

Геометрический метод определения фазового сдвига при отражении электромагнитной волны от конформной метаповерхности чувствительного элемента

Динеш Рано¹, Андрей Альбертович Елизаров^{2✉}, Андрей Андреевич Скуридин³, Эльмира Алексеевна Закирова⁴

^{1, 2, 3, 4} Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики», Москва, Россия

¹ Indraprastha Institute of Information Technology (IIIT-D), Delhi, India, dineshr@iiitd.ac.in, <https://orcid.org/0000-0002-4997-3327>

² a.yelizarov@hse.ru✉, <https://orcid.org/0000-0003-1115-7700>

³ askuridin@hse.ru, <https://orcid.org/0000-0003-4025-3507>

⁴ ezakirova@hse.ru, <https://orcid.org/0000-0003-0620-2271>

Аннотация. Современный этап исследований высокоимпедансных конформных поверхностей на метаматериалах (метаповерхностей) и разработка multifunctional измерительных устройств на их основе делают актуальной задачу определения параметров и характеристик метаповерхностей. Разработан и предложен геометрический метод определения сдвига фаз при синфазном отражении электромагнитной волны от конформной метаповерхности чувствительного элемента. Показано, что в результате изгиба метаповерхности падающая электромагнитная волна проходит дополнительный путь на определённой электрической длине, что приводит к увеличению сдвига фазы отражённой волны. С использованием программы численного моделирования CST Studio Suite получены значения сдвига фаз падающей и отражённой волн для планарных и изогнутых метаповерхностей чувствительных элементов различной топологии с радиусами кривизны 40; 50; 60 мм. Проведено сравнение полученных результатов с аналитическими расчётами, показавшее хорошее соответствие. Предложенный метод можно применять для расчёта и моделирования измерительных преобразователей, содержащих чувствительные элементы на высокоимпедансных конформных метаповерхностях.

Ключевые слова: чувствительный элемент, излучатель, метаповерхность, импедансная металлическая поверхность, фазовый сдвиг

Для цитирования: Рано Д., Елизаров А. А., Скуридин А. А., Закирова Э. А. Геометрический метод определения фазового сдвига при отражении электромагнитной волны от конформной метаповерхности чувствительного элемента // Измерительная техника. 2022. № 4. С. 43–48. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-4-43-48>

Geometric method for determining the phase shift in the reflection of an electromagnetic wave from a conformal metasurface of a sensing element

Dinesh Rano¹, Andrey A. Yelizarov^{2✉}, Andrey A. Skuridin³, Elmira A. Zakirova⁴

^{1, 2, 3, 4} National Research University Higher School of Economics, Moscow, Russia

¹ Indraprastha Institute of Information Technology (IIIT-D), Delhi, India, dineshr@iiitd.ac.in, <https://orcid.org/0000-0002-4997-3327>

² a.yelizarov@hse.ru✉, <https://orcid.org/0000-0003-1115-7700>

³ askuridin@hse.ru, <https://orcid.org/0000-0003-4025-3507>

⁴ ezakirova@hse.ru, <https://orcid.org/0000-0003-0620-2271>

Abstract. The current research of high-impedance conformal surfaces on metamaterials and multifunctional measuring devices based on them makes the task of determining their parameters and characteristics urgent. In this article, a geometric method for determining the phase shift in the in-phase reflection of an electromagnetic wave from the conformal meta-surface of a sensitive element is developed and proposed. It is shown, that as a result, of the meta-surface bending the incident electromagnetic wave passes an additional path at a certain electrical length, which leads to an increase in the phase shift of the reflected wave. Using the CST Studio Suite numerical simulation program, the values of the phase shift of incident and reflected waves for planar and curved metasurfaces of sensitive elements of various topologies with radii of curvature of 40; 50; 60 mm are obtained. The results obtained were compared with analytical calculations, which showed a good correspondence. The proposed method can be used to calculate and simulate measuring transducers containing sensitive elements on high-impedance conformal meta-surfaces.

Keywords: sensitive element, radiator, meta-surface, impedance metal surface, phase shift

Введение. В настоящее время высокоимпедансные конформные поверхности на основе метаматериалов (метаповерхности) широко используются для создания малогабаритных антенн, излучателей, многофункциональных микроволновых устройств. Созданные на основе метаповерхностей чувствительные элементы преобразователей применяют для измерения различных физических величин и мониторинга технологических процессов [1–4].

Одним из важнейших физических свойств метаповерхностей является их способность ослаблять поверхностные электромагнитные волны. При нормальном падении волны на метаповерхность наблюдается синфазное отражение со сдвигом фаз 0° , в то время как при отражении от импедансной металлической поверхности сдвиг фаз между падающей и отражённой волнами составляет 180° . Благодаря этому свойству чувствительные элементы и излучатели на основе метаповерхностей демонстрируют повышенные значения

эффективности излучения, коэффициента усиления, удельного коэффициента поглощения электромагнитной энергии (SAR), радиуса действия и других параметров [3–5]. Интерес к разработке конформных метаповерхностей объясняется также широким распространением малогабаритных носимых и нателных устройств интернета вещей (IoT) и киберфизических систем [1, 2, 4, 5].

В последнее время появилось множество статей, посвящённых разработке конформных метаповерхностей, их численному анализу и особенностям применения [6–9]. Из данных работ следует, что фундаментальной трудностью при разработке конформных метаповерхностей являются изменения их фазовых свойств и, соответственно, рабочих параметров, которые обусловлены изгибом конформных метаповерхностей излучателей и чувствительных элементов. Для решения этой проблемы требуется либо применение элементарных метаячеек больших геометрических размеров, работающих в требуемом диапазоне даже после изгиба [6], либо поиск других возможностей, направленных на компенсацию влияния изгиба [8]. Представленные в литературе существующие методы определения синфазных свойств конформных ячеек метаповерхностей сложны и предназначены для более высоких частот, например 5; 8; 10 ГГц [8, 9].

Цель настоящего исследования – разработка геометрического метода определения сдвига фаз при синфазном отражении падающей и отражённой волн на более низких частотах (диапазон ISM-Bluetooth, Wi-Fi, IEEE 802.15.4, Zigbee). Показано, что по сравнению с металлической поверхностью при взаимодействии с конформной метаповерхностью из-за интерференции отражённой и падающей волн возникает дополнительный набег фазы. Представленная теория подтверждена моделированием в CST Studio Suite. Аналитические расчёты и моделирование проведены для нормального падения волны.

Геометрический метод определения фазового сдвига.

На рис. 1, а изображена элементарная планарная ячейка P-M-UC (Planar-Meta-UnitCell), возбуждаемая падающей электромагнитной волной, и соответствующая ей конформная метаячейка C-M-UC (Conformal-Meta-UnitCell) радиусом кривизны r . Ячейки находятся на некотором расстоянии друг от друга. При нормальном падении волны на конформную метаячейку линии XAX' , YBY' , $C'CO$ параллельны друг другу (рис. 1, б). Пересекающие их поперечные линии OX'' , OY'' позволяют получить углы падения и отражения волн. Синфазного отражения падающей электромагнитной волны от конформной метаячейки можно достичь, если разместить плоскости наблюдения на её поверхности (см. рис. 1, в). Согласно закону отражения угол падения волны θ_i на поверхность раздела равен углу отражения θ_r . Применительно к рассматриваемой конформной метаячейке закон отражения выражается соотношениями

$$AOC' = XAX'' = BOC' = YBY' = \theta/2; \quad (1)$$

$$XAX'' = YBY' = X''AA' = Y''BB' = \theta/2. \quad (2)$$

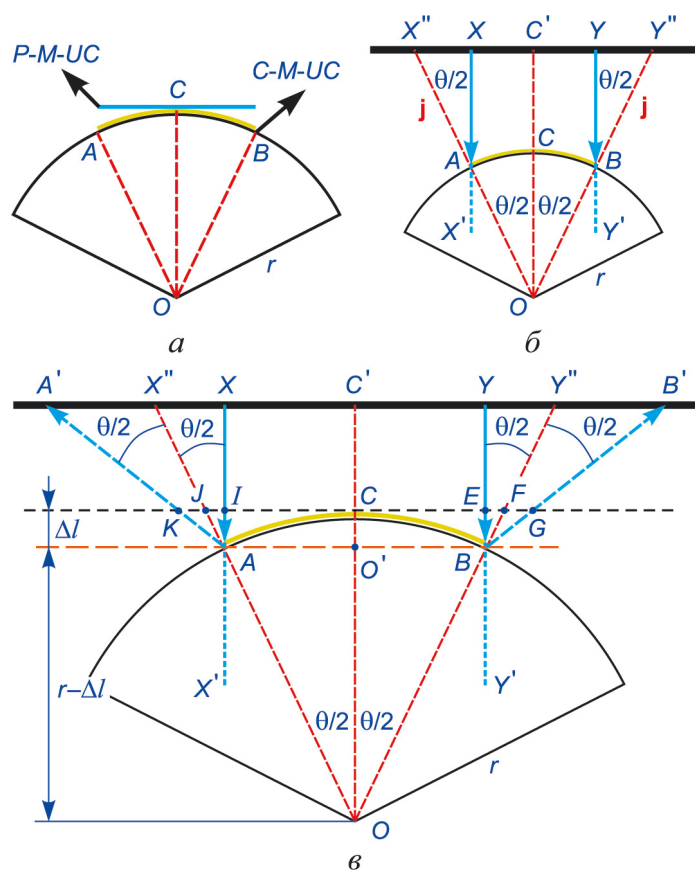


Рис. 1. Планарная метаячейка P-M-UC и конформная метаячейка C-M-UC радиусом кривизны r (а), изогнутая конформная метаячейка и падающая на неё электромагнитная волна ($\mathbf{j}$ – вектор нормали) (б), процесс отражения электромагнитной волны от конформной метаячейки (пунктиром обозначена плоскость наблюдения) (в)

Fig. 1. A planar metacell and a conformal metacell with a radius of curvature r (a), a curved conformal meta cell and an electromagnetic wave incident on it (normal vector $\mathbf{j}$) (b), the process of reflection of an electromagnetic wave from a conformal metacell (the dotted line indicates the observation plane) (c)

Угол θ , стягиваемый дугой AB относительно центра O (см. рис. 1, в), определим как

$$\theta = 360^\circ W / (2\pi r), \quad (3)$$

где W, r – ширина и радиус кривизны метаячейки.

Величина W идентична как для конформных, так и для планарных элементарных ячеек, поскольку изгиб планарной метаячейки не изменяет её геометрические размеры.

Из рис. 1, в следует, что при взаимодействии падающих электромагнитных волн (отрезки IA, EB) с конформной метаячейкой возникает набег фазы из-за отражённых волн (отрезки AK, BG). При этом отрезок IE расположен в плоскости наблюдения планарной ячейки, а в случае конформной метаячейки отрезок AB находится на расстоянии Δl от плоскости наблюдения. Аналогичные фазовые сдвиги падающей $\Delta\theta_{\text{пад}}$ волны IA и отражённой $\Delta\theta_{\text{отр}}$ волны AK могут быть выражены через электрическую длину следующими уравнениями:

$$\Delta\theta_{\text{пад}} = \beta(IA) = \beta\Delta l; \quad (4)$$

$$\Delta\theta_{\text{отр}} = \beta AK, \quad (5)$$

где β – волновое число на рабочей частоте конформной метаячейки; $\Delta l, AK$ – дополнительные расстояния, возникающие вследствие интерференции падающей и отражённой волн.

Применив теорему Пифагора к треугольникам $\triangle IAK, \triangle OO'A$, выразим отрезок AK через Δl , а Δl через r и соответственно получим

$$\cos(\angle IAK) = \cos\theta = \Delta l / AK \Rightarrow AK = \Delta l / \cos\theta; \quad (6)$$

$$\cos(\theta/2) = OO' / OA = (r - \Delta l) / r \Rightarrow \Delta l = r - r\cos(\theta/2). \quad (7)$$

Сумма отдельных набегов фаз, обусловленных интерференцией падающих и отражённых волн, позволяет определить итоговый сдвиг фаз при синфазном отражении волн от конформной метаячейки. Если считать, что аналогичные волновые процессы происходят в точке B , то суммарный сдвиг фаз, выраженный в радианах, в два раза больше:

$$\theta_c = 2(\Delta\theta_{\text{пад}} + \Delta\theta_{\text{отр}}) = 2\left(\beta\Delta l + \frac{\beta\Delta l}{\cos\theta}\right). \quad (8)$$

В то же время для падающих на точку C электромагнитных волн набег фазы нет, так как точка C лежит в плоскости наблюдения.

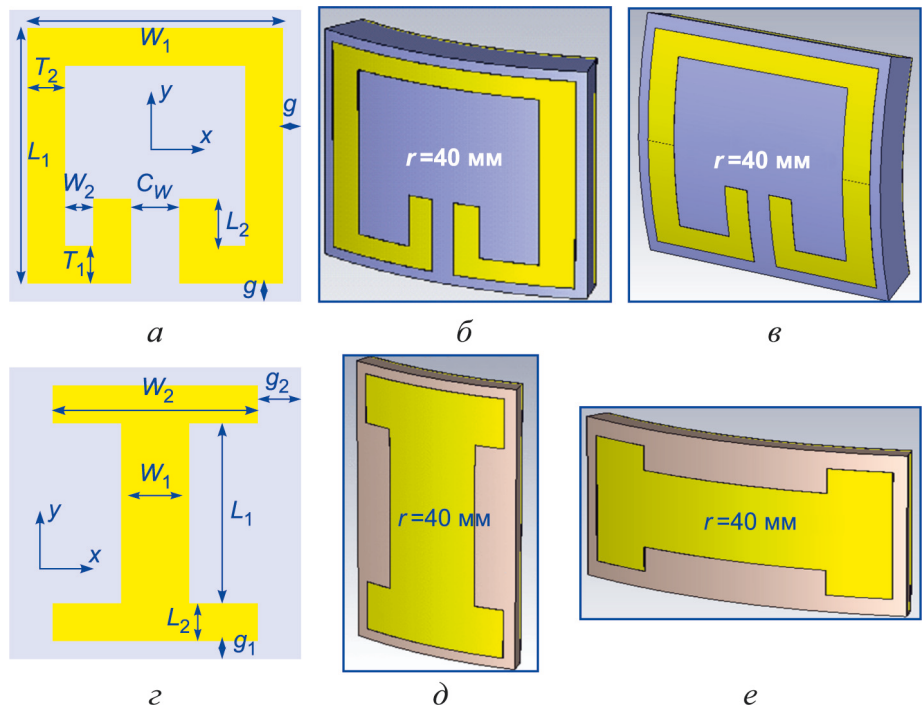


Рис. 2. Геометрические размеры конформной метаячейки UC-1 радиусом кривизны 40 мм (а), изгиб метаячейки UC-1 вдоль осей X, Y (соответственно б, в), геометрические размеры конформной метаячейки UC-2 на цилиндрической поверхности радиусом 40 мм (г), изгиб метаячейки UC-2 вдоль осей X, Y (соответственно д, е)

Fig. 2. Geometric dimensions of the conformal metacell UC-1 with a radius of curvature of 40 mm (a), along the X axis (b), along the Y axis (c), geometric dimensions of the conformal metacell UC-2 on a cylindrical surface with a radius of 40 mm (d), along the X axis (e), along the Y axis (f)

Применение геометрического метода к метаячейкам различной топологии.

Элементарная ячейка UC-1. Первый тип планарной метаячейки UC-1 и её геометрические размеры показаны на рис. 2, а, где W_1, L_1 – ширина и длина метаячейки соответственно, W_2 – расстояние между проводниками метаячейки, L_2 – длина проводников, образующих ёмкостный зазор, T_1, T_2 – ширина проводников метаячейки, C_W – ширина ёмкостного зазора, g – расстояние от проводника до края подложки. Расчёт синфазного отражения электромагнитных волн от такой ячейки выполнен на частотах 2,45; 1,413 ГГц для волн с линейной поляризацией по осям X, Y соответственно, соответствующие $\beta = 51,3; 29,6$ рад/м. Поляризация электромагнитной волны играет решающую роль в определении сдвига фазы θ_c метаячейки с изгибом по оси X или Y . В случае изгиба метаячейки по оси X плоскость падения электромагнитной волны совпадает с осью Y и отражённая волна становится линейно поляризованной по оси Y . Аналогично при изгибе метаячейки по оси Y плоскость падения волны совпадает с осью X , что и обеспечивает линейную поляризацию отражённой волны по оси X .

Также рассмотрим случай изгиба по оси X метаячеек различных радиусов кривизны: 40; 50; 60 мм (рис. 2, б). В качестве примера применения предлагаемого метода расчёта определим значение сдвига фазы θ_c для метаячейки радиусом

Таблица 1

Параметры элементарных метаячеек UC-1, UC-2, полученные геометрическим методом для линейно поляризованных по осям Y, X электромагнитных волн

Тип ячейки	Ось изгиба	r , мм	θ , °	Δl , мм	$\Delta\theta_{\text{отр}}$, рад	$\Delta\theta_{\text{пад}}$, рад	$\Delta\theta_{\text{с}}$, рад	$\theta_{\text{с}}$, °
UC-1	Y–	40	43,44	2,84	0,211	0,153	0,728	41,71
		60	28,96	1,91	0,118	0,103	0,442	25,32
UC-1	X–	40	39,82	2,39	0,098	0,075	0,346	19,80
		50	31,86	1,92	0,078	0,066	0,287	16,48
		60	26,54	1,60	0,056	0,050	0,212	12,17
UC-2	Y–	40	26,48	1,06	0,061	0,055	0,233	13,34
		50	21,20	0,85	0,047	0,044	0,183	10,46
		60	17,63	0,71	0,038	0,037	0,151	8,64
UC-2	X–	40	41,84	2,63	0,374	0,278	1,304	73,70
		50	33,47	2,12	0,268	0,224	0,984	56,40
		60	27,90	1,77	0,211	0,187	0,797	45,66

Таблица 2

Относительная погрешность δ , %

Тип ячейки	r , мм	ТМ-волна	ТЕ-волна
UC-1	40	0,114	0,027
	50	0,168	0,013
	60	0,057	0,013
UC-2	40	0,010	0,036
	50	0,123	0,032
	60	0,075	0,030

кривизны 50 мм. С учётом соотношений (1), (2), подстановка $W_1+2g=30,33$ мм и $r=50$ мм в (3) даёт результат $\theta=34,75$. Тогда для этого значения θ из уравнения (7) получим $\Delta l=2,28$ мм. Затем подставив θ , Δl , $\beta=51,3$ рад/м в (8), определим фазовый набег, который составит 0,54 рад или $31,3^\circ$. В табл. 1 приведены значения соответ-

ствующих величин, рассчитанные при разных радиусах кривизны метаячеек. Увеличение радиуса кривизны метаячеек приводит к постепенному уменьшению $\theta_{\text{с}}$. Это объясняется тем, что увеличение радиуса кривизны метаячейки приводит к уменьшению угла θ (см. (3)). Далее согласно (7) уменьшение угла θ уменьшает и Δl , (при уменьшении θ увеличивается $\cos\theta$, и, следовательно, коэффициент $1-\cos(\theta/2)$ уменьшается). Это приводит к уменьшению $\theta_{\text{с}}$ (см. (8)).

На рис. 2, в изображена конформная метаячейка типа UC-1 с изгибом, перпендикулярным оси Y и радиусом кривизны $r=40$ мм. Высота ячейки $L_1+2g=29,08$ мм, а отражённая электромагнитная волна имеет линейную поляризацию по оси X. Изменение сдвига фазы $\theta_{\text{с}}$ и другие важные параметры также приведены в табл. 1. В рассматриваемом случае $\beta=29,6$ рад/м. При этом $\theta_{\text{с}}$ также уменьшается с увеличением радиуса r , как это следует из приведённого выше объяснения.

Элементарная ячейка UC-2. Второй тип планарной метаячейки UC-2 и её геометрические размеры показаны на рис. 2, г, где W_1 , W_2 – длина проводников метаячейки, L_1 – длина внутренней части проводника метаячейки, L_2 – длина проводника, g_1 , g_2 – расстояния от проводника до краев подложки. Расчёт синфазного отражения от метаячейки UC-2 выполнен

на частотах 2,46; 5,04 ГГц для линейно поляризованных по осям Y, X электромагнитных волн, соответственно $\beta=51,6$; 105,5 рад/м. Для такой топологии метаячейки, так же как и в предыдущем случае для UC-1, увеличение радиуса кривизны приводит к постепенному уменьшению сдвига фазы $\theta_{\text{с}}$.

Соответствующие конформные метаячейки радиусами кривизны 40 мм и изгибами по осям X, Y показаны на рис. 2, д, е. Для определения сдвига фазы $\theta_{\text{с}}$, а также других параметров (см. табл. 1), использовали формулы (5)–(8). Из полученных результатов можно сделать следующий вывод: фазовый сдвиг при изгибе метаячейки по оси Y (с линейной поляризацией волны по оси X) больше по сравнению с фазовым сдвигом изгибом при изгибе метаячейки по оси X (с линейной поляризацией волны по оси Y) при всех радиусах кривизны r . Это связано с тем, что ширина $(L_1+2L_2+2g_1)$ конформной метаячейки в случае волны, поляризованной по оси X, больше, чем ширина (W_2+2g_2) метаячейки в случае волны, поляризованной по оси Y. Как следствие, угол θ (см. (3)) больше, что и приводит к увеличению Δl , как следует из (7). В дальнейшем это приводит к увеличению угла суммарного фазового сдвига $\theta_{\text{с}}$ (см. (8)).

Результаты компьютерного моделирования. Результаты компьютерного моделирования метаячеек UC-1 и UC-2, топологии которых изображены на рис. 2, получены с помощью программных средств CST Studio Suite. Численные расчёты моделей метаячеек выполнены с граничными условиями типа Unit Cell, частоты синфазного отражения отмечены на графиках фазы отражения точками 1 на рис. 3. При моделировании конформных метаячеек для возбуждения применяли как ТМ-волны (при изгибе по оси X), так и ТЕ-волны (при изгибе по оси Y). Точки 2, 3, 4 относятся к сдвигу фазы $\theta_{\text{с}}$ и также показаны на графиках для соответствующих ячеек и поляризации. Эти точки указывают на сдвиг частоты, который должен быть получен после того, как планарная метаячейка была изогнута с соответствующим радиусом кривизны r . Получившиеся таким образом модели конформных метаячеек отличаются радиусами кривизны $r=40$; 50; 60 мм. Точки 5, 6, 7 на рис. 3 соответствуют равным фазам падающих и отражённых волн.

Относительная погрешность между значениями сдвига фаз, полученными с помощью компьютерного моделирования и аналитических расчётов для изогнутых по осям X, Y элементарных ячеек UC-1 и UC-2, приведена в табл. 2. Частотные точки, полученные вследствие сдвига фаз при падении и отражении электромагнитных волн от планарных элементарных ячеек на суммарный угол фазового сдвига $\theta_{\text{с}}$, близки к аналогичным частотным точкам для конформных элементарных ячеек, что демонстрирует эффективность предлагаемого метода.

Заключение. Разработан и предложен геометрический метод определения сдвига фаз при синфазном отражении электромагнитных волн от конформных элементарных ячеек, образующих высокоимпедансную метаповерхность. Такую метаповерхность можно использовать для создания малогабаритных излучателей и чувствительных элементов измерительных преобразователей для измерения физических величин и мониторинга технологических процессов. Метод основан на использовании закона отражения и элементарной геометрии для

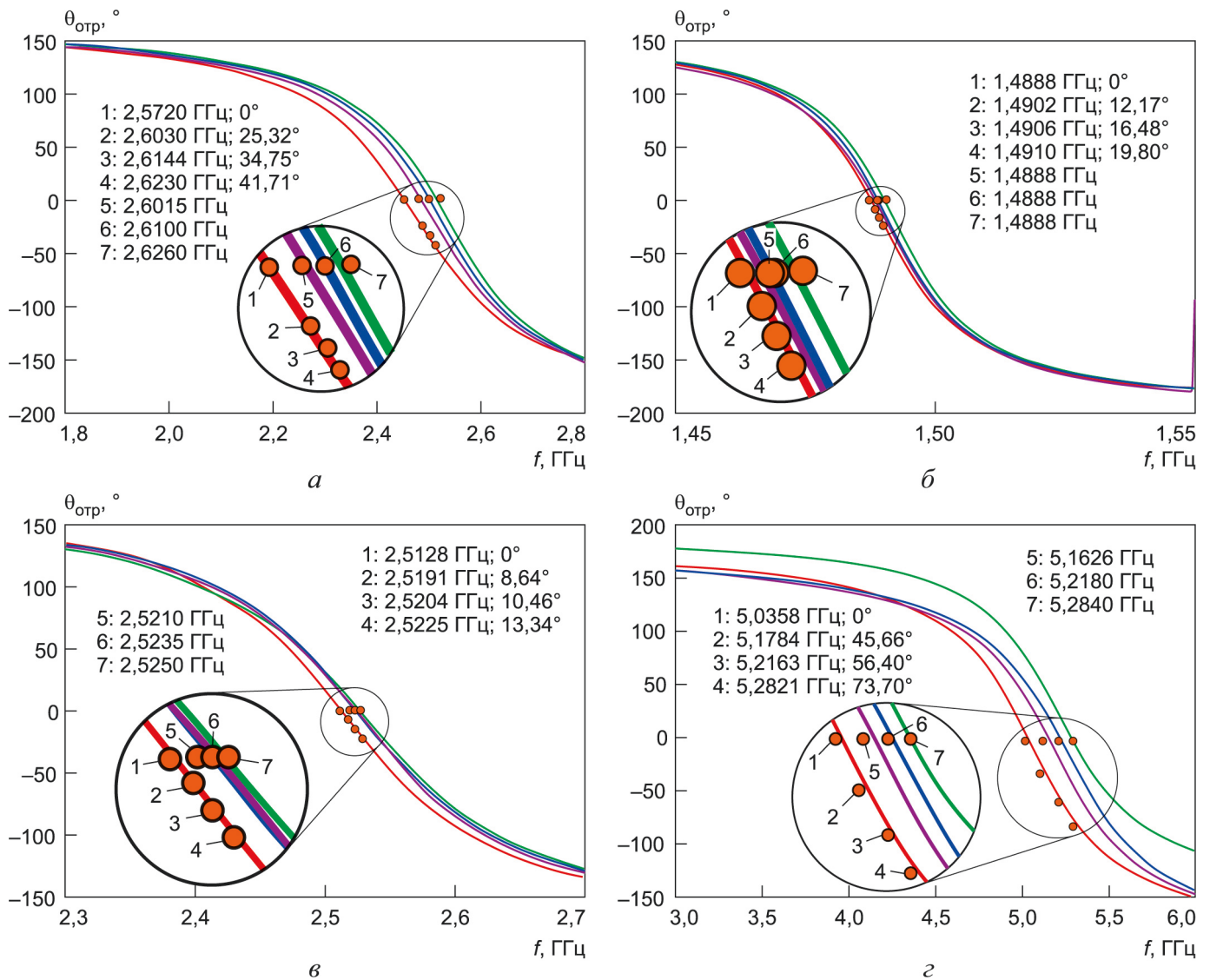


Рис. 3. Зависимости фазы отражённой волны $\theta_{отр}$ от частоты f для планарных метаячеек UC-1 (а, б) и UC-2 (в, г) с фазовым сдвигом θ_c (точки 2, 3, 4) и соответствующих им зависимостей фазы отражённой волны $\theta_{отр}$ от частоты f для конформных метаячеек с синфазными точками 5, 6, 7, с изгибом по осям X (а, в) и Y (б, г); красным цветом обозначены зависимости для планарных метаячеек UC-1, UC-2, фиолетовым, синим и зеленым цветом – для конформных метаячеек радиусом $r = 40; 50; 60$ мм соответственно

Fig. 3. Dependences of the reflected phase θ_{shift} on frequency f for a planar metacells UC-1 (a, b) and UC-2 (c, d) with phase shift (points 2, 3, 4) and their applicable dependences of the reflected phase θ_{shift} on frequency f for conformal metacells with in-phase points 5, 6, 7, with bending along the axes X (a, c) and Y (b, d). Dependences for planar metacells UC-1 and UC-2 are indicated in red, dependences for conformal metacells with $r = 40; 50; 60$ mm, respectively, are indicated in purple, blue and green

определения изменения угла отражения электромагнитной волны после изгиба планарных элементарных ячеек. Показано, что в результате изгиба поверхности падающая электромагнитная волна проходит дополнительный путь, что приводит к увеличению сдвига фазы отражённой волны. Эффективность предложенного метода подтверждается результатами компьютерного моделирования, выполненными в программе CST Studio Suite. Важно отметить, что при численном анализе существенную роль играет корректное разбиение поверхности конформных метаячеек в среде моделирования, поскольку во время изгиба возможно появление краевых разрывов в области вычисления. Это требует увеличения количества ячеек

сетки, необходимых для сглаживания вычислительной области и увеличивает время моделирования.

Список источников

1. Елизаров А. А., Кухаренко А. С. Микроволновые частотно-селективные устройства на резонансных отрезках электродинамических замедляющих систем и структурах с метаматериалами. М.: Издательский дом ВШЭ, 2019. 328 с. <https://doi.org/10.17323/978-5-7598-1796-3>
2. Yelizarov A. A., Kukharencov A. S., Skuridin A., Metamaterial-based Sensor for Measurements of physical Quantities and

Parameters of technological Processes, *Proc. 12th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave phenomena (METAMATERIALS 2018)*, Espoo, Finland, 2018, pp. 448–450.

3. Sievenpiper D. F., High-impedance electromagnetic surfaces, PhD dissertation, Los Angeles, University of California, 1999.

4. Sievenpiper D., Yablonovitch E., Circuit and method for eliminating surface currents on metals, U.S. Patent 60/079953, 30, 1998.

5. Rano D., Hashmi M. S., Interdigital based EBG: Compact and Polarization stable for MBAN and Wi-Fi, *Proc. 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, UK, 2018. pp. 1–5.

6. Rano D., Hashmi M. S., *IET Microw. Antennas Propag.*, 2019, vol. 13, no. 7, pp. 1031–1040.
<https://doi.org/10.1049/iet-map.2018.6021>

7. Abbasi M. A. B., Nicolaou S., Antoniadis M., Nolic M., Fronides P., in *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2017, vol. 65, no. 2, pp. 453–463.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2635588>

8. Jiang Z. H., Bocker D. E., Sieber P. E., in *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 62, pp. 4021–4030.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2327650>

9. Durgun A. C., Balanis C. A., and Birtcher C. R., in *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2013, vol. 61, pp. 6030–6038.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2282916>

10. Germain D., Seetharamdoo D., Burokur S. N., and De Lustrac A., *Applied Physics Letters*, 2013, vol. 103, 124102.
<https://doi.org/10.1063/1.4821357>

References

1. Yelizarov A. A., Kukharensko A. S., *Microwave Frequency Selective Devices at Resonant Segments of Electrodynamical Slow-Wave*

Structures and Metamaterials, Moscow, HSE Publishing House, 2019, 328 p. (In Russ.) <https://doi.org/10.17323/978-5-7598-1796-3>

2. Yelizarov A. A., Kukharensko A. S., Skuridin A., Metamaterial-based Sensor for Measurements of physical Quantities and Parameters of technological Processes, *Proc. 12th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave phenomena (METAMATERIALS 2018)*, Espoo, Finland, 2018, pp. 448–450.

3. Sievenpiper D. F., High-impedance electromagnetic surfaces, PhD dissertation, Los Angeles, University of California, 1999.

4. Sievenpiper D., Yablonovitch E., Circuit and method for eliminating surface currents on metals, U.S. Patent 60/079953, 30, 1998.

5. Rano D., Hashmi M. S., Interdigital based EBG: Compact and Polarization stable for MBAN and Wi-Fi, *Proc. 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, UK, 2018. pp. 1–5.

6. Rano D., Hashmi M. S., *IET Microw. Antennas Propag.*, 2019, vol. 13, no. 7, pp. 1031–1040.
<https://doi.org/10.1049/iet-map.2018.6021>

7. Abbasi M. A. B., Nicolaou S., Antoniadis M., Nolic M., Fronides P., in *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2017, vol. 65, no. 2, pp. 453–463.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2635588>

8. Jiang Z. H., Bocker D. E., Sieber P. E., in *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 62, pp. 4021–4030.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2327650>

9. Durgun A. C., Balanis C. A., and Birtcher C. R., in *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2013, vol. 61, pp. 6030–6038.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2282916>

10. Germain D., Seetharamdoo D., Burokur S. N., and De Lustrac A., *Applied Physics Letters*, 2013, vol. 103, 124102.
<https://doi.org/10.1063/1.4821357>

Статья поступила в редакцию 18.02.2022; одобрена после рецензирования 10.03.2022; принята к публикации 14.03.2022.
The article was submitted 18.02.2022; approved after reviewing 10.03.2022; accepted for publication 14.03.2022.