

Квазиоптическое устройство для формирования узколучевой диаграммы направленности на основе сегнетоэлектрических материалов

Р.А. Платонов, А.Г. Алтынников, С.В. Пташник, П.М. Трофимов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Аннотация: Представлены результаты моделирования линзовой антенны, состоящей из излучателя с низкой величиной направленности излучения и диаграммообразующего квазиоптического устройства на основе сегнетоэлектрических материалов с рабочей частотой ~50 ГГц. Приводится сравнение эффективности формирования узколучевой диаграммы направленности посредством сегнетоэлектрической и классической диэлектрической линзы.

Ключевые слова: Линзовые антенны, сегнетоэлектрики, керамика

1. Введение

Основным техническим требованием, предъявляемым к антеннам для систем радиолокации и телекоммуникации миллиметрового диапазона длин волн, является высокий уровень коэффициента направленного действия (КНД). Это обусловлено сильным затуханием электромагнитных волн данного диапазона частот в свободном пространстве. Следует отметить, что практическая реализация подобных антенн, как правило, ограничивается требованиями к их габаритам. Данные ограничения накладываются общей тенденцией, связанной с миниатюризацией устройств, а также с использованием интегральной технологии при их производстве. Доказательством этому служит широкое распространение таких архитектурных принципов, как «система на кристалле» и «система в сборке» [1–3]. Это означает интеграцию антенны или антенной системы в полупроводниковой подложке модуля или как неотъемлемую часть корпуса интегральной схемы, что вынуждает разработчиков отказываться от широко известных и хорошо зарекомендованных антенных решений.

К тому же требование высокой пространственной селективности излучения антенн для устройств миллиметрового диапазона длин волн делает актуальным использование антенн с возможностью электрического управления лучом диаграммы направленности (ДН). На данный момент, фазированные антенные решетки (ФАР) являются наиболее распространенными антеннами такого типа. ФАР позволяют обеспечивать быстрое и непрерывное сканирование лучом в широком диапазоне углов. Основными недостатками ФАР, особенно характерными для миллиметрового диапазона, являются их высокая стоимость и сравнительно большие потери, определяемые, в основном, фидерной частью антенны. Для управления ДН в составе фидерной части ФАР необходимо использовать устройства, управляющие фазой излучаемой волны — фазовращатели. Как правило, фазовращатели основаны на применении дискретных сосредоточенных элементов с линейными размерами значительно меньше длины электромагнитной волны на рабочих частотах. При переходе в миллиметровый диапазон характеристические размеры дискретных элементов становятся сравнимы с длиной волны, что ведет к значительному ухудшению характеристик.

Одним из активно развивающихся направлений антенной техники является разработка линзовых антенн, представляющих собой совокупность линзы и первичного излучателя [4, 5]. Данные антенны позволяют сочетать высокую пространственную селективность излучения при высокой степени интеграции.

Использование нелинейных материалов и элементов в конструкции данных антенн позволяет реализовать возможность перестройки их ДН (сканирование луча, формирование двулучевой ДН и т. д.) [6, 7]. Как известно, для сегнетоэлектриков в параэлектрической фазе характерны: сравнительно высокая управляемость диэлектрической проницаемости ($\epsilon_{сэ}$) под действием E-поля, малые СВЧ потери и отсутствие дисперсии диэлектрической проницаемости вплоть до ~ 100 ГГц [8-10]. Перечисленные особенности позволяют считать сегнетоэлектрики, в частности, твердый раствор титаната бария-стронция ($Ba_xSr_{1-x}TiO_3$), перспективным материалом для создания управляемых линз на его основе.

2. Результаты моделирования

На рисунке 1 схематически представлена конструкция сегнетоэлектрической (СЭ) электрически управляемой линзы (ЭУЛ) и антенных систем на ее основе. Электрически управляемая линза состоит из СЭ пластины, с нанесенными тонкопленочными радиопрозрачными электродами (РПЭ) для подачи управляющего электрического поля (см. рисунок 1а). Для улучшения согласования ЭУЛ с окружающим пространством возможно применение четвертьволновых трансформаторов из линейного диэлектрика. Принцип действия ЭУЛ основан на изменении диэлектрической проницаемости СЭ ($\epsilon_{сэ}$) под действием электрического поля, что, в свою очередь, приводит к изменению фазового набега проходящей через ЭУЛ волны. Таким образом, формирование и положение луча ДН антенной системы определяется величиной и характером распределения управляющего электрического поля в объеме СЭ. Подобные СЭ ЭУЛ могут быть использованы в качестве классической объемной диэлектрической линзы (ОДЛ) (см. рисунок 1б), формирующей высоконаправленное излучение за счет преобразования сферического фазового фронта волны в плоский. Однако в отличие от ОДЛ, СЭ ЭУЛ позволяет формировать плоский фазовый фронт под некоторым наклоном к поверхности апертуры, что соответствует отклонению луча сформированной ДН (см. рисунок 1в).

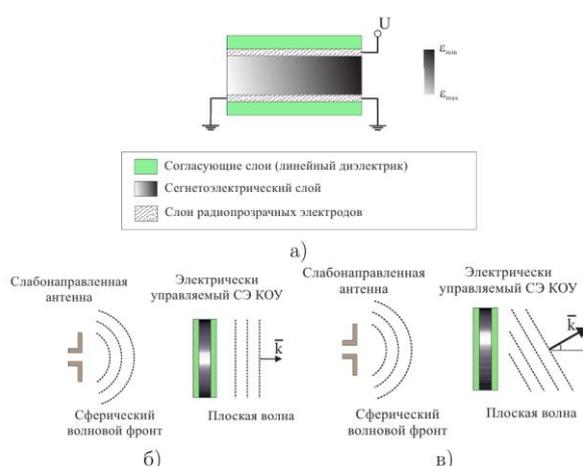


Рисунок 1. Конструкция СЭ ЭУЛ – а); формирование плоской волны – б) и отклонение луча – в) с помощью ЭУЛ.

Использование одной и той же конструкции СЭ ЭУЛ для формирования различных ДН позволяет рассматривать данное КОУ как более универсальное и адаптивное, нежели ОДЛ. Очевидно, что ключевыми параметрами СЭ, определяющими возможности ЭУЛ являются диэлектрическая проницаемость ($\epsilon_{сэ}$) и коэффициент управляемости $K = \epsilon_{сэ}(0)/\epsilon_{сэ}(E \neq 0)$.

Рассмотрим принцип, позволяющий рассчитать необходимый профиль распределения управляющего электрического поля в СЭ ЭУЛ для формирования

узколучевой диаграммы направленности за счет трансформации фазового фронта первичного излучения. Для упрощения рассуждений ограничимся двумерной моделью антенной системы на основе СЭ ЭУЛ. Схематически модель ЭУЛ с точечным источником приведена на рисунке 2а, ЭУЛ с длиной апертуры $D_{\text{ЭУЛ}}$ лежит в плоскости ZOX , которую можно считать сечением трехмерного пространства при $y=0$. За начало координат принято положение точечного источника излучения с круговой ДН. На некотором расстоянии (F) от источника параллельно оси O расположена СЭ ЭУЛ толщиной $d_{\text{сэ}}$. Очевидно, что на облучаемой поверхности ЭУЛ (при $z = F$) распределение фазы волны будет неравномерным, как схематически показано на рисунке 2б, где $\Delta\varphi = \varphi(0) - \varphi(x)$.

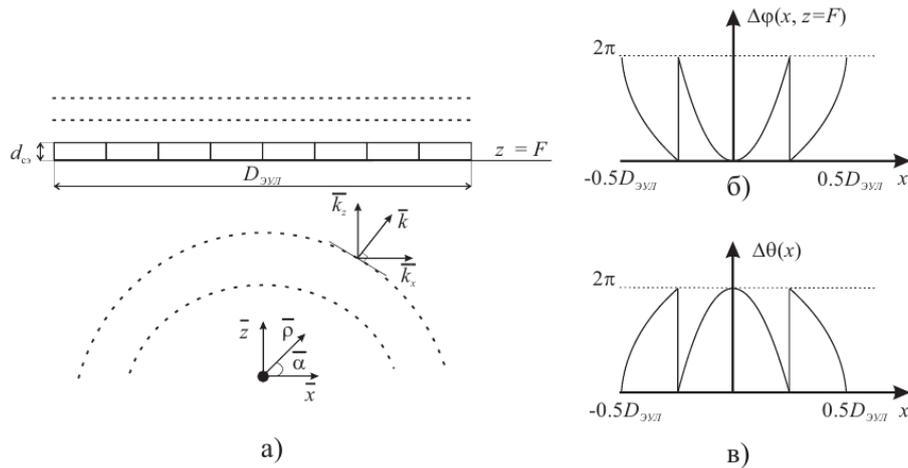


Рисунок 2. Двухмерная модель СЭ ЭУЛ – а); изменение фазы волны на облучаемой поверхности СЭ ЭУЛ – б); изменение эквивалентной электрической длины СЭ ЭУЛ – в).

Для формирования узкого луча ДН необходимо, чтобы поверхность фазового фронта волны, прошедшей сквозь ЭУЛ, стремилась к плоскости. Поэтому СЭ ЭУЛ должна компенсировать разницу фаз за счет изменения своей электрической длины в каждой управляемой секции. Электрическая длина секции СЭ ЭУЛ (θ) определяется соотношением:

$$\theta = \frac{2\pi d_{\text{сэ}} \sqrt{\epsilon_{\text{сэ}}}}{\lambda_0} \quad (1)$$

где λ_0 – длина волны в свободном пространстве. Тогда изменение электрической длины секции СЭ под действием электрического поля можно описать следующим образом:

$$\theta(K) = \frac{2\pi d_{\text{сэ}} \sqrt{\epsilon_{\text{сэ}}}}{\lambda_0} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{K}}\right) \quad (2)$$

Распределение $\theta(x)$, необходимое для компенсации разницы фаз волны, схематически показано на рисунке 2в.

Таким образом, задача синтеза необходимого профиля электрической длины СЭ ЭУЛ сводится к определению фазы волны в плоскости облучаемой апертуры ЭУЛ. С учетом всех вышеописанных допущений фаза волны на некотором расстоянии от источника может быть найдена с помощью функции Грина ($g(\alpha, |z|)$), которая является решением одномерного уравнения Гельмгольца:

$$g(\alpha, |z|) = \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda_0} \cos \alpha}}{2j \frac{2\pi}{\lambda_0} \cos \alpha} \quad (3)$$

Таким образом, для нахождения требуемого профиля электрической длины СЭ ЭУЛ достаточно рассчитать значения аргумента комплексной функции Грина с инверсией знака показателя экспоненты в угловом секторе, ограниченном апертурой ЭУЛ при известном расстоянии до первичного источника излучения, а именно:

$$\theta(\alpha, |z|) = \arg[e^{j\arg[g(\alpha, |z|)]}] \quad (3)$$

Далее используя полученный профиль $\theta(\alpha, |z|)$ можно определить требуемые значения диэлектрической проницаемости или коэффициента управляемости (\square) СЭ вдоль оси OX . Работа с коэффициентом управляемости является более целесообразной ввиду того, что при разных толщинах СЭ элемента, величины диэлектрической проницаемости СЭ и рабочей длины волны одна и та же величина K может соответствовать различным управляющим потенциалам.

Для оценки эффективности использования СЭ ЭУЛ, как устройства для преобразования сферического фронта волны в плоский было проведено сравнение его характеристик с характеристиками ОДЛ. В качестве первичного излучателя в обоих случаях был использован открытый конец волновода с размером апертуры $\sim 0,9\lambda_0$ на центральной рабочей частоте (50 ГГц). Моделирование проводилось в электродинамическом модуле программного пакета COMSOL Multiphysics. При расчете СЭ ЭУЛ был выбран материал с диэлектрической проницаемостью 440 (в отсутствие управляющего поля). Основные параметры ЭУЛ приведены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры образцов

Параметр	Значение
$\epsilon_{сэ}$	440
$\epsilon_{согл}$	21
$d_{сэ}$	1 мм
$d_{согл}$	0,33 мм
F	17,3 мм
D	60 мм
$W_{рпэ}$	3 мм

На рисунке 3а показан профиль распределения коэффициентов управляемости СЭ ЭУЛ. На рисунке 3б представлены результаты моделирования диаграммы направленности в нормированном виде для первичного излучателя (волновода), ОДЛ и СЭ ЭУЛ. Коэффициенты направленного действия (КНД) составили $\sim 9,5$, 18,3, 15,5 дБи соответственно. Таким образом, СЭ ЭУЛ демонстрирует меньшую направленность по сравнению с ОДЛ за счет дискретности фазового распределения. Отметим, что в случае СЭ ЭУЛ уровень боковых лепестков может быть снижен за счет оптимизации распределения управляющих потенциалов вдоль апертуры СЭ ЭУЛ.

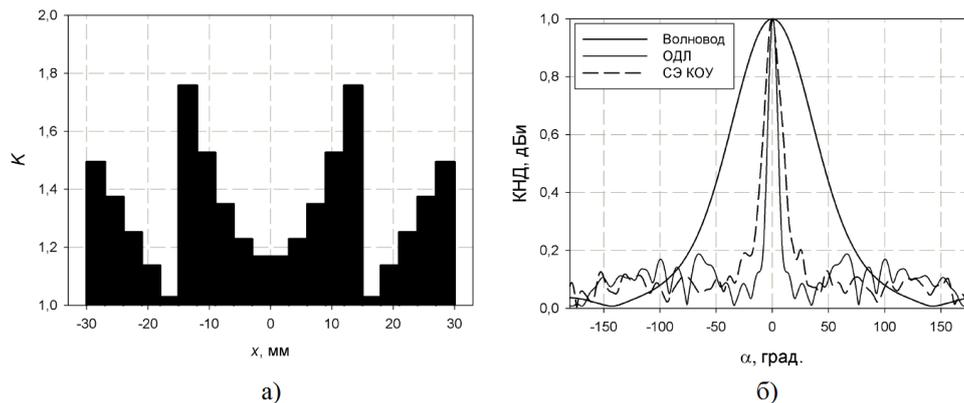


Рисунок 3. Распределение коэффициента управляемости по апертуре СЭ ЭУЛ – а); Сравнение нормированных ДН волновода, ОДЛ и СЭ ЭУЛ – б).

3. Заключение

Продемонстрированные результаты показывают, что СЭ ЭУЛ по направленности излучения сравнима с ОДЛ, однако обладает плоским профилем и существенно меньшими габаритами. При этом в отличие от ОДЛ, помимо выпрямления фазового фронта падающей волны, СЭ ЭУЛ можно использовать в качестве устройства, обеспечивающего сканирование пространства основным лучом ДН.

Исследование выполнено за счет **гранта Российского научного фонда (проект № 18-79-10156).**

Список литературы

1. Samanta K. K., Robertson I. D. Surfing the Millimeter-Wave: Multilayer Photoimageable Technology for High Performance SoP Components in Systems at Millimeter-Wave and Beyond // *IEEE Microwave Magazine*. — 2016. — Vol. 17, no. 1. — P. 22–39.
2. Liu Y., Agrawal A., Natarajan A. Millimeter-Wave IC-Antenna Cointegration for Integrated Transmitters and Receivers // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. — 2016. — Vol. 15. — P. 1848–1852.
3. On-Chip Antenna Integration for Millimeter-Wave Single-Chip FMCW Radar, Providing High Efficiency and Isolation / B. B. Adela [et al.] // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. — 2016. — Vol. 64, no. 8. — P. 3281–3291
4. 3D printed plastic 60 GHz lens: Enabling innovative millimeter wave antenna solution and system / A. Bisognin [et al.] // *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*. — 06/2014. — P. 1–4.
5. Experimental Characterization of E-Band Two-Dimensional Electronically Beam-Steerable Integrated Lens Antennas / A. Artemenko [et al.] // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. — 2013. — Vol. 12. — P. 1188–1191.
6. Multilayer Antenna-Filter Antenna for Beam-Steering Transmit-Array Applications / L. Boccia [et al.] // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. — 2012. — July. — Vol. 60, no. 7. — P. 2287–2300.
7. Beam Steering Transmitarray Using Tunable Frequency Selective Surface With Integrated Ferroelectric Varactors / M. Sazegar [et al.] // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. — 2012. — Dec. — Vol. 60, no. 12. — P. 5690–5699.
8. Ferroelectric tuning of planar and bulk microwave devices / O. G. Vendik [et al.] // *Journal of Superconductivity*. — 1999. — Vol. 12, no. 2. — P. 325–338.
9. Noren B. Thin film barium strontium titanate (BST) for a new class of tunable RF components // *Microwave Journal*. — 2004. — Vol. 47, no. 5. — P. 210–216.
10. Антонов Н. Н., Бузин И. М., Вендик О. Г. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ / под ред. О. Г. Вендика. — Сов. радио, 1979. — 272 с.