

Двухполяризационный излучатель с высокой развязкой для фазированных антенных решеток

Л.И. Пономарев, Е.В. Неклюдов, А.А. Васин, О.В. Терехин

Московский авиационный институт (государственный технический университет)
125993, Российская Федерация, г. Москва
Волоколамское шоссе, 4

Рассматривается малогабаритный двухполяризационный волноводный излучатель с высокой развязкой между входами, предназначенный для использования в фазированных антенных решетках с широким сектором сканирования. Подобный излучатель может также использоваться для построения активной решетки для спутниковых радиолокаторов с синтезированной апертурой. Проведена оптимизация геометрических параметров излучателя и четырехэлементного модуля, а также их основных антенных характеристик. Приводятся результаты оптимизации по основным характеристикам излучателя и модуля (КСВ, развязке, КПД, форме ДН) в 6 %-й полосе частот в X-диапазоне.

Ключевые слова: двухполяризационный излучатель, фазированная антенная решетка, широкий сектор сканирования, активная решетка, спутниковый радиолокатор.

Для целого ряда радиотехнических бортовых и космических систем возникает необходимость разработки фазированных антенных решеток (ФАР) с электрическим сканированием и независимыми взаимно ортогональными линейными поляризациями излучаемых (принимаемых) полей. К числу таких задач относится разработка двухполяризационных ФАР с широким сектором сканирования, а также активных ФАР (АФАР) для спутниковых радиолокаторов с синтезированной апертурой [1]. Для построения таких антенных систем должны использоваться двухполяризационные излучатели. При этом к таким излучателям предъявляются требования высокой развязки $L_{12} = 1 / S_{12}$ между каналами (S_{12} – модуль коэффициента связи между каналами), минимальных массогабаритных параметров (особенно поперечных размеров), высокого коэффициента полезного действия (КПД), высокого коэффициента усиления (КУ) и достаточной прочности конструкции.

Известны малогабаритные двухполяризационные микрополосковые излучатели с двумя ортогональными входами [2]. Недостатком подобных излучателей является малая развязка между входами 1 и 2 (меньше 20 дБ). Кроме того, микрополосковые излучатели имеют значительные потери в диэлектрике, особенно в X-диапазоне и более высокочастотных диапазонах, не обладают

достаточной прочностью и проигрывают по этим показателям волноводным излучателям.

Известны двухполяризационные волноводно-рупорные антенны с квадратным раскрытием, возбуждаемые с помощью микрополоскового излучателя квадратной формы и подводимых к нему двух взаимно ортогональных микрополосковых линий, расположенных в некотором сечении и проходящих в квадратный волновод через отверстия в боковых стенках квадратного волновода [3]. Однако такой излучатель имеет ограниченную развязку (менее 30 дБ) между поляризациями и большой поперечный размер – около полутора длин волн, что исключает использование подобного излучателя в сканирующих ФАР.

Рупорно-волноводный излучатель с квадратным раскрытием с уменьшенным поперечным размером апертуры приводится в [4]. Уменьшение поперечных размеров достигнуто за счет применения в структуре излучателя двух отрезков квадратного волновода с четырьмя и двумя металлическими гребнями и использования «висячих» воздушных полосковых линий. Однако минимальный уровень кроссполяризации составляет –27 дБ. Кроме того, конструкция излучателя значительно усложняется.

Известны волноводные излучатели в виде пирамидального рупора с квадратным раскрытием

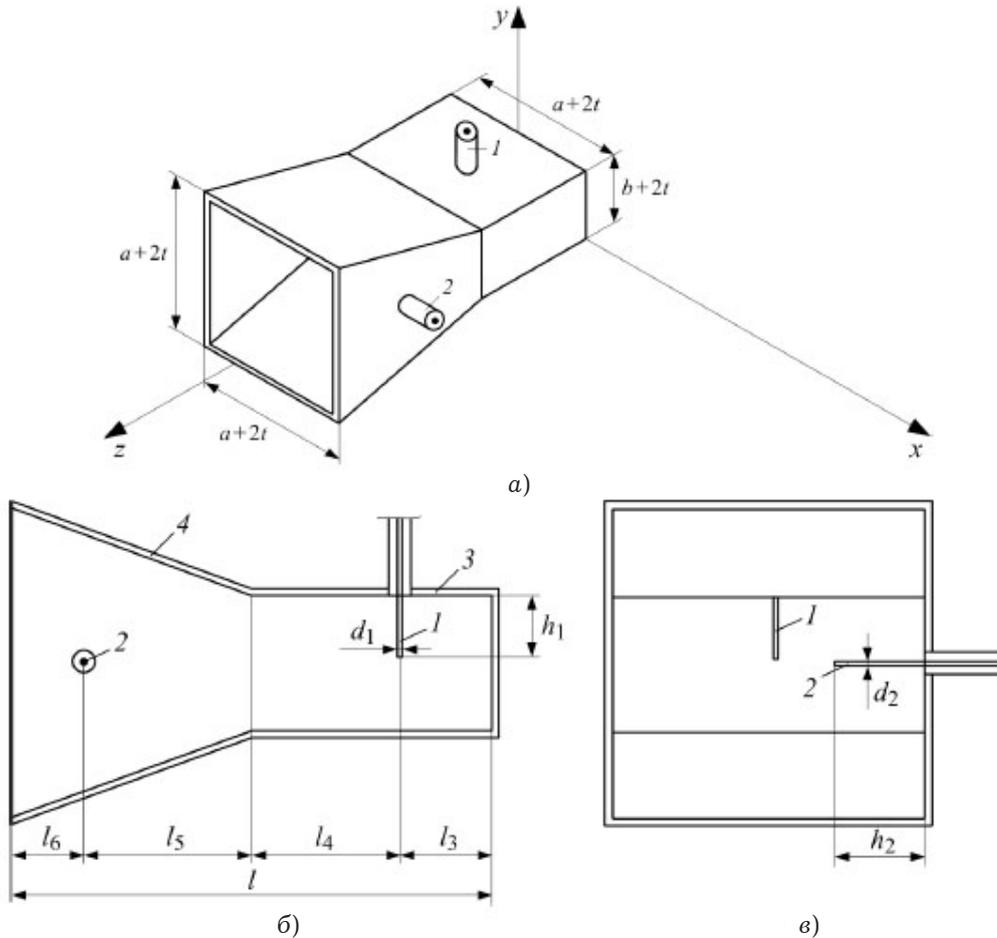


Рис. 1. Геометрия двухполяризованного излучателя: а) общий вид; б) вид сбоку; в) вид спереди

и отрезка короткозамкнутого квадратного волновода с поперечными размерами, обеспечивающими «докритический» режим работы только для основных типов волн H_{10} и H_{01} [5]. При ортогональном расположении одинаковых коаксиально-штыревых возбуждателей в смежных боковых стенках в некотором сечении такого волновода в волноводе возбуждается и распространяется или только волна H_{10} , или только волна H_{01} , являющиеся источниками двух взаимно ортогональных полей, излучаемых открытым концом волновода или раскрытием пирамидального рупора. Однако и в таком излучателе коэффициент связи S_{12} между входами лежит в интервале примерно $-15...-20$ дБ.

С целью существенного уменьшения коэффициента связи (существенного увеличения развязки) между двумя взаимно ортогональными каналами до значений, лежащих в интервале $-35...-65$ дБ ($35...65$ дБ) и даже более, при существенном уменьшении поперечных размеров двухполяризованного волноводного излучателя примерно до $0,59\lambda_0 \dots 0,62\lambda_0$, где λ_0 – длина волны в свободном пространстве, соответствующая

средней частоте f_0 рабочего диапазона, может быть использован двухполяризованный излучатель (рис. 1) в виде отрезка короткозамкнутого прямоугольного волновода 3, переходящего в Е-секториальный рупор 4 с квадратным раскрытием, и двух коаксиально-штыревых возбуждателей 1 и 2, запитываемых коаксиальными линиями с волновым сопротивлением $W = 50$ Ом, причем возбуждатель 1 расположен посередине широкой стенки прямоугольного волновода на расстоянии l_3 от короткозамыкателя и на расстоянии l_4 от горловины рупора, а возбуждатель 2 расположен посередине боковой стенки рупора на расстоянии l_5 от горловины рупора и на расстоянии l_6 от апертуры рупора, а продольные оси обоих штыревых возбуждателей взаимно ортогональны и лежат в плоскостях, содержащих продольную ось рупорного излучателя.

Поперечные размеры прямоугольного волновода $a \times b$ и поперечные размеры раскрытия рупора $a \times a$ выбираются из условий закритичности волн высших типов и докритичности волн основного типа H_{10} в волноводе и волн H_{10} и H_{01} в рупоре и известных ограничений на расстояние

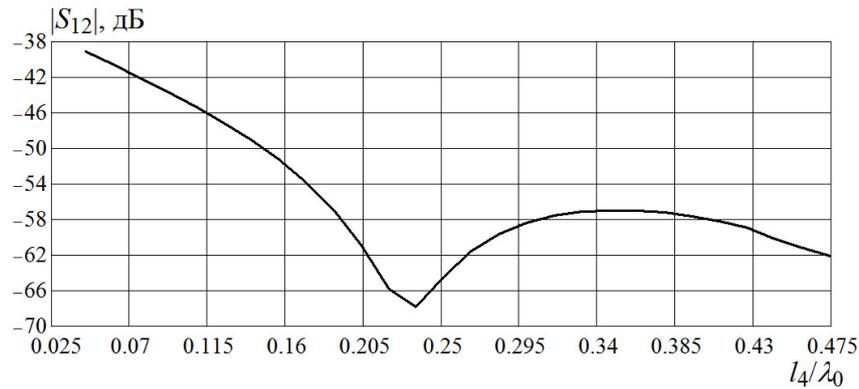


Рис. 2. График зависимости значений коэффициента связи $|S_{12}|$ на средней частоте от l_4 / λ_0

между соседними излучателями в ФАР с плоской апертурой, сканирующей в коническом секторе углов $\theta \leq |\theta_{\text{ск}}|$, т. е. $a < \lambda / \sqrt{2}$ и $a < (2 / \sqrt{3})\lambda / (1 + |\sin \theta_{\text{ск}}|) - 2t$, $b < a / 2$, где a – внутренний размер квадратного раскрыва рупора; t – толщина стенок волновода; λ – длина волны в свободном пространстве для рабочей частоты f . Рассматриваемый излучатель с указанными выше поперечными размерами позволяет обеспечить широкоугольное и независимое по обеим поляризациям электрическое сканирование луча в ФАР с плоской апертурой в коническом секторе углов с углом при вершине конуса $55^\circ \dots 70^\circ$.

Геометрия и места включения возбуждателей определяются в следующей последовательности. Сначала определяются расстояние l_5 , длина штыря h_2 и его диаметр d_2 из условия обеспечения требуемого КСВ₂ на входе 2 в рабочем диапазоне частот; затем определяется расстояние l_3 , длина штыря h_1 и его диаметр d_1 из условия обеспечения требуемого КСВ₁ на входе 1 для некоторого изначально выбранного расстояния l_4 ; потом уточняется расстояние l_4 из условия обеспечения требуемого коэффициента связи между входами 1 и 2 и следом уточняются значения расстояния l_3 и длины h_1 штыря при уточненном значении l_4 ; после этого находится расстояние l_6 при выбранной длине излучателя l из соотношения $l_6 = l - (l_3 + l_4 + l_5)$. С целью минимизации продольного размера излучателя $l = l_3 + l_4 + l_5 + l_6$ каждый из размеров l_3 , l_4 , l_5 выбирается минимально возможным и определяется в процессе электродинамического моделирования или эксперимента. Расстояние l_6 влияет на уровень подавления волн высших типов, возникающих в раскрыве рупора от возбуждателя 2, выбирается из условия $l_6 = l - (l_3 + l_4 + l_5)$ при заданном размере излучателя l , который в свою очередь определяется из условия обеспечения требуемого уровня подавления волн выс-

ших типов в раскрыве рупора. Анализ результатов моделирования показывает, что минимальный продольный размер излучателя лежит в интервале $(0,9 \dots 1,0)\lambda_0$.

Достоинством предлагаемой схемы излучателя является возможность практически независимого обеспечения каждого из четырех выше перечисленных параметров: КСВ₁, КСВ₂, $|S_{12}|$ и уровня высших типов волн в раскрыве рупора. Это утверждение иллюстрируется результатами моделирования, приведенными на рис. 2–5, которые получены для излучателя со следующими размерами: $l = 0,96\lambda_0$; $a = 0,62\lambda_0$; $b = 0,27\lambda_0$.

Моделирование проводилось с помощью специализированного программного пакета электродинамического моделирования, в котором был использован метод конечных разностей во временной области.

На рис. 2 представлен график зависимости коэффициента связи $|S_{12}|$ на частоте f_0 от величины l_4 / λ_0 .

Как видно, изменяя размер l_4 в интервале от $0,05\lambda_0$ до почти $0,5\lambda_0$, можно существенно изменять величину $|S_{12}|$ – от значений примерно -39 дБ вплоть до уровня примерно -68 дБ. Результаты моделирования рассматриваемого излучателя показали, что при следующих ограничениях на размеры излучателя: $0,59\lambda_0 \leq a \leq 0,62\lambda_0$, $b < a / 2$, $0,9\lambda_0 \leq l \leq \lambda_0$, $0,15\lambda_0 \leq l_3 \leq 0,26\lambda_0$, $0,37\lambda_0 \leq l_5 \leq 0,41\lambda_0$ – величина $|S_{12}|$ слабо зависит от значений a , b , l_3 / λ_0 , l_5 / λ_0 , l / λ_0 , но существенно зависит от размера l_4 / λ_0 . При этом значения диаметров d_1 и d_2 лежат в следующих интервалах: $0,032\lambda_0 \leq d_1 \leq 0,039\lambda_0$, $0,032\lambda_0 \leq d_2 \leq 0,039\lambda_0$.

Представленные на рис. 3–5 характеристики излучателя были получены в соответствии с изложенной выше последовательностью моделирования из условия минимизации КСВ₁ и КСВ₂ в требуемом относительном диапазоне частот

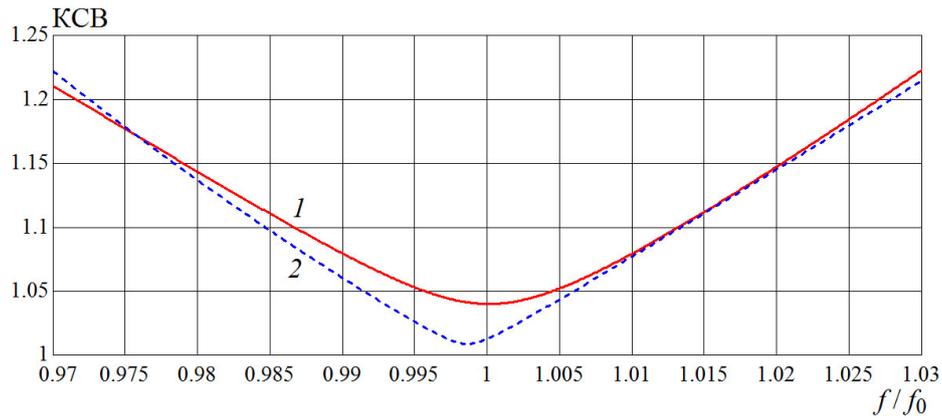


Рис. 3. Графики частотной зависимости КСВ на входе 1 при $l_3/\lambda_0 = 0,16$ (линия 1) и КСВ на входе 2 при $l_5/\lambda_0 = 0,41$ (линия 2)

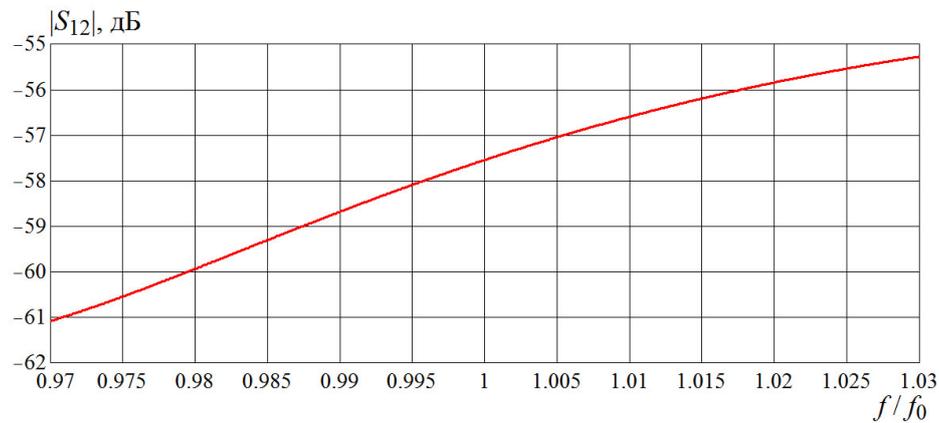


Рис. 4. График частотной зависимости коэффициента связи $|S_{12}|$

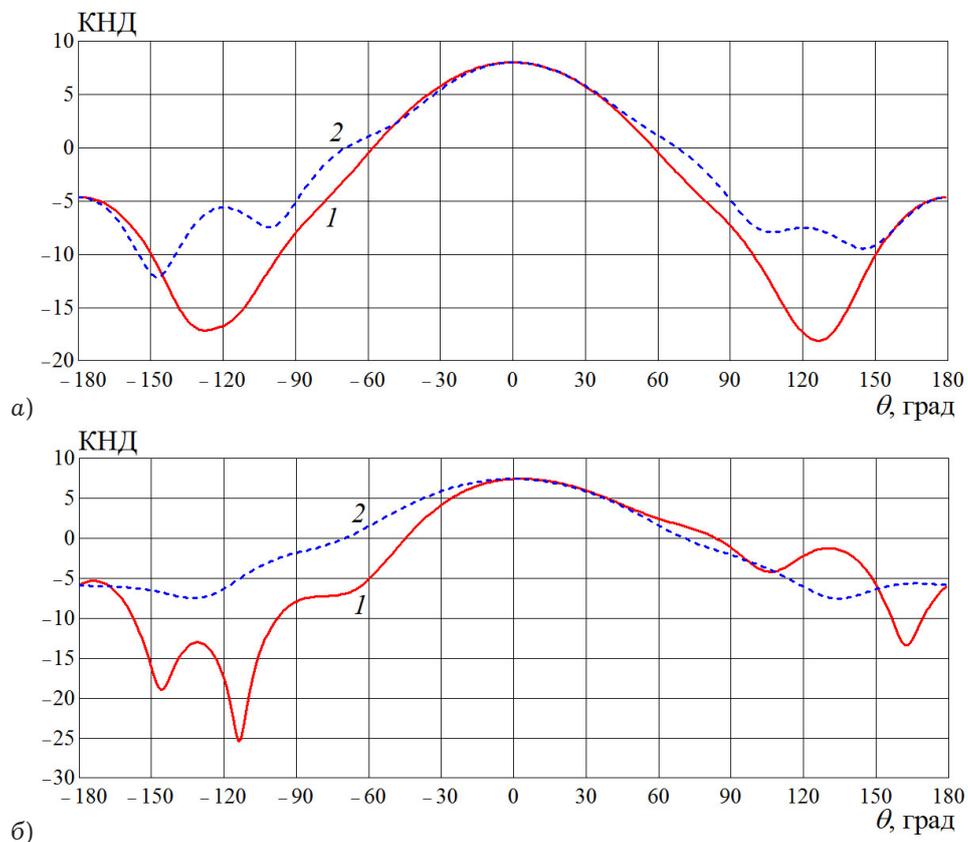


Рис. 5. ДН излучателя в плоскости $\varphi = 0^\circ$ (линия 1) и в плоскости $\varphi = 90^\circ$ (линия 2): а) по входу 1; б) по входу 2

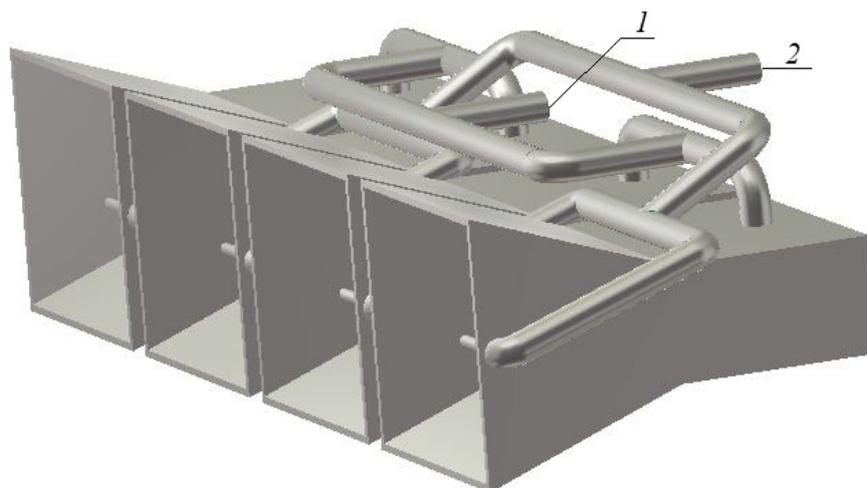


Рис. 6. Общий вид четырехэлементного модуля

$2\Delta f / f_0 \approx 6\%$ при наличии ограничений на размеры l_3 , l_5 ($0,15\lambda_0 \leq l_3 \leq 0,26\lambda_0$, $0,37\lambda_0 \leq l_5 \leq 0,41\lambda_0$). Размер l_4 выбирался в соответствии с зависимостью $|S_{12}|$ от значения l_4 / λ_0 (рис. 2) и при условии, что при $\lambda = \lambda_0 |S_{12}| \leq -57$ дБ. В итоге были получены следующие результаты: $l_3 = 0,16\lambda_0$; $l_4 = 0,32\lambda_0$; $l_5 = 0,41\lambda_0$; $l_6 = 0,07\lambda_0$; $h_1 = 0,2\lambda_0$; $h_2 = 0,19\lambda_0$, $d_1 = d_2 = 0,032\lambda_0$.

Графики КСВ₁ и КСВ₂ в полосе частот при значениях $l_3 / \lambda_0 = 0,16$ и $l_5 / \lambda_0 = 0,41$ приведены на рис. 3. Моделирование показывает, что КСВ₁ и КСВ₂ слабо зависят от размеров l_4 / λ_0 , l_6 / λ_0 .

На рис. 4 показана частотная зависимость величины $|S_{12}|$ для $l_4 = 0,32\lambda_0$ и $l_5 = 0,41\lambda_0$.

На рис. 5 приведены диаграммы направленности (ДН) излучателя (в виде зависимостей КНД излучателя в логарифмическом масштабе) относительно каждого входа на центральной частоте f_0 в двух взаимно ортогональных плоскостях: в плоскости zOx ($\varphi = 0^\circ$) и в плоскости zOy ($\varphi = 90^\circ$). При этом угол θ отсчитывается от оси Oz по направлению к плоскости xOy .

Как следует из представленных результатов, КНД в направлении продольной оси излучателя составляет 8 дБ по входу 1 и 7,4 дБ по входу 2, что близко к максимально возможному КНД квадратного раскрытия. Однако ДН по входу 2 в плоскости $\varphi = 0^\circ$ является несимметричной. Это вызвано наличием в раскрытии рупора волн высших типов, амплитуда которых может быть уменьшена путем увеличения размера l_6 (увеличения размера l).

Так как потери в таком излучателе незначительны, то его коэффициент усиления на средней частоте по величине практически не отличается от КНД. Рассмотренный излучатель может использоваться в качестве отдельного излуча-

теля в сканирующих ФАР с двумя ортогональными поляризациями излучаемого (принимаемого) поля и широким сектором сканирования $\pm 55 - 70^\circ$ в произвольной плоскости.

Существует ряд задач, в которых требуется осуществлять широкоугольное электрическое сканирование только в одной плоскости при условии обеспечения высокого КУ и двухполяризационного режима работы. Так, в спутниковых радиолокаторах с синтезированной апертурой, например, TerraSAR-X [6], используется АФАР, состоящая из подрешеток с волноводно-щелевыми излучателями с вертикальной и горизонтальной поляризациями. Габаритные размеры подрешеток выбраны из условия обеспечения сканирования АФАР в угломестной (вертикальной) плоскости в пределах сектора углов $\pm 19,2^\circ$, а в азимутальной (горизонтальной) плоскости $\pm 0,75^\circ$ при работе в полосе частот 1,6 %.

Рассмотренный выше волноводный излучатель также может быть использован в составе четырехэлементного модуля с ортогональными линейными поляризациями при создании радиолокаторов космического базирования с синтезированной апертурой. Схема такого модуля представлена на рис. 6.

Подобный модуль имеет ряд преимуществ как в характеристиках направленности, так и в возможности размещения системы питания модуля по обоим поляризациям в пространстве между соседними излучателями, что делает этот модуль достаточно компактным устройством. В качестве системы питания в X-диапазоне выбрана система из двухступенчатых коаксиальных равноамплитудных делителей мощности. При этом входное сопротивление каждого из делителей при работе в системе выбиралось равным 50 Ом.

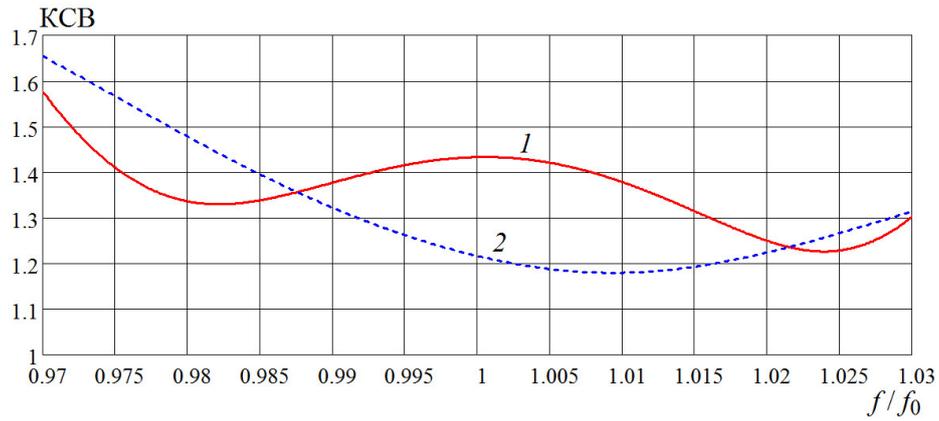


Рис. 7. Графики частотной зависимости КСВ на входе 1 (линия 1) и КСВ на входе 2 (линия 2)

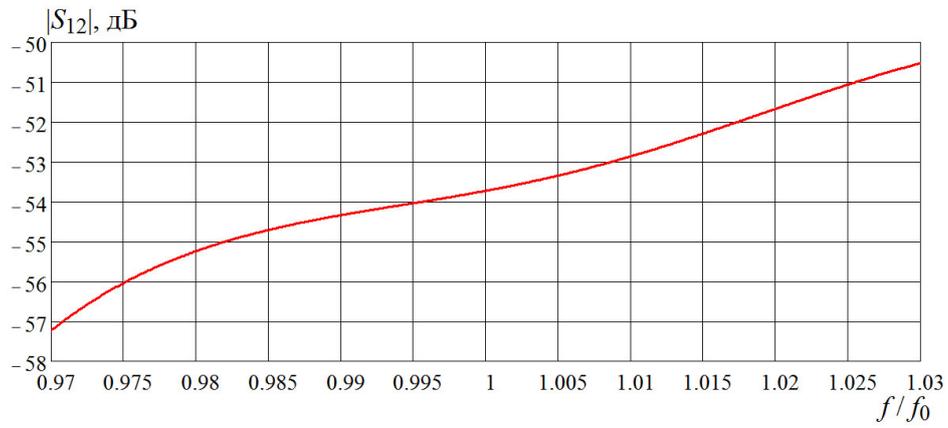


Рис. 8. График частотной зависимости коэффициента связи $|S_{12}|$

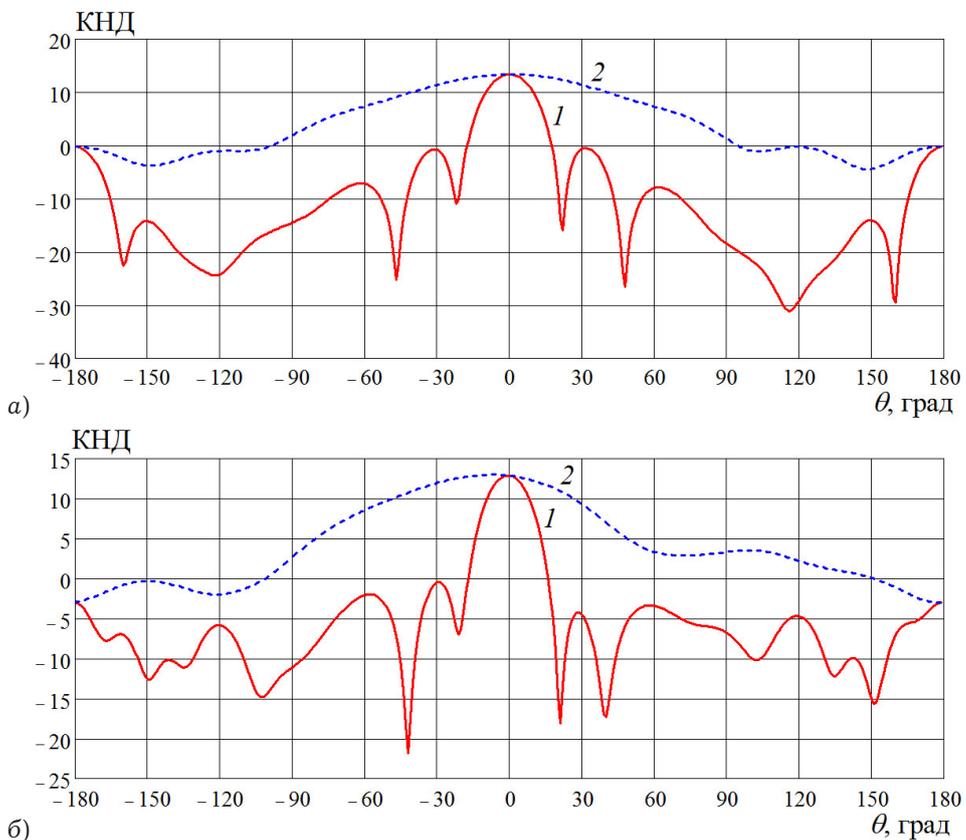


Рис. 9. ДН четырехэлементного модуля в плоскости $\varphi = 0^\circ$ (линия 1) и в плоскости $\varphi = 90^\circ$ (линия 2): а) по входу 1; б) по входу 2

Остальные параметры делителя оптимизировались из условия минимизации КСВ в рассматриваемой рабочей полосе частот. На рис. 7 представлены зависимости КСВ на входах 1 и 2 в полосе частот $\pm 3\%$, уровень развязки $|S_{12}|$ (рис. 8) между входами 1 и 2, а также ДН четырехэлементного модуля в азимутальной и угломестной плоскостях на средней частоте выбранного диапазона (рис. 9). Излучатели располагаются на расстоянии $0,7\lambda_0$ в горизонтальной плоскости. При этом в случае прямоугольной сетки расположения излучателей обеспечивается сектор сканирования в угломестной плоскости до $\pm 37^\circ$, а в горизонтальной плоскости до $\pm 18^\circ$.

Таким образом, рассмотренный двухполяриза- ционный излучатель при использовании его в качестве отдельного излучателя ФАР позволяет обеспечить сектор сканирования ФАР до $60\text{--}70^\circ$ в полосе частот $\pm 3\%$, и высокую развязку между ортогональными по поляризации каналами до уровня -50 дБ и лучше. При использовании такого излучателя в четырехэлементном моду- ле возможно построение ФАР для спутниковых РЛС с синтезированной апертурой, причем ра-

бочая полоса частот ФАР составляет приблизи- тельно $\pm 3\%$, а возможные сектора сканирования в угломестной и азимутальной плоскостях до- стигают $\pm 37^\circ$, и $\pm 18^\circ$ соответственно.

Список литературы

1. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника, 2010.
2. Modern Antenna Handbook / ed. by C.A. Balanis. N.-Y.: John Wiley & Sons, 2008.
3. A new dual-polarized horn antenna excited by a gap-fed square patch/ S. Ononchimeg [et al.] // Progress In Electromagnetics Research Letters. 2011. V. 21. P. 129–137.
4. A dual polarized suspended stripline fed open-ended waveguide antenna subarray for phased arrays / N. Nakamoto [et al.] // International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP–2015). P. 479–482.
5. Zhongxiang Sh., Chao F. A new dual-polarized broadband horn antenna // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2005. V. 4. P. 270–273.
6. Grafmuller B., Herschlein A., Fischer C. The TerraSAR-X antenna system // Radar Conference, 2005 IEEE International.

Dual-polarized radiator with high isolation for phased antenna arrays

L.I. Ponomarev, E.V. Neklyudov, A.A. Vasin, O.V. Terekhin

We propose the small-size dual-polarized radiator with high isolation. It is intended for use in a phased array with a wide scanning sector. Such radiator can also be used to construct an active phased array for satellite radars with synthesized aperture. The geometrical parameters of the radiator and the four-element module, as well as their general antenna characteristics have been optimized. The optimization results for the main characteristics of the radiator and the four-element module (VSWR, coefficient of isolation, directivity, radiation pattern shape) have been shown in the 6% frequency band, operating in the X-range.

Keywords: dual-polarized radiator, phased antenna arrays, wide scanning sector, active phased array, satellite radars.
