

УДК 691.396.67

Е.Р. Гафаров, Ю.П. Саломатов

Анализ эффективности многопортовой печатной антенны

Рассмотрена печатная микрополосковая антенна, имеющая несколько портов для возбуждения поля круговой поляризации. Произведена оценка полного коэффициента отражения при одновременном возбуждении портов антенны с учетом их взаимного влияния. Исследована полная эффективность антенны в зависимости от количества возбуждаемых портов. Проведено сравнение расчетных характеристик и данных, полученных путем электродинамического моделирования. Получены выражения для определения полного коэффициента отражения с произвольными фазами возбуждения портов. Показано, что полный коэффициент отражения и полная эффективность печатной многопортовой антенны круговой поляризации практически не зависят от количества возбуждаемых портов. В случае возбуждения одного порта многопортовой антенны коэффициент отражения увеличивается, а эффективность уменьшается с ростом количества портов.

Ключевые слова: печатная антенна, круговая поляризация, полный коэффициент отражения, полная эффективность.

doi: 10.21293/1818-0442-2021-24-1-24-29

Характеристики многопортовых антенн

Печатные антенны, которые также называют патч антеннами, благодаря их малым габаритам и массе являются перспективными для широкого круга задач [1, 2], в том числе для систем спутниковой радионавигации [3].

В зависимости от количества возбуждаемых портов печатной антенны и их расположения, а также амплитуд и фаз возбуждения можно получить различные режимы работы. Частным случаем является создание поля круговой поляризации при возбуждении нескольких портов антенны, как показано на рис. 1. Использование антенн с несколькими портами позволяет увеличить коэффициент эллиптичности в большем телесном угле [4] и обеспечить высокую стабильность фазового центра [5].

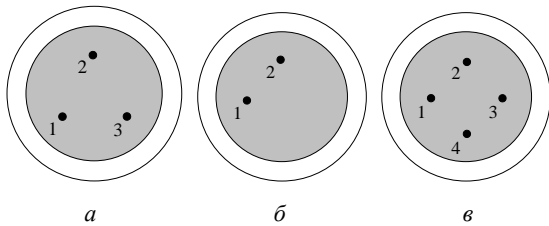


Рис. 1. Многопортовая печатная антенна с портами для создания поля круговой поляризации: с тремя $N = 3 - a$; двумя $N = 2 - б$; четырьмя $N = 4 - в$

Для многопортовой антенны модули коэффициентов отражения каждого из портов $|\dot{S}_{i,i}|$ (где $i = 1, 2, \dots, N$; N – количество портов) не дают исчерпывающей информации о значениях падающих и отраженных мощностей, при одновременном возбуждении всех ее портов. В этом случае требуется учет амплитуд и фаз возбуждения всех портов антенны, а также коэффициентов передачи между ними.

За последние годы были предложены различные методы для описания характеристик многопортовых антенн [6–11]. При возбуждении всех портов многопортовой антенны записывают активные S -параметры, которые представляют собой суперпозицию отраженных волн всех возбужденных портов, норми-

рованную на комплексную амплитуду падающей волны порта i . В этом случае активный коэффициент $\dot{S}_{i,1+2+\dots+N}$ показывает, какая часть мощности возвращается на порт i при возбуждении всех портов антенны $(1+2+\dots+N)$:

$$\dot{S}_{i,1+2+\dots+N} = \frac{\sum_{i=1}^N \dot{b}_i}{\dot{a}_i} = \frac{\dot{a}_1 |\dot{S}_{i,1}| + \dot{a}_2 |\dot{S}_{i,2}| + \dots + \dot{a}_N |\dot{S}_{i,N}|}{\dot{a}_i}, \quad (1)$$

где a_i и b_i – комплексные амплитуды падающей и отраженной волн i -го порта N -портовой антенны. В [6–8] вводят активный коэффициент отражения Γ_a^i , который для каждого из портов i соответствует элементам активных S -параметров:

$$\Gamma_a^i = \dot{S}_{i,1+2+\dots+N}. \quad (2)$$

Следует отметить, что при возбуждении всех портов антенны $|\Gamma_a^i|$ может принимать значения больше единицы. В этой связи вводят полный активный коэффициент отражения (далее полный коэффициент отражения) Γ_a^T , пределы изменения модуля которого находятся между 0 и 1 [9]. Полный коэффициент отражения равен отношению сумм мощностей отраженных и падающих волн всех портов антенны [10, 11]:

$$\Gamma_a^T = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N |\dot{b}_i|^2}{\sum_{i=1}^N |\dot{a}_i|^2}}. \quad (3)$$

Наряду с Γ_a^T выделяют полную эффективность при многопортовом возбуждении

$$\eta_{\text{total}} = 1 - |\Gamma_a^T|^2, \quad (4)$$

которая учитывает все потери в антенне [12, 13].

Ниже произведено сравнение характеристик печатной антенны с различным количеством портов возбуждения ($N = 2; 3; 4$) для создания поля круговой поляризации.

Двухпортовое возбуждение антенны

Рассмотрим частотные зависимости коэффициентов матрицы рассеяния антенны для $N = 2$. Порты расположены таким образом, чтобы обеспечить воз-

буждение двух ортогональных мод TM_{10} и TM_{01} с фазовым смещением 90° для получения круговой поляризации (см. рис. 1, б). Сначала для определения коэффициентов матрицы рассеяния рассмотрим случай при возбуждении только порта 1 (активный порт), а порт 2 (пассивный) будет нагружен на согласованную нагрузку. Затем порт 2 будет активным, а порт 1 пассивным. Моделирование этих случаев в CST Studio Suite показало, что коэффициенты отражения $|S_{11}| = |S_{22}|$ ниже -10 дБ соответствуют диапазону частот $ff_0 \approx 0,98-1,02$ (рис. 2). Значение коэффициентов передачи между портами в этой полосе частот ниже -18 дБ. Следует отметить, что для патч антенны круглой формы $S_{ii} = S_{jj}$, $S_{ij} = S_{ji}$, так как она обладает симметрией и не содержит невзаимных сред [14].

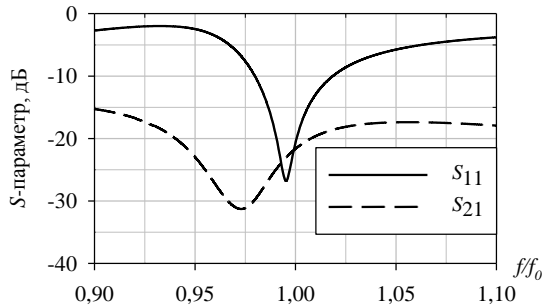


Рис. 2. Коэффициенты матрицы рассеяния с $N = 2$

Вычислим полный коэффициент отражения Γ_a^T с учетом взаимного влияния портов. В этом случае равноамплитудное возбуждение будет организовано как в порте 1, так и в порте 2. Фазовое смещение между ними составит 90° для возбуждения поля круговой поляризации. Запишем матрицу рассеяния с соответствующим вектором возбуждения

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $\dot{a}_1 = a_1 \cdot e^{j\theta_0} = 1$, $\dot{a}_2 = a_2 \cdot e^{j\theta_1} = j$, при $a_1 = a_2 = 1$, $\theta_0 = 0$, $\theta_1 = \pi/2$. Поэтому

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= S_{11} \cdot \dot{a}_1 + S_{12} \cdot \dot{a}_2 = S_{11} + jS_{12}, \\ \dot{b}_2 &= S_{21} \cdot \dot{a}_1 + S_{22} \cdot \dot{a}_2 = S_{21} + jS_{22}. \end{aligned} \quad (6)$$

Поскольку $|b| = \sqrt{\text{Re}(b)^2 + \text{Im}(b)^2}$, то

$$|\dot{b}_1| = \sqrt{(S_{11})^2 + (S_{12})^2} = |\dot{b}_2|. \quad (7)$$

Следовательно,

$$\Gamma_a^T = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N |\dot{b}_i|^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N |\dot{a}_i|^2}} = |\dot{b}_1|. \quad (8)$$

Несложно показать, что в случае равноамплитудного возбуждения двух портов антенны для создания круговой поляризации $\Gamma_a^T = |\Gamma_a^i|$

$$\begin{aligned} \Gamma_a^1 &= S_{11} + jS_{12}, \\ \Gamma_a^2 &= S_{21} + jS_{22}. \end{aligned} \quad (9)$$

На рис. 3 показаны частотные зависимости коэффициента отражения $|S_{11}|$ при возбуждении порта 1

и полного коэффициента отражения Γ_a^T при возбуждении двух портов антенны: $[1(1, 0), 2(1, 90)]$ – обозначения в системе автоматизированного проектирования CST Studio Suite, приведены номер порта и в скобках за номером его амплитуда и фаза. Видно, что кривые схожи благодаря высокой развязке портов антенны.

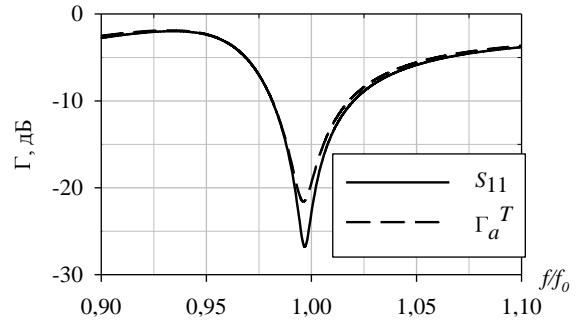


Рис. 3. Коэффициенты отражения антенны при возбуждении двух портов Γ_a^T и при возбуждении первого порта S_{11}

Рассчитаем полную эффективность антенны при помощи Γ_a^T по формуле (4) и сравним с результатами, полученными при расчете η_{total} в CST Studio Suite. Следует отметить, что в CST Studio Suite расчет полной эффективности производится посредством оценки свойств направленности антенны в дальней зоне по мониторам поля, при этом

$$\eta_{\text{total}} = \frac{rG(\theta, \varphi)}{D(\theta, \varphi)} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{stim}}}, \quad (10)$$

где $rG(\theta, \varphi)$ – реальный КУ, учитывающий прямые и обратные потери в антенне, $D(\theta, \varphi)$ – коэффициент направленного действия.

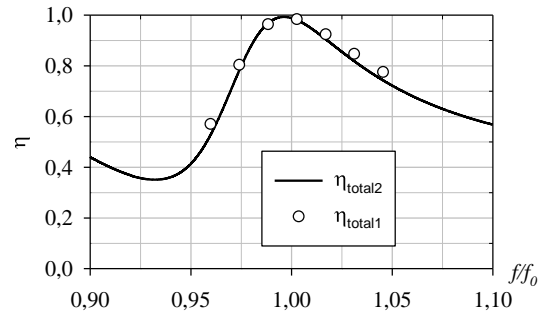


Рис. 4. Эффективность антенны, рассчитанная при помощи Γ_a^T (η_{total2}) и вычислений в CST Studio Suite (η_{total1})

Из рис. 4 следует, что полная эффективность близка к единице и совпадает в случае расчета и моделирования для равноамплитудного возбуждения.

Для произвольных фазовых смещений между портами θ_1 можно записать

$$\Gamma_a^T = \frac{\sqrt{|S_{11}a_1 + S_{12}a_2e^{j\theta_1}|^2 + |S_{21}a_1 + S_{22}a_2e^{j\theta_1}|^2}}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_1e^{j\theta_1}|^2}}, \quad (11)$$

с учетом того, что $e^{j\theta_1} = \cos \theta_1 + j \sin \theta_1$ и

$|\dot{b}| = \sqrt{\text{Re}(b)^2 + \text{Im}(b)^2}$, получим

$$\Gamma_a^T = \sqrt{(S_{11} + S_{12} \cos \theta_1)^2 + (S_{12} \sin \theta_1)^2}. \quad (12)$$

Так как коэффициент передачи между портами антенны мал для $N = 2$, то и эффективности при однопортовом и двухпортовом возбуждениях будут практически одинаковыми. При этом значения эффективностей на собственной резонансной частоте антенны стремятся к единице. Интерес представляет анализ случая возбуждения антенны тремя и четырьмя портами, в которых количество связей портов будет больше, чем при $N = 2$.

Трехпортовое возбуждение антенны

Для $N = 3$ (см. рис. 1, а) коэффициенты передачи между портами ($S_{21} = S_{31}$) менее -10 дБ в полосе рабочих частот (рис. 5), что больше, чем для случая $N = 2$. Проведем оценку Γ_a^T для этого случая.

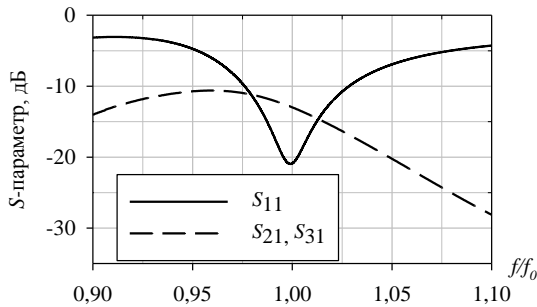


Рис. 5. Коэффициенты матрицы рассеяния с $N=3$

В общем виде полный коэффициент отражения

$$\Gamma_a^T = \frac{\sqrt{|\dot{b}_1|^2 + |\dot{b}_2|^2 + |\dot{b}_3|^2}}{\sqrt{|\dot{a}_1|^2 + |\dot{a}_2|^2 + |\dot{a}_3|^2}} = \frac{\sqrt{|S_{11}a_1 + S_{12}a_2e^{j\theta_1} + S_{13}a_3e^{j\theta_2}|^2 + |S_{21}a_1 + S_{22}a_2e^{j\theta_1} + S_{23}a_3e^{j\theta_2}|^2 + |S_{31}a_1 + S_{32}a_2e^{j\theta_1} + S_{33}a_3e^{j\theta_2}|^2}}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_2e^{j\theta_1}|^2 + |a_3e^{j\theta_2}|^2}}, \quad (13)$$

где $\dot{a}_1 = a_1 \cdot e^{j\theta_0} = 1$, $\dot{a}_2 = a_2 \cdot e^{j\theta_1}$, $\dot{a}_3 = a_3 \cdot e^{j\theta_2}$ при $a_1 = a_2 = a_3 = 1$, $\theta_0 = 0$, $\theta_1 = 2\pi/3$, $\theta_2 = 4\pi/3$ для получения круговой поляризации. Поэтому при $S_{12} = S_{13}$ получим $\dot{b}_1 = S_{11} + S_{12}(\cos \theta_1 + \cos \theta_2) + jS_{12}(\sin \theta_1 + \sin \theta_2)$, (14) соответственно

$$|\dot{b}_1|^2 = (S_{11} + S_{12}(\cos \theta_1 + \cos \theta_2))^2 + (S_{12}(\sin \theta_1 + \sin \theta_2))^2, \quad (15)$$

при $S_{11} = S_{22} = S_{33}$ и $S_{12} = S_{21} = S_{13} = S_{31}$ будем иметь $|\dot{b}_1|^2 = |\dot{b}_2|^2 = |\dot{b}_3|^2$, поэтому

$$\Gamma_a^T = \sqrt{(S_{11} + S_{12}(\cos \theta_1 + \cos \theta_2))^2 + (S_{12}(\sin \theta_1 + \sin \theta_2))^2}. \quad (16)$$

При возбуждении портов [1(1, 0), 2(1, 120), 3(1, 240)]

$$\Gamma_a^T = S_{11} - S_{12}. \quad (17)$$

Графики частотных зависимостей полного коэффициента отражения Γ_a^T и S_{11} показаны на рис. 6, из которого следует, что минимумы характеристик совпадают для случаев возбуждения одного и трех портов антенны.

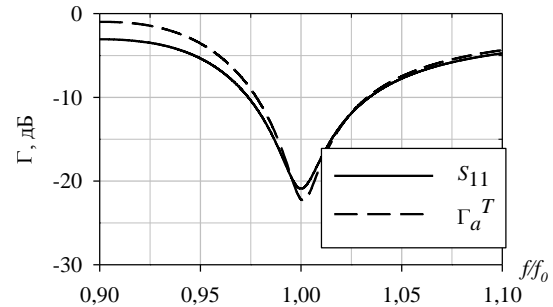


Рис. 6. Коэффициенты отражения антенны при возбуждении трех портов Γ_a^T и при возбуждении первого порта S_{11}

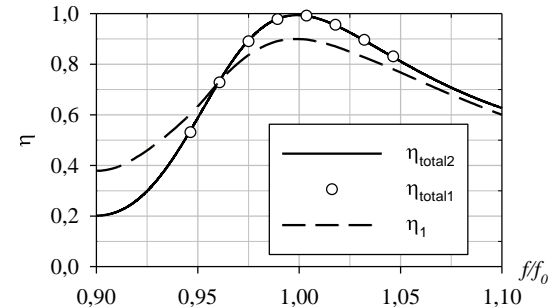


Рис. 7. Эффективность антенны при возбуждении трех портов, рассчитанная при помощи Γ_a^T (η_{total2}) и посредством вычислений CST Studio Suite (η_{total1}), а также при возбуждении только порта 1 (η_1) расчетом в CST Studio

Полные эффективности антенны, полученные при помощи расчета и моделирования в CST Studio Suite, также совпадают (рис. 7). Однако эффективность при возбуждении первого порта антенны не превышает 0,9 из-за большей взаимосвязи портов, чем при $N=2$.

Четырехпортовое возбуждение антенны

В случае возбуждения четырех портов антенны для создания круговой поляризации (см. рис. 1, в) S_{31} менее -7 дБ, $S_{21} = S_{41}$ менее $-12,5$ дБ в диапазоне рабочих частот (рис. 8), что больше, чем для случая $N = 3$. Проведем оценку Γ_a^T для этого случая.

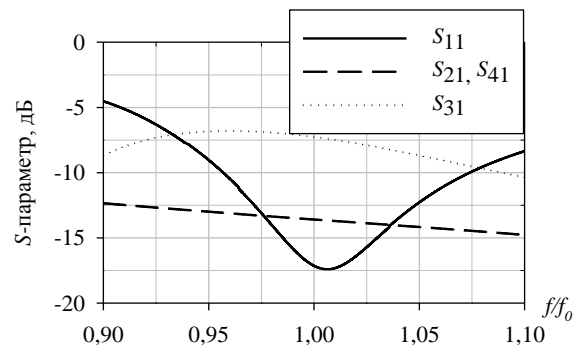


Рис. 8. Коэффициенты матрицы рассеяния с $N = 4$

Полный коэффициент отражения для $N = 4$

$$\Gamma_a^T = \frac{\sqrt{\begin{aligned} &|S_{11}a_1 + S_{12}a_2e^{j\theta_1} + S_{13}a_3e^{j\theta_2} + S_{14}a_4e^{j\theta_3}|^2 + \\ &|S_{21}a_1 + S_{22}a_2e^{j\theta_1} + S_{23}a_3e^{j\theta_2} + S_{24}a_4e^{j\theta_3}|^2 + \\ &|S_{31}a_1 + S_{32}a_2e^{j\theta_1} + S_{33}a_3e^{j\theta_2} + S_{34}a_4e^{j\theta_3}|^2 + \\ &|S_{41}a_1 + S_{42}a_2e^{j\theta_1} + S_{43}a_3e^{j\theta_2} + S_{44}a_4e^{j\theta_3}|^2 \end{aligned}}}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_2e^{j\theta_1}|^2 + |a_3e^{j\theta_2}|^2 + |a_4e^{j\theta_3}|^2}}, \quad (18)$$

где $\theta_1 = \pi/2$, $\theta_2 = \pi$, $\theta_3 = 3\pi/2$, $e^{j\theta_1} = i$, $e^{j\theta_2} = -1$, $e^{j\theta_3} = -i$ для правой круговой поляризации. Запишем матрицу рассеяния с соответствующим вектором возбуждения

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \\ \dot{b}_3 \\ \dot{b}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -i \\ -1 \\ i \end{bmatrix}. \quad (19)$$

При этом

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= S_{11} - iS_{12} - S_{13} + iS_{14} = S_{11} - S_{13}, \\ \dot{b}_2 &= S_{21} - iS_{22} - S_{23} + iS_{24} = i(S_{24} - S_{22}) = -ib_1, \\ \dot{b}_3 &= S_{31} - iS_{32} - S_{33} + iS_{34} = S_{31} - S_{33} = -b_1, \\ \dot{b}_4 &= S_{41} - iS_{42} - S_{43} + iS_{44} = i(S_{44} - S_{42}) = ib_1. \end{aligned} \quad (20)$$

Следовательно,

$$\Gamma_a^T = \frac{\sqrt{|\dot{b}_1|^2 + |-ib_1|^2 + |-b_1|^2 + |ib_1|^2}}{\sqrt{|1|^2 + |-i|^2 + |-1|^2 + |i|^2}} = |\dot{b}_1|. \quad (21)$$

Для произвольных углов возбуждения полный коэффициент отражения

$$\Gamma_a^T = \sqrt{\begin{aligned} &(S_{11} + S_{12}(\cos\theta_1 + \cos\theta_3) + S_{13}\cos\theta_2)^2 + \\ &+(S_{12}(\sin\theta_1 + \sin\theta_3) + S_{13}\sin\theta_2)^2 \end{aligned}}, \quad (22)$$

при возбуждении портов: [1(1,0), 2(1, 90), 3(1, 180), 4(1, 270)]

$$\Gamma_a^T = S_{11} - S_{13}. \quad (23)$$

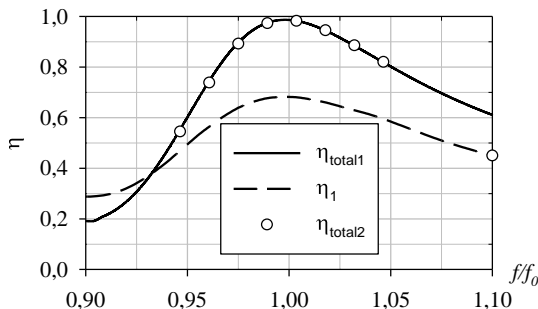


Рис. 9. Эффективность антенны при возбуждении четырех портов, рассчитанная при помощи Γ_a^T (η_{total2}) и вычислений в CST Studio Suite (η_{total1}), а также при возбуждении только порта 1 (η_1) и расчетом в CST Studio

Как видно из рис. 9, несмотря на высокие значения S_{31} для $f/f_0=1$, полная эффективность антенны близка к единице. Однако эффективность при возбуждении только первого порта η_1 составляет не более 0,7 из-за большей взаимосвязи портов, чем при $N = 3$.

Кроме того, из формулы (22) можно увидеть, что если $\theta_1 - \theta_3 = \pi$, то $S_{12} = S_{14}$ не учитывается при расчете Γ_a^T , а Γ_a^T определяется S_{11} и S_{13} , а также углом θ_2 . При этом если $\theta_2 = \pi$, то Γ_a^T будет минимальным, если $\theta_2 \neq \pi$, то Γ_a^T увеличивается от минимального значения и при $\theta_2 = 0$ достигает максимального значения из-за противофазного возбуждения моды TM_{10} при помощи портов, расположенных на одной оси симметрии антенны.

Полная эффективность (η_{total}), полученная расчетным путем для $N = 2, 3, 4$, показана на рис. 10.

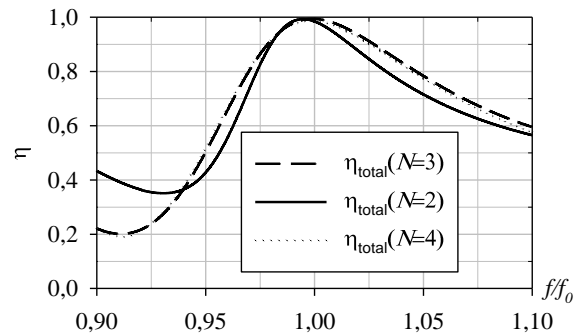


Рис. 10. Эффективность антенны, рассчитанная при помощи Γ_a^T для $N = 2, 3, 4$

Заключение

В настоящей статье рассмотрено влияние количества портов возбуждения на полную эффективность печатных антенн круговой поляризации. Установлено, что полная эффективность близка к единице на собственной резонансной частоте антенны круговой поляризации и практически не зависит от количества возбужденных портов $N = 2, 3, 4$. Однако для случая $N = 4$ коэффициент передачи между точками питания является самым большим, в сравнении с $N = 2, 3$, и для получения малого значения Γ_a^T в полосе рабочих частот к обеспечению фазового смещения между портами $[0, 90, 180, 270^\circ]$ предъявляются повышенные требования. Другими словами, необходимо обеспечить противофазное возбуждение портов антенны, расположенных в одной плоскости. В этом случае Γ_a^T будет иметь низкие значения. Для создания круговой поляризации набег фазы между парами противофазно возбужденных портов в ортогональных плоскостях должен составлять ровно 90° , в этом случае Γ_a^T будет минимален.

Следует отметить, что выбор количества портов влияет на поляризационные и фазовые характеристики антенны [15]. Кроме того, антенна с многопортовым возбуждением требует схемы питания, потери в которой будут определять эффективность антенны в целом. В этой связи использование меньшего количества плеч схемы питания со ступенчатой фазовой задержкой является предпочтительным.

Литература

1. Roca L.J. Handbook on small antennas / L.J. Roca, M. Martínez-Vázquez, R.S. Calvo. – Belgium, Brussels: EurAAP Technical Working Group on Compact Antennas, 2012. – 693 p.
 2. Панченко Б.А. Микроразомкнутые антенны / Б.А. Панченко, Е.И. Неведов. – М.: Радио и связь, 1986. – 144 с.
 3. GPS satellite surveying / A. Leick, L. Rapoport, D. Tarnikov. – John Wiley & Sons, Inc., 2015. – 807 p.
 4. Гафаров Е.Р. Двухчастотная антенна для спутниковых радионавигационных систем / Е.Р. Гафаров, Ю.П. Саломатов // 25-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). – Севастополь, 2015. – С. 499–500.
 5. GPS antenna design and performance advancements: The Trimble Zephyr [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-86094>. свободный (дата обращения: 11.12.2020).
 6. Курушин А.А. Моделирование излучающих многопортовых СВЧ-структур // Современная электроника. – 2014. – № 7. – С. 70–73.
 7. Банков С.Е. Расчёт квадрифилярной антенны / С.Е. Банков, А.Е. Давыдов, А.А. Курушин // Современная электроника. – 2008. – № 1. – С. 54–57.
 8. Manteghi M. Multiport characteristics of a wide-band cavity backed annular patch antenna for multipolarization operations / M. Manteghi, Y. Rahmat-Samii // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2005. – Vol. 53, No. 1. – P. 466–474. – DOI: 10.1109/TAP.2004.838794
 9. Chae S.H. Analysis of mutual coupling, correlations, and TARC in MIMO antenna array / S.H. Chae, S. Oh, S. Park // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2007. – Vol. 6. – P. 122–125. – DOI: 10.1109/LAWP.2007.893109
 10. Andrade E. The correct application of total active reflection coefficient to evaluate MIMO antenna systems and its generalization to N ports / E. Andrade, H. Aguilar, J. Tirado-Mendez // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. – 2019. – P. 1–10. – DOI: 10.1002/mmce.22113
 11. A Closed-form formula of radiation and total efficiency for lossy multiport antennas / M. Wang, T. Loh, Y. Zhao, Q. Xu. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2019. – Vol. 18, no. 1. – P. 2468–2472. – DOI: 10.1109/LAWP.2019.2940382
 12. Kakkar N.A. Four elements fan-shaped MIMO antenna with enhanced bandwidth / N.A. Kakkar; M.R. Tripathy // 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN). – Noida, India, 2020. – DOI: 10.1109/SPIN48934.2020.9070948
 13. Broadband capacitively coupled stacked patch antenna for GNSS applications / D. Li, P. Guo, Q. Dai, Y. Fu // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2012. – Vol. 11. – P. 701–704. – DOI: 10.1109/LAWP.2012.2205129
 14. Jayant S. Four Elements UWB MIMO antenna array / S. Jayant, G. Srivastava // 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN). – Noida, India, 2020. – DOI: 10.1109/SPIN48934.2020.9070922
 15. Multiband three-layer GNSS microstrip antenna / E.R. Gafarov, A.A. Erokhin, A.V. Stankovsky, Y.P. Salomatov // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Tomsk, Russia, 18–20 April 2019. – DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729623
- Гафаров Евгений Раисович**
Ст. преп. каф. радиотехники
Сибирского федерального университета (СФУ)
Свободный пр-т, 79, г. Красноярск, Россия, 660041
Тел.: +7-923-306-27-05
Эл. почта: egafarov@sfu-kras.ru
- Саломатов Юрий Петрович**
Зав. каф. радиотехники СФУ
Свободный пр-т, 79, г. Красноярск, Россия, 660041
Тел.: +7 (391-2) 91-22-78
Эл. почта: ysalamatov@sfu-kras.ru
- Gafarov E.R., Salomatov Y.P.
Efficiency analysis of a multiport patch antenna
- The article considers the patch antenna with several ports to excite a circular polarization. The effect of excitation ports number on the total efficiency of antenna was investigated. Taking into account the mutual coupling of the antenna ports, the total active reflection coefficient was estimated. A comparison of the calculated characteristics and the data obtained by CAD-modeling was carried out. It was shown that the total efficiency of the multiport patch antenna is independent from the number of excitation ports.
- Keywords:** patch antenna, circular polarization, total efficiency.
doi: 10.21293/1818-0442-2021-24-1-24-29
- References*
1. Roca L.J., Martínez-Vázquez M., Calvo R.S. Handbook on small antennas. *Belgium, Brussels, EurAAP Technical Working Group on Compact Antennas*, 2012, 693 p.
 2. Panchenko B.A., Nefedov E.I. *Mikropoloskovye anteny* [Microband antennas]. Moscow, Radio i Svyaz', 1986, 144 p. (in Russ.).
 3. Leick A., Rapoport L., Tarnikov D. GPS satellite surveying. *John Wiley & Sons, Inc.*, 2015, 807 p.
 4. Gafarov E.R., Salomatov Y.P. The dual-band antenna for navigation satellite systems. *25th International Crimean Conference «Microwave engineering and telecommunications» (CriMiCo 2015)*, Sevastopol, 2015, pp. 499–500 (in Russ.).
 5. GPS antenna design and performance advancements: The Trimble Zephyr [electronic source]. Available at: <http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-86094>. (Accessed: December 11, 2020).
 6. Kurushin A.A. Modelirovanie izluchayushchih mnogoportovyh SVCH-struktur [Modelling of radiating multiport microwave structures]. *Modern electronics*, 2014, no. 7, pp. 70–73 (in Russ.).
 7. Bankov S.E., Kurushin A. A. Raschyot kvadrifilyarnoj anteny [Calculating a quadrifilar antenna]. *Modern electronics*, 2008, no 1, pp. 54–57 (in Russ.).
 8. Manteghi M., Rahmat-Samii Y. Multiport characteristics of a wide-band cavity backed annular patch antenna for multipolarization operations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2005, vol. 53, no. 1, pp. 466–474. DOI: 10.1109/TAP.2004.838794
 9. Chae S.H., Oh S., Park S. Analysis of mutual coupling, correlations, and TARC in MIMO antenna array. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2007, vol. 6, pp. 122–125. DOI: 10.1109/LAWP.2007.893109

10. Andrade E., Aguilar H., Tirado-Mendez J. The correct application of total active reflection coefficient to evaluate MIMO antenna systems and its generalization to N ports. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2019, pp. 1–10. DOI: 10.1002/mmce.22113
11. Wang M., Loh T., Zhao Y., Xu Q. A Closed-form formula of radiation and total efficiency for lossy multiport antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, vol. 18, no. 1, pp. 2468–2472. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2940382
12. Kakkar N.A., Tripathy M.R. Four elements fan-shaped MIMO antenna with enhanced bandwidth. *7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*, Noida, India, 2020. – DOI: 10.1109/SPIN48934.2020.9070948
13. Li D., Guo P., Dai Q., Fu Y. Broadband capacitively coupled stacked patch antenna for GNSS applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012, vol. 11, pp. 701–704. DOI: 10.1109/LAWP.2012.2205129
14. Jayant S., Srivastava G. Four Elements UWB MIMO antenna array. *7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*, Noida, India, 2020. – DOI: 10.1109/SPIN48934.2020.9070922
15. Gafarov E.R., Erokhin A.A., Stankovsky A.V., Salomatov Y.P. Multiband three-layer GNSS microstrip antenna. *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings*, Tomsk, Russia, 18-20 April 2019. – DOI: 10.1109/SIBCON.2019.8729623

Evgeniy R. Gafarov

Senior Lecturer Radio Engineering Department,
Siberian Federal University
79, Svobodny st. Krasnoyarsk, Russia, 660041
Phone: +7-923-306-27-05
Email: egafarov@sfu-kras.ru

Yury P. Salomatov

Head of Radio Engineering Department
Siberian Federal University
79, Svobodny st. Krasnoyarsk, Russia, 660041
Phone: +7 (391-2) 91-22-78
Email: ysalomatov@sfu-kras.ru