

УДК 621.396.676 DOI 10.30894/issn2409-0239.2022.9.3.48.56

Разработка бортовых антенн Фабри–Перо с конструктивным элементом на основе искусственного магнитодиэлектрика

А. А. Аджибеков, contact@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Изучена возможность построения бортовых антенн Фабри–Перо на основе щелевого излучателя с конструктивным элементом на основе искусственного анизотропного магнитодиэлектрика. Проведена численная оптимизация этой антенны, в ходе которой были определены элементы тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей конструктивного элемента, удовлетворяющие критерию максимума коэффициента направленного действия (КНД) антенны при уровне модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$, не превышающего 0,2 в полосе частот 5%. По найденным значениям элементов тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей синтезирована топология конструктивного элемента искусственного анизотропного магнитодиэлектрика и проведено моделирование щелевой антенны с таким элементом. При этом было достигнуто сужение диаграммы направленности более чем в 2 раза, полученный КНД составил не ниже 12 дБ на центральной частоте диапазона при коэффициенте стоячей волны по напряжению (КСВН) не более 1,3 в полосе частот 5%. На частоте 5 ГГц проведено измерение сечений диаграмм направленности макета антенны Фабри–Перо в двух ортогональных плоскостях. Сравнение экспериментальных и расчетных диаграмм показало хорошее согласие расчета и измерений.

Ключевые слова: антенна Фабри–Перо, искусственный анизотропный магнитодиэлектрик

Development of the Space Fabry–Perot Antennas with a Structural Element Based on Artificial Magnetodielectric

A. A. Adzhibekov, contact@spacecorp.ru

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Abstract. This article studies the possibility of constructing onboard Fabry–Perot antennas based on a slit radiator with a structural element based on an artificial anisotropic magnetodielectric. Numerical optimization of this antenna was carried out, which determined the elements of the dielectric and magnetic permeability tensors of the structural element that satisfy the criterion of the maximum directivity of the antenna at the level of the reflection coefficient modulus $|S_{11}|$ not exceeding 0.2 in the frequency band of 5%. Based on the found values of the elements of the dielectric and magnetic permeability tensors, the topology of a structural element based on an artificial anisotropic magnetodielectric is synthesized and a slit antenna with such an element is simulated. At the same time, the radiation pattern was narrowed by more than 2 times, the resulting directivity was at least 12 dB at the central frequency of the range with a voltage standing wave coefficient of no more than 1.3 in the frequency band of 5%. Measurement of cross sections of the radiation pattern of the Fabry–Perot antenna in two orthogonal planes at a frequency of 5 GHz was carried out. Comparison of experimental and calculated diagrams showed good agreement of calculation and measurements.

Keywords: Fabry–Perot antenna, artificial anisotropic magnetodielectric

Введение

В настоящее время при создании орбитальных группировок малых и сверхмалых космических аппаратов (КА) требуется создание компактных и гибких в плане компоновки радиотехнических устройств и их узлов, в том числе антенн. В этой связи представляют интерес антенны, получившие в литературе название антенн Фабри–Перо [1–13], представляющие собой слабонаправленный излучатель, размещенный внутри открытого резонатора, образованного металлическим экраном с одной стороны и полупрозрачным телом с другой. Как правило, полупрозрачное тело представляет собой пластину из диэлектрика с определенной сравнительно высокой диэлектрической проницаемостью, частотно селективную структуру или металлическое тело [1–13]. Помимо компактных размеров антенны Фабри–Перо отличаются простотой конструкции и технологичностью. Они могут использоваться как самостоятельно [1–11], так и в качестве излучателей в составе антенных решеток [11–13]. В первом случае при тех же поперечных габаритных размерах коэффициент усиления антенны повышается на несколько децибел относительно коэффициента усиления слабонаправленного излучателя [1–11]. Во втором случае появляется возможность увеличить расстояние между соседними излучателями и таким образом уменьшить их количество, а также упростить систему распределения мощности решетки, при этом существенного роста уровня боковых лепестков ДН не происходит [11–13]. Тем не менее к антеннам, предназначенным для установки на борту КА, предъявляются требования не только к их электрическим характеристикам, но и к температурному диапазону и радиационной стойкости. Как правило, больше всего деградации под действием температурных и радиационных воздействий подвержены полупроводники и диэлектрики, так что представляется актуальной задача создания материала с заданной совокупностью электрических параметров: диэлектрической и магнитной проницаемостями, диапазоном рабочих температур, радиационной стойкостью для построения антенн Фабри–Перо.

Оптимизация антенны Фабри–Перо на основе щелевого излучателя

В качестве материала, который бы удовлетворял всей совокупности требований, может применяться композит, представляющий собой регулярную решетку металлических элементов, размещенных в диэлектрической матрице [14–16]. Металлические элементы, образующие такой искусственный материал, могут иметь различную структуру и обладать как электрическим, так магнитным откликами, так что эффективные диэлектрическая и магнитная проницаемости композита в основном будут определяться формой элементов, их размерами и расстоянием между ними и могут существенно отличаться от электрических параметров диэлектрической матрицы [14–17]. В зависимости от геометрии таких металлических включений композитный материал может быть как изотропным, так и анизотропным. Наиболее технологичные планарные металлодиэлектрические структуры, адаптированные к применению технологии изготовления многослойных печатных плат и пленочных технологий, позволяют реализовать только анизотропные материалы; при этом из шести элементов тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей ($\varepsilon_{xx}, \varepsilon_{yy}, \varepsilon_{zz}$) и ($\mu_{xx}, \mu_{yy}, \mu_{zz}$) (ориентация осей системы координат представлена на рис. 1) только $\varepsilon_{xx}, \varepsilon_{yy}$ и μ_{zz} зависят от геометрии металлических включений [15, 17]. Остальные элементы полностью определяются параметрами диэлектрической матрицы [15, 17]. Если при этом металлические включения обладают вращательной симметрией относительно поворота на 90° вокруг оси, перпендикулярной плоскости включения, то $\varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy}$ и электродинамические характеристики такого материала характеризуют три параметра. Обозначим их следующим образом: $\varepsilon^{\parallel} = \varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy}$; $\varepsilon^{\perp} = \varepsilon_{zz}$; $\mu^{\perp} = \mu_{zz}$.

Рассмотрим антенну Фабри–Перо на основе щелевого излучателя (рис. 1) с полупрозрачным телом в виде цельной магнитодиэлектрической пластины, характеризуемой элементами тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей $\varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy} = \varepsilon^{\parallel}$; $\varepsilon_{zz} = \varepsilon^{\perp}$; $\mu_{zz} = \mu^{\perp}$. Размер экрана излучателя составляют одну длину волны. Численно, методом конечных разностей в частотной области [18] проведем оптимизацию этой антенны

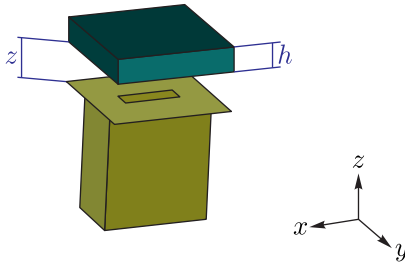


Рис. 1. Антенна Фабри–Перо на основе щелевого излучателя

по критерию максимума коэффициента направленного действия (КНД) при уровне модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$, не превышающем 0,2 в полосе частот 5%. В качестве варьируемых параметров выберем параметры ϵ^{\parallel} , μ^{\perp} ; расстояние между пластиной и излучателем z ; толщину пластины h_d . В качестве диэлектрика матрицы выберем нитрид алюминия ($\epsilon^{\perp} = 8,7$). Данный СВЧ-диэлектрик относится к классу разрешенных к применению в составе радиотехнических систем КА.

Полученные в ходе оптимизации значения варьируемых геометрических параметров в длинах волн составляют: $z = 0,4\lambda$ и $h_d = 2\lambda/15$. На рис. 2 представлены расчетные зависимости КНД и модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от параметров ϵ^{\parallel} и μ^{\perp} при фиксированных геометрических параметрах. Как видно из полученных зависимостей, основное влияние на характеристики антенны оказывает параметр ϵ^{\parallel} . При этом при фиксированном параметре ϵ^{\parallel} модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ и КНД практически не меняются при изменении параметра μ^{\perp} . Оптимум по выбранному критерию находится в области значений $\epsilon^{\parallel} = 14-15$, $\mu^{\perp} = 0,5-1$.

Синтез топологии конструктивного элемента на основе искусственного магнитодиэлектрика и моделирование антенны Фабри–Перо на его основе

Для определения структуры композитного материала (топологии металлизации слоев, расстояния между слоями металлизации), обеспечивающего найденные в результате оптимальные значе-

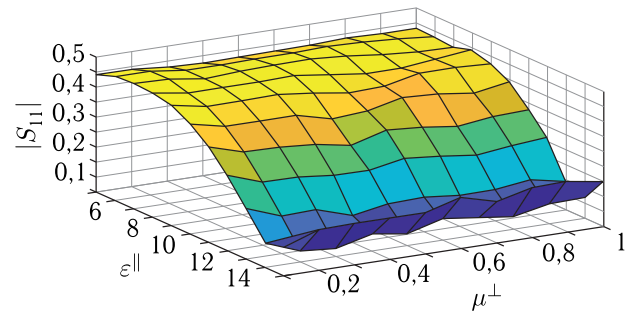
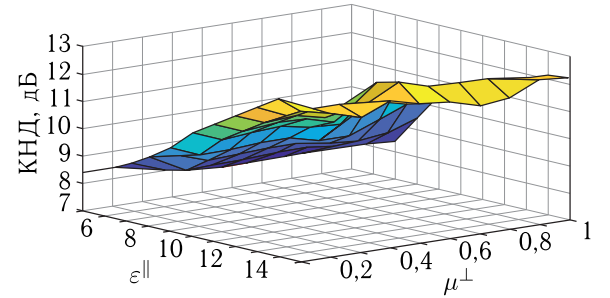


Рис. 2. Зависимость КНД (сверху) и модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ (снизу) антенны Фабри–Перо на основе щелевого излучателя от элементов тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей ϵ^{\parallel} и μ^{\perp} при фиксированных значениях расстояния пластины до экрана z и толщины пластины h_d

ния элементов тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей, воспользуемся методикой, представленной в [19–21]. Суть методики состоит в вычислении модулей и фаз коэффициентов отражения и прохождения плоской волны от слоя магнитодиэлектрика известной толщины. Как известно [19–21], волновое сопротивление Z и коэффициент преломления n магнитодиэлектрика связаны с коэффициентом отражения плоской волны от слоя магнитодиэлектрика S_{11} и с коэффициентом прохождения плоской волны через слой магнитодиэлектрика S_{21} следующими соотношениями:

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}}, \quad (1)$$

$$n = \frac{1}{k_0 \cdot d} \cdot ((\text{Im}(\ln(e^{i \cdot k_0 \cdot d})) + 2 \cdot \pi \cdot m) - i \cdot \text{Re}(\ln(e^{i \cdot k_0 \cdot d}))), \quad (2)$$

где k_0 — волновое число; d — толщина магнитодиэлектрика; m — целое число, определяющее ветвь функции $\text{Re}(n)$.

В свою очередь, диэлектрическая и магнитная проницаемости ε и μ , а также волновое сопротивление Z и показатель преломления магнитодиэлектрика n связаны соотношениями:

$$\varepsilon = \frac{n}{Z}, \quad (3)$$

$$\mu = Z \cdot n. \quad (4)$$

С помощью (3) и (4) ε и μ могут быть выражены через S_{11} и S_{21} :

$$\varepsilon = \pm \frac{1}{k_0 \cdot d} \cdot ((\text{Im}(\ln(e^{i \cdot k_0 \cdot d})) + 2 \cdot \pi \cdot m) - i \cdot \text{Re}(\ln(e^{i \cdot k_0 \cdot d}))) \cdot \sqrt{\frac{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}}, \quad (5)$$

$$\mu = \pm \frac{1}{k_0 \cdot d} \cdot ((\text{Im}(\ln(e^{i \cdot k_0 \cdot d})) + 2 \cdot \pi \cdot m) - i \cdot \text{Re}(\ln(e^{i \cdot k_0 \cdot d}))) \cdot \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}}. \quad (6)$$

Соотношения (5) и (6) позволяют определить диэлектрическую и магнитную проницаемости материала по известным S_{11} и S_{21} . Воспользуемся этими соотношениями для синтеза композитного материала с материальными параметрами $\varepsilon_{xx} = \varepsilon_{yy} = 14-15$, $\varepsilon_{zz} = 8,7$ (в качестве диэлектрика матрицы выбран нитрид алюминия), $\mu_{xx} = \mu_{yy} = 1$, $\mu_{zz} = 0,5-1$. В качестве топологии металлизации выберем решетку мальтийских крестов. Для синтеза композитного магнитодиэлектрика с искомыми материальными параметрами в диапазоне частот 19,5–20,5 ГГц воспользуемся методом конечных разностей [8] для решения системы уравнений Максвелла для областей решений, представленных на рис. 3, 4. Для области, представленной на рис. 3, на грани, параллельные плоскости YZ , накладываются граничные условия типа идеальной магнитной стенки; на грани, параллельные плоскости XZ , — граничные условия типа идеальной электрической стенки. На гранях, параллельных плоскости XY , размещаются волноводные порты. Такая область решения соответствует падению плоской волны, вектор напряженности электрического поля которой параллелен оси Y , с волновым вектором, направленным параллельно оси Z , на бесконечный слой искусственного магнитодиэлектрика образованного диэлектрической матрицей и мальтийскими крестами, параллельными

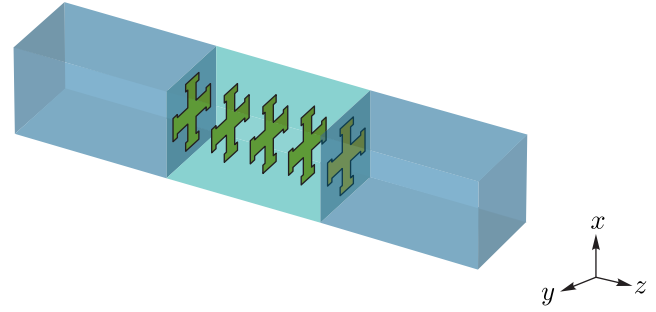


Рис. 3. Область расчета при синтезе топологии композитного материала

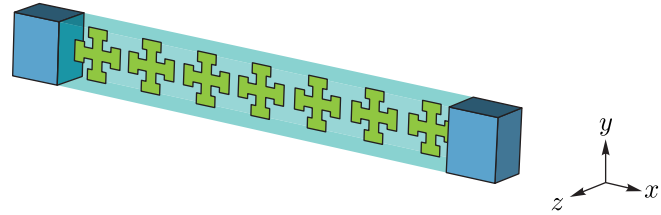


Рис. 4. Область расчета при синтезе топологии композитного материала

плоскости XY . Вычисленные при этом параметры S_{11} и S_{21} для вышеуказанной области решения позволяют восстановить параметры ε_{yy} и μ_{xx} (и соответственно ε_{xx} и μ_{yy} в силу симметрии) магнитодиэлектрика [17].

Для восстановления остальных элементов тензоров диэлектрической и магнитной проницаемости определим S_{11} и S_{21} электромагнитной волны для двух ортогональных линейных поляризации для области, представленной на рис. 4. Если на грани этой области, параллельные плоскости XY , наложить граничные условия типа идеальной магнитной стенки; на грани, параллельные плоскости XZ , — граничные условия типа идеальной электрической стенки, то, вычислив S_{11} и S_{21} , можно восстановить параметры ε_{yy} и μ_{zz} . На гранях, параллельных плоскости XY , размещаются волноводные порты. Наконец, если для области, представленной на рис. 4, поменять местами граничные условия типа электрической и магнитной стенок (зондирование плоской волной с помощью ортогональной линейной поляризации), можно восстановить параметры ε_{zz} и μ_{yy} . Путем перебора геометрических параметров решетки металлических крестов

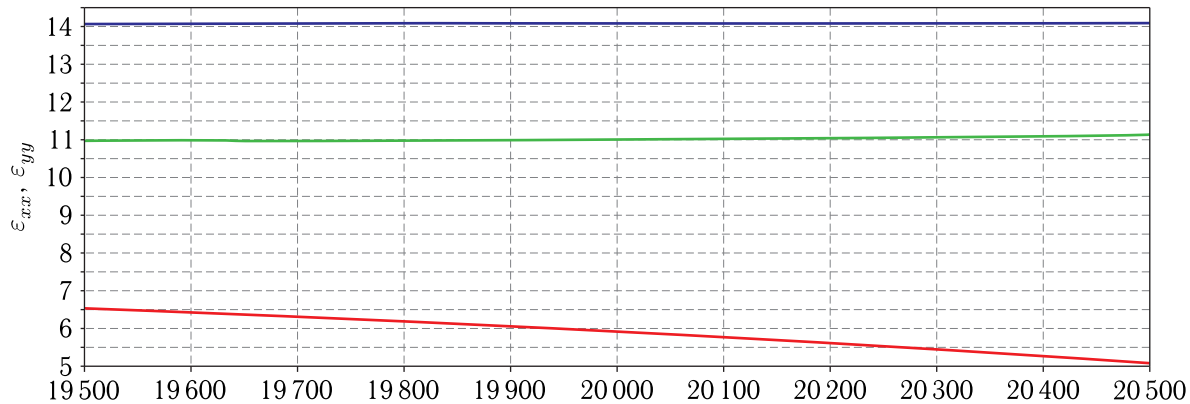


Рис. 5. Расчетная частотная зависимость элементов ε_{xx} и ε_{yy} тензора диэлектрической проницаемости разработанного искусственного магнитодиэлектрика

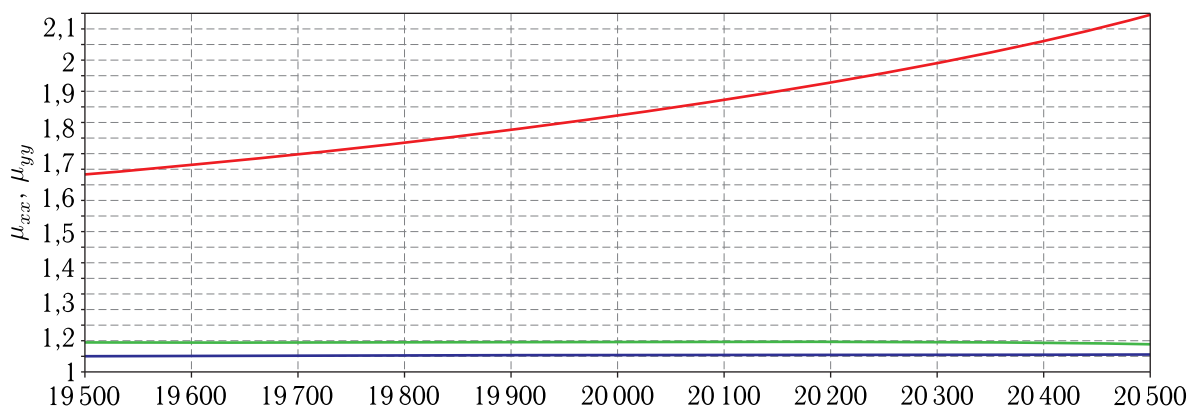


Рис. 6. Расчетная частотная зависимость элементов μ_{xx} и μ_{yy} тензора магнитной проницаемости разработанного искусственного магнитодиэлектрика

(линейные размеры крестов, расстояние между крестами, количество слоев металлизации) добьются равенства восстановленных элементов тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей искомым значениям.

На рис. 5, 6 представлены полученные частотные зависимости элементов тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей параметров ε_{xx} и μ_{yy} для трех (красные линии), четырех (зеленые линии) и пяти (синие линии) слоев металлизации. Из рисунков видно, что для пяти слоев металлизации значение эффективной диэлектрической проницаемости ε_{xx} (ε_{yy}) попадает в расчетный оптимум, при этом значения составляющих магнитной проницаемости μ_{xx} и μ_{yy} близки к единице.

Расчетные значения элементов тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей ε_{zz} и μ_{zz} , полученные за счет вычисления коэффици-

ентов передачи и отражения плоских волн от слоя материала с единичной ячейкой, представленной на рис. 4, показаны на рис. 7 и 8. На рис. 9 представлена топология одного слоя металлизации искусственного магнитодиэлектрика, полученная в результате синтеза.

Для проверки корректности расчета антенны Фабри–Перо с представлением конструктивного элемента в виде сплошного магнитодиэлектрика было проведено ее численное моделирование с конструктивным элементом в виде слоистой металлодиэлектрической структуры с расчетной топологией (рис. 10). Сравнение характеристик, полученных в обеих моделях, представлено в табл. 1.

Как видно из табл. 1, характеристики антенны Фабри–Перо на основе щелевого излучателя, полученные по упрощенной и полной моделям, достаточно близки: отклонение ширины ДН по уровню -3 дБ

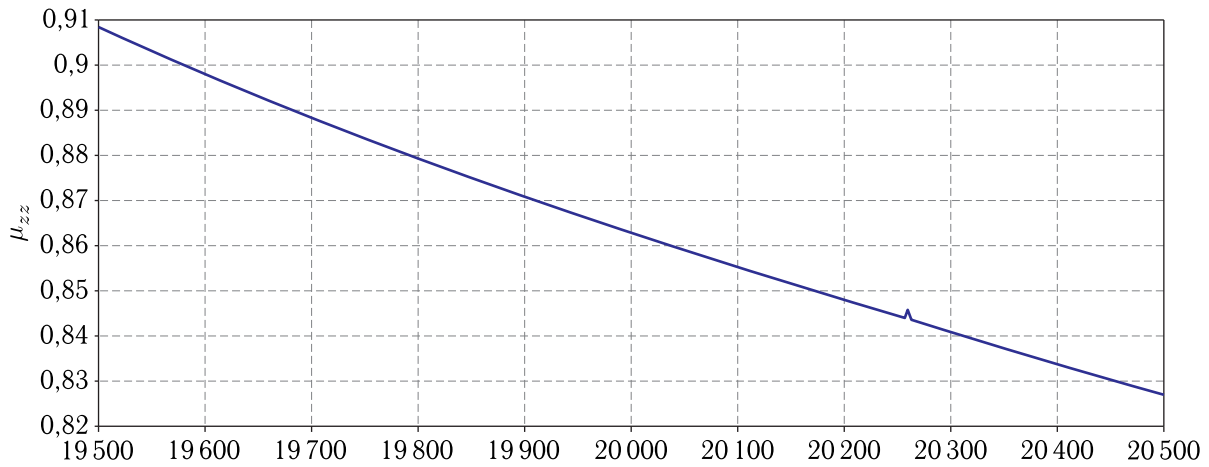


Рис. 7. Расчетная частотная зависимость элемента μ_{zz} тензора магнитной проницаемости разработанного искусственного магнитодиэлектрика

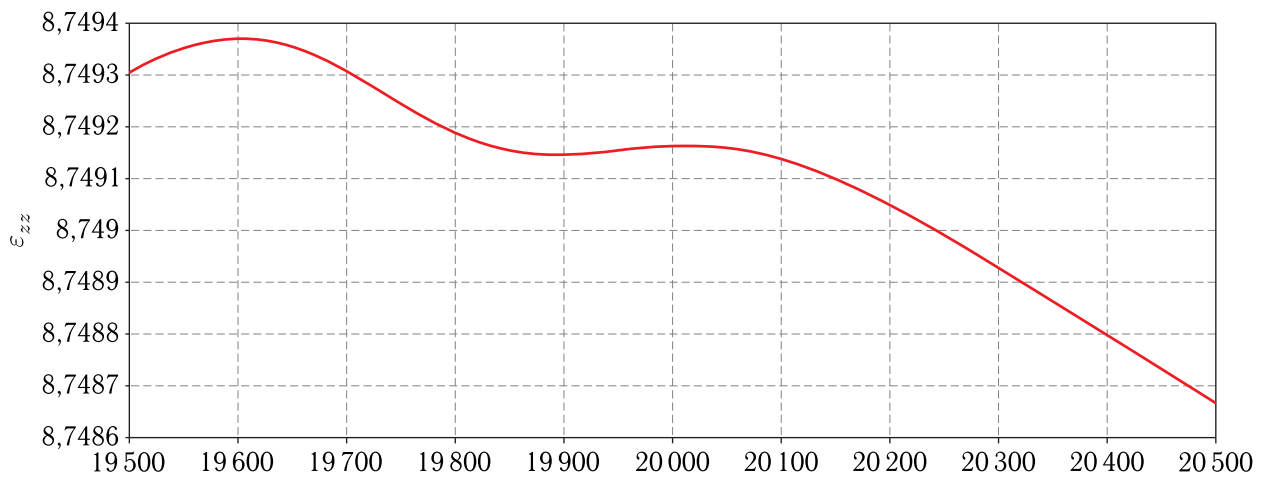


Рис. 8. Расчетная частотная зависимость элемента ϵ_{zz} тензора диэлектрической проницаемости разработанного искусственного магнитодиэлектрика

Таблица 1. Сравнительные характеристики антенны Фабри–Перо, полученные по упрощенной и полной моделям

Характеристика	Упрощенная модель антенны Фабри–Перо	Полная модель антенны Фабри–Перо	Щелевой излучатель
Ширина ДН по уровню -3 дБ в плоскости E, град	43,2	43,1	94,4
Ширина ДН по уровню -3 дБ в плоскости H, град	38,4	38,0	79,6
КНД, дБ	12,4	12,3	7,0
Максимум КСВН в полосе частот 5 % от несущей	1,18	1,24	1,34

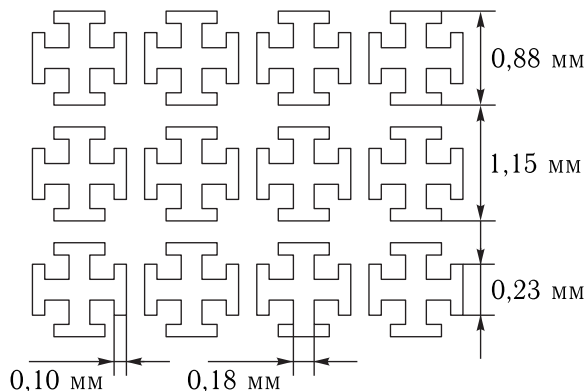


Рис. 9. Топология одного слоя металлизации искусственного магнетодиэлектрика

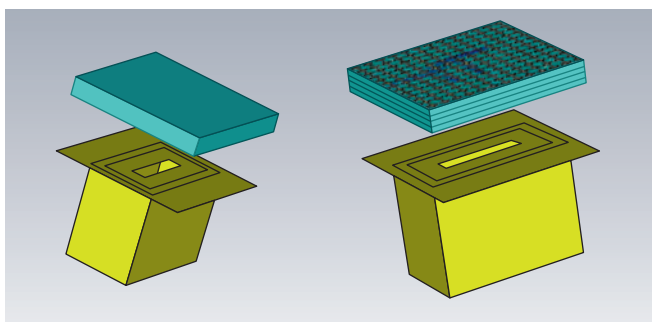


Рис. 10. Щелевая антенна со сплошной анизотропной магнетодиэлектрической пластиной и конструктивным элементом на основе искусственного магнетодиэлектрика

не превосходит 1,1%. Отклонение по максимуму КСВН составляет 5,1%. Повышенное отклонение КСВН объясняется тем, что при представлении конструктивного элемента в качестве сплошного магнетодиэлектрика частотная дисперсия электрических параметров не учитывалась.

Экспериментальное исследование антенны Фабри–Перо, сравнение с расчетными данными

По результатам синтеза структуры искусственного анизотропного магнетодиэлектрика был изготовлен масштабный макет антенны Фабри–Перо (рис. 11) для частоты 5 ГГц с увеличением линейных размеров всех ее элементов в 4 раза. Конструктивный элемент выполнен в виде слоистой структуры из пластин оксида алюминия и слоев

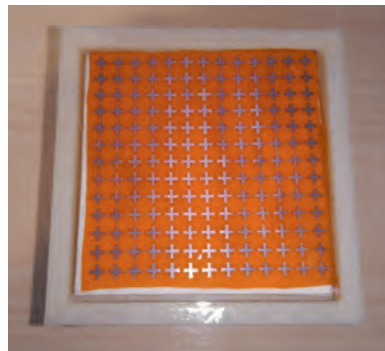


Рис. 11. Масштабный макет антенны Фабри–Перо (вверху) и конструктивный элемент (внизу)

металлизации на полиимидных пленках. Размеры конструктивного элемента составляли $60 \times 60 \times 8 \text{ мм}^3$. Конструктивный элемент был расположен на держателе из полистирола над экраном щелевого излучателя на высоте 24 мм. Держатель изготовлен методом 3D-печати, для снижения влияния диэлектрика держателя на характеристики антенны его конструкция была выполнена ячеистой так, чтобы на полистирол приходилось не более 30% всего объема держателя. Щелевой излучатель выполнен в виде отрезка прямоугольного волновода сечением $35 \times 15 \text{ мм}^2$. На его фланце была закреплена металлическая пластинка размером $60 \times 60 \text{ мм}^2$ с прорезанной в ней полуволновой щелью. Проведено измерение сечений ДН изготовленного макета в двух ортогональных плоскостях. На рис. 12 представлены расчетные (сплошные кривые) и измеренные (штриховые линии) сечения ДН антенны Фабри–Перо на основе щелевого излучателя.

Как видно из рис. 12, результаты измерений находятся в хорошем согласии с расчетными характеристиками. Расчетные и измеренные ширины ДН по уровню -3 дБ антенны в плоскостях E и H составляют $43,1^\circ$, $41,0^\circ$ и $38,0^\circ$, $39,0^\circ$ соответственно.

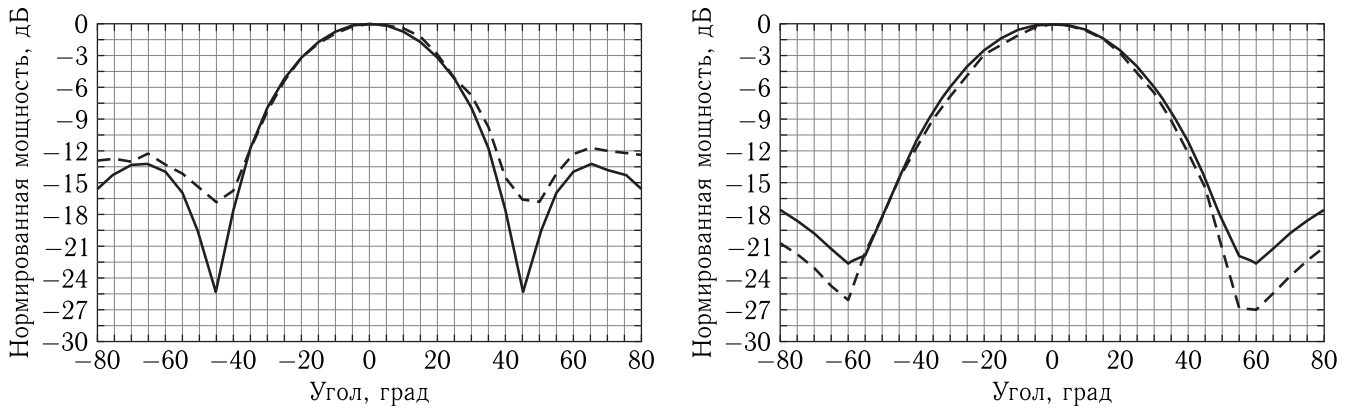


Рис. 12. Сечения расчетной (сплошные линии) и экспериментальной (штриховые линии) ДН антенны Фабри–Перо в плоскостях *E* (справа) и *H* (слева)

Сравнение разработки с ближайшими аналогами

Среди рассмотренных публикаций ближайшими аналогами антенны, изученной в данной работе, являются [5, 15]. Сравнительные характеристики разработанной антенны и аналогов приведены в табл. 2.

Как видно из табл. 2, среди рассмотренных аналогов разработанная антенна имеет наибольший КНД при наибольших электрических размерах, а также среднюю полосу частот, превосходя аналог 2 и уступая аналогу 1. Таким образом, ни одна из сравниваемых конструкций не имеет очевидных преимуществ перед другими (КНД 12 дБ достигается в данной работе при больших, по сравнению с аналогами, электрических размерах). Сравнение по технологичности показывает, что конструкция [5] более предпочтительна при построении антенн метрового и дециметрового диапазонов длин волн. Конструкции, представленные в данной работе и в [15], более предпочтительны в сантиметровом и миллиметровом диапазонах.

Заключение

В статье приведена методика синтеза антенны Фабри–Перо с конструктивным элементом на основе анизотропного искусственного магнетодиэлектрика, заключающаяся в представлении конструктивного элемента в виде сплошной пластины, характеризующейся элементами тензоров диэлектрической и магнитной проницаемостей, поиске набора элементов тензоров, обеспечивающего максимум КНД в заданном частотном диапазоне и синтезом структуры искусственного магнетодиэлектрика по найденному набору параметров. Численным моделированием показано, что размещение конструктивного элемента на основе искусственного магнетодиэлектрика над щелевым излучателем позволяет получить КНД антенны, составляющий около 12 дБ при приемлемом уровне согласования в полосе частот 5% при размерах резонатора Фабри–Перо в длинах волн $1 \times 1 \times 0,55$. Сравнение ДН, полученных при расчете и при измерении масштабного макета, показывает приемлемое согласие расчетов и эксперимента.

Таблица 2. Сравнительные характеристики разработанной антенны и аналогов

Антенна	Поперечные размеры резонатора (в длинах волн)	Продольные размеры резонатора (в длинах волн)	Ширина полосы рабочих частот, %	КНД в полосе частот, дБ
Аналог 1 [15]	0,65 × 0,65	0,14	9	9,6
Аналог 2 [5]	0,78 × 0,78	0,37	2,5	10,0
Разработанная антенна	1,0 × 1,0	0,55	5	12,3

Автор выражает искреннюю благодарность к. ф.-м. н. С. Н. Бойко за ценные замечания и конструктивную критику.

Работа выполнена в рамках договора № 79/2/2018 от 20.03.18.

Список литературы

1. Trentini G. V. Partially reflecting sheet arrays // IRE Transactions on antenna and propagation, 1956, vol. 4, №4. P. 666–671.
2. Jackson D. R., Alexopoulos N. G. Gain enhancement methods for printed circuit antennas // IEEE Transactions on antennas and propagation, 1985, vol. 33, №9. P. 976–987.
3. Akalin T., Danglot J., Vanbesien O., Lippens D. A highly directive dipole antenna in a Fabry–Perot-type cavity // IEEE Microwave and wireless components letters, 2002, vol. 12, №2. P. 48–50.
4. Al-Tarifi M. A., Anagnostou D. E., Ameth A. K., Whites K. W. The puck antenna: a compact design with wideband, high-gain operation // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2015, vol. 63, №4. P. 1868–1873.
5. Бойко С. Н. Антенна Фабри–Перо высокого усиления // Антенны, 2012, №8. С. 46–50.
6. Zhenguo Liu, Zhen-Xin Cao, Le-Nan Wu. Compact low-profile circularly polarized Fabry–Perot resonator antenna fed by linearly polarized microstrip-patch // IEEE Antennas and wireless propagation letters, 2015, vol. 15. P. 524–527.
7. Ge Yuehe, Sun Zhu, Chen Zhizhang, Chen Yin-Yan. A high-gain wideband low-profile Fabry–Perot resonator antenna with a conical short horn // IEEE Antennas and wireless propagation letters, 2016, vol. 15. P. 1889–1892.
8. Bing Han, Xue-Xia Yang, Hai-Gao Xue. A millimeter wave Fabry–Perot with high gain and circular polarization operation. Third Asia conference on antennas and propagation, July 2014. P. 26–29.
9. Gardelli R., Albani M., Capolino F. Array thinning by using antennas in a Fabry–Perot cavity for gain enhancement // IEEE Transactions on antennas and propagation, 2006, vol. 54. P. 1979–1990.
10. Truong Khang Nguyen, Ikmo Park. Broadband single feed microstrip antenna in a Fabry–Perot resonator. The international workshop on antenna technology, December 2015 P. 333–334.
11. Konstantinos Konstantinidis, Alexandros P. Feresidis, Peter S. Hall. Broadband sub-wavelength high gain antennas based on multi-layer metasurfaces // IEEE transactions on antennas and propagation, 2015, vol. 63, №1. P. 423–427.
12. Vaidya A. R., Gupta R., Mishra S., Mukherjee J. High gain low side lobe level Fabry–Perot Cavity antenna with feed patch array // Progress in electromagnetics, April 2012, vol. 28. P. 223–238.
13. Liu Z.-G., Lu W.-B. Low-profile design of broadband high gain circularly polarized Fabry–Perot resonator antenna and its array with linearly polarized feed // IEEE Access, 2017, vol. 5. P. 7164–7172.
14. Pendry J. B., Holden A. J., Robbins D. J., and Stewart W. J. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1999, vol. 47. P. 2075–2081.
15. Attia H., Yousefi L., Ramahi O. M. Analytical model for calculating the radiation field of microstrip antennas with artificial magnetic superstrates: theory and experiment // IEEE Transaction on antenna and propagation, 2011, vol. 59, №5. P. 1438–1444.
16. Виноградов А. П. Электродинамика композитных материалов / Под ред. Б. З. Каценеленбаума. М.: Эдиториал УРСС, 2001. 208 с.
17. Douglas H. Werner. Broadband metamaterials in electromagnetics. Technology and applications. Pan Stanford Publishing Pte. Ltd., 2017.
18. Банков С. Е., Курюшин А. А. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2017. 316 с.
19. Jiang Z. H., Bossard J. A., Wang X., Werner D. H. Synthesising metamaterials with angularly independent effective medium properties based on anisotropic parameter retrieval technique coupled with a genetic algorithm // J. Appl. Physics, 2011, 109. P. 1013515(1)–(11).
20. Kim S., Kuester E. F., Holloway C. L., Scher A. D., Baker-Jarvis J. R. Effective material property extraction of a metamaterial by considering boundary effects at TE/TM polarized incidence // Progress In electromagnetics research B, 2012, vol. 36. P. 1–33.
21. Aksun M. I., Alparslan A., Karabulut E. P., Irci E., Ertürk V. B. Determining the effective constitutive parameters of finite periodic structures: photonic crystals and metamaterials // IEEE transactions on microwave theory and techniques, 2008, vol. 56, №6. P. 1423–1434.