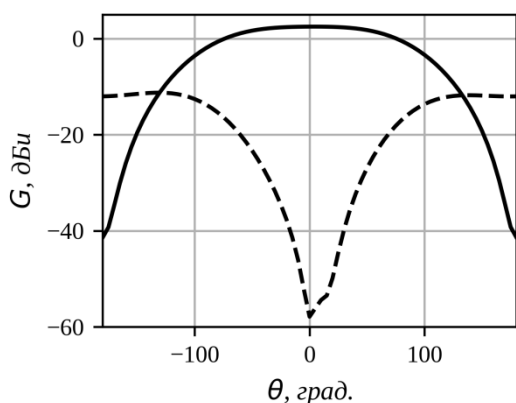


Рис. 4 Диаграмма направленности на частоте $F_0=2.28 \text{ ГГц}$. Сплошной линией обозначена правая, пунктирной – левая (кросс-) поляризация.

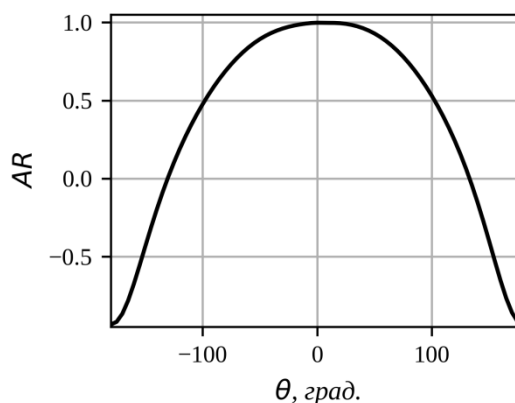


Рис. 5 Коэффициент эллиптичности на частоте $F_0=2.28 \text{ ГГц}$

Питающая цепь

Для возбуждения квадрифилярной антенны требуется 4-портовый источник с одинаковыми амплитудами и с увеличивающимися на 90 градусов сдвигами фаз. Такой делитель может быть построен с помощью различных устройств, например:

1. на сосредоточенных элементах (трансформаторах). Это готовые устройства, предназначенные для поверхностного монтажа, причем существуют

варианты именно квадратурных делителей. Обладают, однако, довольно высокими по сравнению с другими делителями потерями (1.5...3 дБ).

2. микрополосковых делителей: на связанных микрополосках, 90- или 180-градусного гибридного кольца, делителя Вилкинсона и других. Делитель Вилкинсона – наиболее компактное устройство (длина микрополосковых линий $\lambda/2$, в то время как 90-градусное кольцо имеет длину окружности λ , 180-градусное – $3\lambda/2$), при этом он обеспечивает хорошую развязку между выходными портами.

Поделить входной сигнал между четырьмя выходными портами можно либо с помощью последовательно включенных двухпортовых делителей Вилкинсона, либо с помощью его четырехпортовой вариации. Последний вариант имеет меньшие потери, но сложнее в изготовлении. Кроме того, делители первого и второго каскадов могут быть рассчитаны по отдельности, тогда как для многопортового делителя требуется симуляция полной цепи.

Малое входное сопротивление антенны требует мер по согласованию питающей цепи. Особенностью двухпортового делителя Вилкинсона, у которого волновое сопротивление плеч равно волновому сопротивлению питающей линии, является трансформация выходного сопротивления:

$$Z_{out} = Z_{in} / 2 \quad (2)$$

Каскадным включением двух делителей можно добиться сокращения выходного импеданса в 4 раза (до 12.5 Ом), что является хорошим приближением к входному сопротивлению антенны.

Требуемые фазовые задержки были реализованы с помощью отрезков микрополосковых линий длиной $\lambda/2$ и $\lambda/4$ (рис. 6, числа над линиями указывают их волновые сопротивления и длины). Интересной особенностью схемы является подавление отражения от точек питания спиралей квадрифилярной антенны. Например, сигнал, отраженный от точек «0» и «90», придет на порты делителя с пространственной задержкой $\lambda/2$, что

соответствует противофазным сигналам на выходах делителя Вилкинсона. Вся отраженная мощность при этом рассеивается на резисторе делителя и не попадает во входной порт.

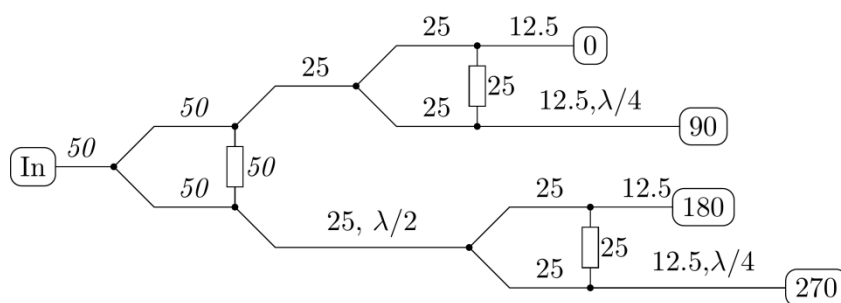


Рис. 6 Схема делителя мощности.

Делитель мощности изготовлен на двух подложках из двухсторонне фольгированного (толщина медной фольги 18 мкм) материала Rogers R4350B ($\epsilon_r = 3.66$) толщиной 0,101 мм, разделенных «связующим слоем» (prepreg) из ламината FR4 толщиной 0,8 мм. Компоненты и линии делителей Вилкинсона расположены на нижнем слое печатной платы, а линии задержки находятся на верхнем слое и соединяются с помощью переходных отверстий с линиями нижнего слоя. Внутренние медные слои соединены с помощью переходных отверстий (via stitching) и составляют "земляную" плоскость.

Микрополосковые линии обладают заметными потерями. Так, на линии задержки с волновым сопротивлением 25 Ом и длиной $\lambda/2$ теряется 0,25 дБ, а на линии с сопротивлением 12,5 Ом и длиной $\lambda/4$ – 0,12 дБ. Для компенсации этого нежелательного эффекта плечи делителей Вилкинсона отличаются волновыми сопротивлениями. Точные формулы для расчета асимметричных делителей можно найти, например, в [7]. В нашем случае асимметрия невелика, так что использовалось приближение, в котором сопротивления плеч делителей составляют $Z_0 \pm \Delta Z$, где Z_0 — волновое сопротивление симметричного делителя, а ΔZ подбирается численно для удовлетворения заданному коэффициенту деления. Для первого каскада делителя относительная разность сопротивлений плеч $\Delta Z / Z_0 = \pm 3.5\%$, а для второго каскада — $\Delta Z / Z_0 = \pm 2.3\%$.

Разумеется, плечо с меньшим сопротивлением подключается к ветви с линией задержки, а плечо с большим сопротивлением — к прямой ветви.

S -параметры рассчитанной цепи приведены на рис. 7-9. Амплитуды выходных сигналов близки к -7 дБ относительно входного сигнала в рабочем диапазоне антенны, что соответствует КПД цепи $\eta = 0.8$. Ошибка фаз выходных сигналов не превышает $\pm 1^\circ$ в рабочем диапазоне (рис. 8). Коэффициент отражения от входного порта не хуже -15 дБ (рис. 9).

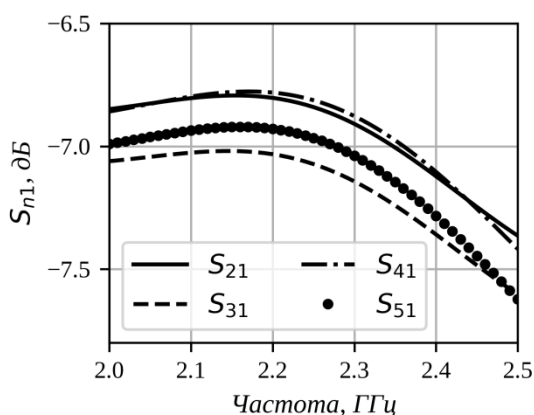


Рис. 7. Амплитуды выходных параметров S_{n1}

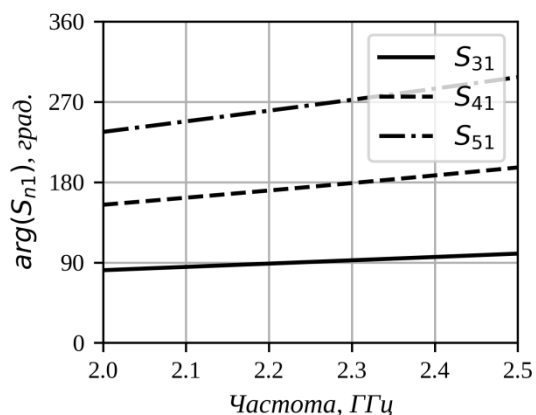


Рис. 8. Фазы выходных параметров S_{n1} по отношению к фазе S_{21}

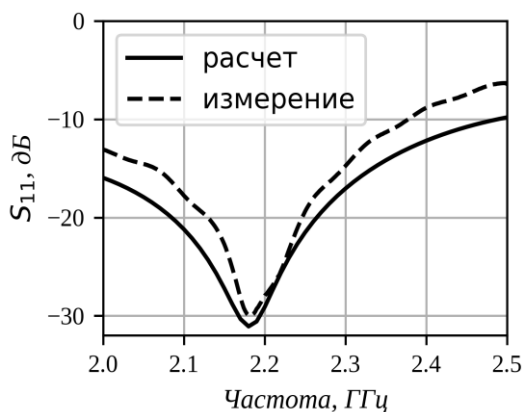


Рис. 9. Коэффициент отражения от входного порта S_{11}

Заключение

Предложена печатная квадрифилярная антенна S -диапазона, предназначенная для работы в составе узкополосной низкоскоростной командно-телеметрической радиолинии (относительная ширина полосы 1%). Антенна обладает уменьшенными габаритами: диаметр экрана (основания) – $2R_g = 0.30\lambda$, высота $H = 0.33\lambda$, что на 30% меньше высоты стандартной квадрифилярной антенны для данной частоты. Диаграмма направленности имеет полуширину $HPBW = \pm 78^\circ$ и обладает слабой эллиптичностью, не превышающей $AR \geq 0.8$ в диапазоне углов $\pm 68^\circ$. Антенна имеет низкое входное сопротивление $R_{in} \approx 10 \dots 12 \text{ Ом}$. Для эффективной работы с такими входными параметрами разработана питающая цепь, состоящая из включенных каскадным образом делителей Вилкинсона с линиями задержки. КПД делителя составляет $\eta = 0.8$, что значительно выше к.п.д. схем на дискретных элементах. Фазовая ошибка не превышает $\pm 1^\circ$, а коэффициент отражения от делителя -15 дБ . Проведены измерения входных параметров рабочего макета, которые удовлетворительно совпадают с результатами расчетов.

Литература

- [1] S. X. Ta, I. Park and R. W. Ziolkowski, "Crossed Dipole Antennas: A review." // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2015. Vol. 57. No. 5. P. 107-122.
- [2] S.-W. Qu, C. H. Chan, and Q. Xue, "Wideband and high-gain composite cavity-backed crossed triangular bowtie dipoles for circular polarized radiation." // IEEE Trans. Antennas Propag.. 2010. Vol. 58. No. 10. P. 3157–3164.
- [3] С.-М. Tran, Н. Hafdallah-Ouslimani, L. Zhou, А. С. Priou, Н. Teillet, J.-Y. Daden, and А. Ourir, "High impedance surfaces based antennas for high data rate communications at 40 GHz." // Progress In Electromagnetics Research C. 2010. Vol. 13. P. 217-229.
- [4] С.Е. Банков, А. Бычков, А.Г. Давыдов, А.А. Курушин, "Многопроводные квадрифилярные антенны" // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал].

2010. №9. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep10/1/text.html>

[5] Y. Letestu, A. Sharaiha, " Broadband folded printed quadrifilar helical antenna." // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54. No. 5. P. 1600-1604.

[6] A. Sharaiha, C. Terret, "Analysis of quadrifilar resonant printed helical antenna for mobile communications" // IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation. 1993. Vol. 140. No. 4. P. 269-273.

[7] L.I. Parad, R.L. Moynihan, "Split-Tee Power Divider." // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1965. Vol. 13. No. 1. P. 91-95.

[8] Д.А. Дёмин, И.В. Филатов, Н.П. Чубинский, "Компактная квадрифилярная антенна S-диапазона" // 4 Всероссийская микроволновая конференция. 2016.

Ссылка на статью:

Д. А. Дёмин, Е. С. Стукалова, И. В. Филатов, Н. П. Чубинский. Компактная квадрифилярная антенна S-диапазона. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb17/14/text.pdf>