Известия НАН Армении, Физика, т.58, №3, с.430–437 (2023) УДК 621.396 DOI:10.54503/0002-3035-2023-58.3-430

# УВЕЛИЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ И УЛУЧШЕНИЕ ИЗОЛЯЦИИ ЭЛЕМЕНТОВ МИНИАТЮРИЗИРОВАННОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

# А.Г. СТЕПАНЯН

Институт радиофизики и электроники НАН Армении, Аштарак, Армения

e-mail: araratstepanyan9@gmail.com

(Поступила в редакцию 26 май 2023 г.)

Исследована фазированная антенная решетка с электрически малыми параметрами. Для уменьшения размеров антенны в качестве материала подложки использованы диэлектрические и магнитодиэлектрические материалы (МДМ) с высокой диэлектрической проницаемостью. Чтобы проанализировать влияние материала подложки на характеристики антенны, для диэлектрика и МДМ учитывался одинаковый показатель преломления. Сравнены основные параметры микрополосковых антенных решеток на основе диэлектрических подложек с высокой диэлектрической проницаемостью и МДМ. Результаты моделирования показывают, что использование МДМ приводит к улучшению полосы пропускания, изоляции между элементами и идеальному согласованию импеданса (коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) <1.1 для центральной частоты) между материалом и свободным пространством в гораздо более широкой полосе пропускания.

### 1. Введение

В последние годы появился значительный интерес к разработке электрически малых антенн и антенных решеток, которые имеют согласованный импеданс, низкую добротность и высокую эффективность излучения. Нижняя граница добротности Q электрически малой антенны, определяется пределом Чу, который устанавливает теоретическое минимальное значение Q. Данное значение зависит от занимаемого сферического объема антенны, которое определяется значением ka, где k – волновое число  $2\pi/\lambda$  в свободном пространстве, a – радиус воображаемой сферы, описывающей максимальный размер антенны [1]. В прошлом было разработано несколько методов уменьшения размера антенны, но с ограниченным успехом.

В настоящее время в качестве подложек при изготовлении миниатюрных антенн обычно используются материалы с высокой диэлектрической проницаемостью и малыми потерями. Это снижение в основном связано с возбуждением поверхностных волн, накоплением энергии в виде электрического поля и с уменьшением диэлектрических потерь. Подложка с высокой диэлектрической проницаемостью может привести к трудностям согласования импеданса антенны и узкой полосе пропускания [2, 3]. Из-за этих поверхностных волн проблемы ответвления в антенных решетках стали заметными, и, следовательно, в последние годы возникла необходимость значительно уменьшить взаимную связь между элементами антенной решетки [4].

В последнее время в конструировании антенн привлекли внимание магнитодиэлектрические материалы, поскольку данный материал может привести к уменьшению размеров без ухудшения характеристик антенной решетки [5].

### 2. Постановка задачи

Антенны с фазированной решеткой состоят из нескольких стационарных антенных элементов с когерентным питанием и использованием переменной фазы или управлением временной задержкой в каждом элементе для сканирования луча под заданными углами в пространстве [6]. Микрополосковая антенна (MA) – это популярная недорогая низкопрофильная антенная структура, которая применяется в приложениях, требующих наличия широкой диаграммы направленности (ДН) с высоким отношением уровня главного лепестка ДН к заднему [7].

В настоящей работе рассматривается миниатюризация фазированной антенной решетки (ФАР) с микрополосковыми патч-элементами с коаксиальным питанием. На рис.1 показана структура ФАР, где L и W – размеры патча, x – точка коаксиального облучателя,  $d_1$  и  $d_2$  – межэлементные расстояния.

Импеданс решетки определяется выражением [6]:

$$Z_a = \frac{1}{2} \left( \frac{N}{d_1 d_2} \right) \times (Z_0 + jX), \qquad (1)$$

где

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \left( \frac{1 - u_0^2}{\cos \theta} \right) \tag{2}$$

И

$$X = -\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sum_{m} \sum_{n} \frac{u_{m}^{2} - 1}{\sqrt{u_{m}^{2} + v_{n}^{2} - 1}}.$$
 (3)

Здесь  $u_m = u_0 + m\lambda/d_1$  и  $v_n = v_0 + n\lambda/d_2$  – углы соответственно по осям x и y,  $u_0$  – начальный угол, коэффициент N – константа пропорциональности и  $d_1$  и  $d_2$  – межэлементные расстояния.



Рис.1. Структура планарной микрополосковой фазированной антенной решетки 2×2.

Антенны в решетке связаны друг с другом, так как они получают часть мощности, излучаемой соседними элементами. Это влияет на входной импеданс каждого элемента, который зависит от возбуждения антенной решетки [7–9]. Пренебрежение взаимной связью может иметь серьезные последствия, и особенно важно учитывать ее влияние при проектировании. Желательно, чтобы взаимная связь была как можно меньше [10]. В микрополосковых антенных решетках поверхностные волны усиливают связь между элементами. При достижении краев подложки происходит излучение поверхностных волн, и их излучение способствует нормальному излучению МА. Краевые поля от МА до плоскости заземления легко возбуждают моду поверхностной волны низшего порядка TM<sub>0</sub>, которая не имеет низкочастотной отсечки. Диэлектрическая пластина любой толщины поддерживает этот режим. С увеличением толщины подложки или диэлектрической проницаемости возрастает и отношение мощностей поверхностных волн [7].

Полоса пропускания фазированной антенной решетки ограничена полосой пропускания микрополоскового элемента [4]. Полоса пропускания МА может быть рассчитана в зависимости от параметров подложки (высота h, диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_r$  и магнитная проницаемость  $\mu_r$ ) и длины волны  $\lambda_0$  в свободном пространстве согласно [7]:

$$BW = \frac{96\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2}(4+17\sqrt{\varepsilon_r\mu_r})}.$$
(4)

МА имеет длину примерно в половину длины волны в подложке [7–9]:

$$W = \frac{c}{2f\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}}.$$
(5)

Мода самого низкого порядка, TM<sub>10</sub>, резонирует, когда эффективная длина антенны составляет половину длины волны.

$$L_{\rm eff} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{\rm eff}\mu_{\rm eff}}} \,. \tag{6}$$

Излучение происходит от окаймляющих полей. Эти поля расширяют эффективную разомкнутую цепь за пределы края. Расширение представляется в виде:

$$\Delta L = 0.412h \frac{\varepsilon_{\rm eff} \mu_{\rm eff} + 0.3}{\varepsilon_{\rm eff} \mu_{\rm eff} - 0.258} \times \frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813},\tag{7}$$

где *h* – высота подложки,  $\varepsilon_{\rm eff}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость.

Длина антенны рассчитывается по следующему уравнению:

$$L = L_{\rm eff} - 2\Delta L \,. \tag{8}$$

Точка питания рассчитывается по формуле:

$$x = \frac{L}{\pi} \times \sin^{-1} \sqrt{\frac{R_i}{R_e}} , \qquad (9)$$

где  $R_i$  – входное сопротивление,  $R_e = \frac{\eta \lambda_0}{\pi w \left[1 - (kh)^2/24\right]}$  – входное сопротивление

патч-антенны, питаемой с краю и η – эффективность излучения.

Как видно из уравнений (1) и (4), при использовании магнитодиэлектрической подложки и при почти равных значениях  $\varepsilon_r$  и  $\mu_r$  можно ожидать улучшения свойств антенной решетки. Эффект добавления магнитного материала в диэлектрический уменьшает плотность поля, и среда становится менее емкостной. Таким образом, использование МДМ позволяет миниатюризировать антенную решетку, улучшить ее полосу пропускания, уменьшить взаимную связь между элементами и добиться идеального согласования импедансов между материалом и свободным пространством в гораздо более широком диапазоне частот [11, 12].

#### 3. Результаты исследования

С целью минимизации размеров антенн как элементов микрополосковой ФАР на основе диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью и МДМ на частоте 1 ГГц был проведен полноволновой численный анализ на основе FEM/MoM.

Для корректного сравнения параметров антенной решетки на основе диэлектрика высокой диэлектрической проницаемости с МА МДМ необходимо, чтобы для антенной решетки с МДМ  $\mu_r \varepsilon_r$  был равен диэлектрической проницаемости выбранного материала с высокой диэлектрической проницаемостью  $\mu_r \varepsilon_r = \varepsilon_{r1}$ . В качестве подложки с высокой диэлектрической проницаемостью выбран диэлектрик с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_r = 25$  и потерями tan $\delta = 0.002$ .

Для анализа влияния отношения  $\mu/\epsilon$  на производительность антенной решетки рассматриваются два случая:  $\epsilon_r = \mu_r = 5$ ; и  $\epsilon_r = 3.57$ ,  $\mu_r = 7$ . Размеры МА рассчитываются по уравнениям (5)–(9), высота подложки h = 1.52 мм; размер патч антенны W = 40.1 мм, L = 28.9 мм, расстояние точки питания от центра x =6 мм (диэлектрик) и x = 8 мм (магнитодиэлектрик). Межэлементные расстояния рассчитываются при моделировании с учетом оптимального значения связи и уровня бокового лепестка. В наблюдаемых случаях  $d_1 = 1.5\lambda = 46.9$  мм и  $d_2 =$  $1.2\lambda = 37.5$  мм. Размеры подложки:  $L_s = 96.9$  мм и  $W_s = 117.4$  мм. Коэффициент



Рис.2. КСВН ФАР (VSWR – voltage standing wave ratio) в случае различных подложек (1 –  $\varepsilon_r$  = 25; 2 –  $\varepsilon_r$  =  $\mu_r$  = 5; 3 –  $\varepsilon_r$  = 3.57,  $\mu_r$  = 7).

стоячей волны напряжения (КСВН) антенной решетки на основе диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью на частоте 994.57–1002 МГц менее 2 (КСВН < 2), ВW = 7 МГц, относительная ширина полосы  $\delta = 0.7\%$  (см. рис.2). В случае подложки  $\varepsilon_r = \mu_r = 5$  абсолютная ширина полосы решетки – BW = 44.8 МГц, относительная ширина полосы  $\delta = 4.48\%$ . С увеличением проницаемости ( $\varepsilon_r = 3.57$ ,  $\mu_r = 7$ ) полоса пропускания увеличивается, достигая BW = 62.3 МГц и  $\delta = 6.23\%$  (рис.2).

Из рис.3 видно, что соответствующие диаграммы направленности в плоскости  $\theta$  и плоскости  $\phi$  антенных решеток с высокой диэлектрической проницаемостью на диэлектрической и магнитодиэлектрической основе, соответственно, существенно не изменяются. Ширина диаграммы направленности в плоскости  $\theta$ на частоте 1 ГГц:  $2\theta_{0.5} = 96-100^{\circ}$  и в плоскости  $\phi$ :  $2\phi_{0.5} = 102-103^{\circ}$ . Коэффициент усиления антенной решетки на частоте 1 ГГц примерно одинаков для рассматриваемых материалов и составляет 5.9 дБ.



Рис.3. Диаграмма направленности фазированной антенной решетки на частоте 1 ГГц для различных подложек в плоскостях (а)  $\theta$  и (b)  $\varphi$  ( $1 - \varepsilon_r = 25$ ;  $2 - \varepsilon_r = \mu_r = 5$ ;  $3 - \varepsilon_r = 3.57$ ,  $\mu_r = 7$ ).

Полоса пропускания антенной решетки сравнима с отношением µ/ε (рис.4). С точки зрения полосы пропускания наихудшим случаем является диэлектрик с



Рис.4. Зависимость полосы пропускания антенной решетки для различных подложек с разными значениями μ/ε.

высокой диэлектрической проницаемостью без магнитной составляющей (BW = 7 МГц), а наилучшей точкой в нашем случае является  $\mu/\epsilon = 6.25$ , где BW = 96 МГц. Из графика видно (рис.3), что он близок к функции квадратного корня, тем самым подтверждая теоретическую формулу (7).

Распределения поверхностных токов показаны на рис.5 для разных подложек. Как показано, увеличение диэлектрической проницаемости приводит к появлению сильно ограниченного поля вокруг подложки, что приводит к узкой полосе пропускания. Наоборот, увеличение магнитной проницаемости влечет за собой уменьшение поверхностного тока (рис.5b–с). В приложениях с фазированными решетками текущее разреженное распределение приводит к улучшению пропускной способности и лучшей изоляции между элементами.



Рис.5. Распределение поверхностного тока антенны для различных подложек: (a)  $\varepsilon_r = 25$ ; (b)  $\varepsilon_r = \mu_r = 5$ ; (c)  $\varepsilon_r = 3.57$ ,  $\mu_r = 7$ .

Взаимная связь между элементами показана на рис.6. Измерение выполняется путем подключения одного элемента, подключения нагрузки 50 Ом к остальным элементам и производится расчет S параметров. Развязка между 1–2 антеннами ниже ( $S_{21}$ ), чем между 1–3 антеннами ( $S_{31}$ ), так как поверхностная плотность электрического тока неоднородна и сильнее между 1–2 антеннами. Разница между  $S_{21}$  и  $S_{31}$  составляет около 12 дБ. Это явление позволяет уменьшить расстояние между 1–3 и 2–4 антеннами, чтобы получить меньшую антенную решетку. Связь между 1 и 4 элементом зависит от связи между 1–2, 1–3, 3–4 и 2–4 элементом ( $S_{31} \sim S_{21} + S_{31} + S_{34} + S_{24}$ ). Хорошо видно, что взаимная связь уменьшается с увеличением отношения  $\mu/\epsilon$ . Изоляция улучшена более чем на 6 дБ при использовании магнитодиэлектрического материала при  $\mu/\epsilon = 6.25$ .



Рис.6. Зависимость связи элементов антенной решетки от параметра  $\mu/\epsilon$   $(1 - S_{21}; 2 - S_{31}; 3 - S_{41}).$ 

#### 4. Заключение

Микрополосковая фазированная антенная решетка была исследована на основе диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью и магнетодиэлектрика, которые позволяют получить электрически малую решетку. Антенные решетки с четырьмя элементами были исследованы и спроектированы на частоте 1 ГГц с различными подложками. Размеры матрицы составляют  $L_s = 96.9$  мм и  $W_s = 117.4$  мм при показателе преломления n = 5. Однако МДМ уменьшает размер антенны на тот же коэффициент, что и диэлектрический материал с высокой диэлектрической проницаемостью, используя умеренно-невысокие значения  $\varepsilon_r$  и  $\mu_r$ . Добротность антенны изменяется в зависимости от диэлектрической и магнитной проницаемости подложки. При использовании диэлектрических материалов с высокой диэлектрической проницаемостью существование сильно ограниченного поля вокруг подложки приводит к узкой полосе пропускания  $(\delta = 0.7\%)$  и низкой изоляции между элементами решетки. В антеннах на основе МДМ сильное ограничение поля уменьшается и среда становится гораздо менее емкостной. Таким образом, использование МДМ приводит к миниатюризации антенной решетки, улучшению полосы пропускания и изоляции между элементами, идеальному согласованию импеданса между материалом и свободным пространством в гораздо более широкой полосе пропускания. В результате с помощью МДМ достигается электрически малая антенная решетка с более широкой полосой пропускания и высокой изоляцией при  $\varepsilon_r > \mu_r$  ( $\delta = 9.6\%$ ,  $S_{21} = -16$  дБ,  $S_{31} = -27$  дБ,  $S_{41} = -38$  дБ).

Исследование выполнено при финансовой поддержке Комитета по науке РА в рамках научного проекта 20APP–1C009 и 22AA–2B014.

# ЛИТЕРАТУРА

- 1. S.R. Best. IEEE Antennas & Propagation Magazine, 57, 38 (2015).
- 2. K. Han, M. Swaminathan, R. Pulugurtha, H. Sharma, R. Tummala, V. Nair. The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), 397–401 (2014).

- 3. F. Ferrero, A. Chevalier, J.M. Ribero. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 10, 951 (2011).
- 4. O. Sokunbi, H. Attia. Microwave and Optical Technology Letters, 62, 1628 (2019).
- 5. A. Buerkle, K. Sarabandi. 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005.
- 6. R.J. Mailloux. Phased Array Antenna Handbook. Norwood, Artech House, 2018.
- 7. T.A. Milligan. Modern Antenna Design. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005.
- 8. J.R. James, P.S. Hall. Handbook of Microstrip Antennas. London, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- 9. L. Huitema. Progress on Compact Antennas. London, Published by AvE4EvA, 2014.
- 10. **S.B. Trevor.** Fundamentals of Aperture Antennas and Arrays. Chichester, John Wiley & Sons, 2016.
- A. Stepanyan, H. Haroyan, A. Hakhoumian. J. Telecomm. and Inform. Technology, 2, 98 (2022).
- A. Stepanyan, H. Haroyan, A. Hakhoumian. International Conference on Microwave & THz Technologies, Wireless Communications and OptoElectronics (IRPhE 2022), 2022, DOI: 10.1049/icp.2022.2784.

# ՉԱՓԱՓՈՔՐԱՑՎԱԾ ՓՈՒԼԱՎՈՐՎԱԾ ԱՆՏԵՆԱՅԻՆ ՑԱՆՑՈՒՄ ՏԱՐՐԵՐԻ ՀԱՃԱԽԱՅԻՆ ՇԵՐՏԻ ԼԱՅՆԱՑՈՒՄ ԵՎ ՄԵԿՈՒՍԱՑՄԱՆ ԲԱՐԵԼԱՎՈՒՄ

### Ա.Հ. ՍՏԵՓԱՆՅԱՆ

Ուսումնասիրվել են էլեկտրականապես փոքր փուլային անտենային ցանցերը։ Անտենայի չափը փոքրացնելու համար որպես տակդիր կիրառվել են բարձր թափանցելիությամբ դիէլեկտրիկական և մագնիսաէլեկտրական նյութեր։ Նյութի բնութագրերի ազդեցությունն անտենայի վրա վերլուծելու նպատակով՝ դիէլեկտրիկի և մագնիսադիէլեկտրիկի համար դիտարկվում է միևնույն բեկման ցուցիչը։ Համեմատվել են բարձր թափանցելիությամբ դիէլեկտրիկի և մագնիսադիէլեկտրիկի հիման վրա միկրոշերտավոր անտենայի հիմնական բնութագրերը։ Մոդելավորման արդյունքները ցույց են տալիս, որ մագնիսադիէլեկտրիկի օգտագործումը հանգեցնում է տարրերի միջև թողունակության և մեկուսացման բարելավմանը, դիմադրության համաձայնեցում (լարման կանգուն ալիքի գործակցի (ԼԿԱԳ) <1.1 կենտրոնական համախականության համար) նյութի և ազատ տարածության միջև շատ ավելի լայն թողունակությամբ։

# BANDWIDTH INCREASE AND ISOLATION IMPROVEMENT OF ELEMENTS IN MINIATURIZED PHASED ANTENNA ARRAY

### A.H. STEPANYAN

In this paper the electrically small phased antenna array is investigated. High permittivity dielectric and magnetodielectric materials (MDM) are used for antenna array substrate in order to miniaturize antenna size. So as to analyze material parameter influence on antenna performance, same refractive index is considered for dielectric and MDM. The basic parameters of high permittivity based, and MDM based microstrip patch antenna arrays are compared. The simulation results shows that the usage of MDM brings to the improvement in bandwidth and isolation between elements, perfect impedance matching (voltage standing wave ratio (VSWR) <1.1 for center frequency) between material and free space over a much wider bandwidth.