DOI: https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.10.11

УДК: 537.874.2

Определение импеданса сосредоточенной нагрузки и восстановление коэффициента отражения частотно-селективной поверхности по полосковым измерениям

П.А. Иванов, И.В. Стенищев, Д.А. Петров,
А.А. Новиков, Р.А. Князьков, К.Н. Розанов

ИТПЭ РАН,
Россия, Москва

Статья поступила в редакцию 3 сентября 2026 г.

Аннотация. Предложена методика определения комплексного импеданса сосредоточенной нагрузки частотно-селективной поверхности (ЧСП) по измерениям элементов структуры в открытой симметричной полосковой ячейке. Импеданс установленной нагрузки определяется по результатам измерений нагруженного состояния и двух опорных состояний с разомкнутым и короткозамкнутым нагрузочным зазором. Параметры структурной части соответствующей периодической ЧСП, не включающей сосредоточенную нагрузку, определяются отдельно полноволновым моделированием с периодическими граничными условиями, что позволяет учитывать электромагнитное взаимодействие соседних элементов. Методика исследована на примере резистивно нагруженной полосовой ЧСП с резисторами номиналом 510 Ом. По результатам полосковых измерений определена эквивалентная паразитная емкость установленной нагрузки и показано ее существенное влияние на коэффициент отражения. Экспериментально определенный импеданс нагрузки использован совместно с параметрами периодической структуры для восстановления коэффициента отражения ЧСП.

Восстановленный коэффициент отражения хорошо согласуется как с результатами непосредственного полноволнового расчета периодической структуры, так и с данными рупорного измерения образца из 20 × 20 элементов.

Ключевые слова: частотно-селективная поверхность, сосредоточенная нагрузка, полосковая линия, импеданс нагрузки, эквивалентная схема, коэффициент отражения.

Автор для переписки: Иванов Павел Алексеевич, p.ivanov.a@mail.ru

Введение

Частотно-селективные поверхности (ЧСП) и метаповерхности широко применяются для формирования заданных частотных характеристик отражения и прохождения электромагнитных волн, в том числе в фильтрующих и поглощающих СВЧ-устройствах [1, 2]. Расширение функциональных возможностей таких структур достигается включением в их элементы резистивных, реактивных и управляемых компонентов [3-7]. Сосредоточенные нагрузки позволяют изменять резонансные частоты, добротность, ширину полосы поглощения и другие характеристики частотных зависимостей коэффициентов отражения и прохождения структуры. При этом электрические характеристики компонента после его установки в структуру могут отличаться от номинальных значений и идеализированного схемного представления вследствие паразитных параметров корпуса, контактных площадок и монтажа. Поэтому экспериментальное определение комплексного импеданса установленной нагрузки представляет важную практическую задачу.

Исследование ЧСП в условиях, наиболее близких к нормальному падению плоской электромагнитной волны, обычно выполняется рупорным методом измерений в свободном пространстве [8-12]. Такой подход позволяет непосредственно определять коэффициенты отражения и прохождения исследуемого образца. Вместе с тем поперечные размеры исследуемого образца должны быть достаточными для уменьшения влияния краевых эффектов с учетом длины волны. В сантиметровом диапазоне это, как правило, требует

изготовления образцов, содержащих большое число элементарных ячеек [10-12]. Для ЧСП с сосредоточенными нагрузками данное требование особенно непрактично, поскольку компоненты необходимо установить во всех элементах полноразмерного образца.

Для исследования ЧСП при меньшем числе элементов применяются измерительные системы на основе линий передачи и плоскопараллельных волноводов. В частности, предложены широкополосные плоскопараллельные измерительные ячейки, предназначенные для исследования ЧСП и других периодических поверхностей [13, 14]. Распространение основной ТЕМ волны обеспечивает заданную ориентацию электрического и магнитного полей в области образца. Однако конечная ширина проводящих пластин реальной измерительной системы приводит к появлению краевых полей и может создавать условия для возбуждения нежелательных типов волн. Для формирования ТЕМ- или квази-ТЕМ-поля в волноводах конечной ширины исследовались специальные граничные структуры на основе искусственных магнитных проводников и частотно-селективных стенок [15-18]. ТЕМ-ячейки применялись также для непосредственного измерения коэффициента отражения искусственных магнитных проводников [19].

Другим вариантом направляющей измерительной системы является симметричная полосковая линия. Полосковые и микрополосковые методы ранее применялись для экспериментального определения электромагнитных параметров искусственных материалов [20-23]. В работе [20] была показана возможность широкополосного определения эффективных параметров метаматериала в полосковой линии. В работе [21] исследовано влияние числа элементарных ячеек образца и показано, что взаимодействие соседних элементов способно изменять определяемые характеристики при увеличении размеров исследуемой структуры, а также отмечена необходимость обеспечения достаточно однородного возбуждающего поля в области расположения элементов. Для уменьшения влияния коаксиально-полосковых переходов на результаты измерений применяются специальные процедуры калибровки,

позволяющие исключать влияние переходных участков измерительного тракта [23].

Таким образом, характеристики образца с малым числом элементов, расположенного в направляющей измерительной системе, в общем случае не всегда соответствуют характеристикам бесконечной периодической поверхности. На определяемые эффективные параметры могут влиять конечные размеры образца, распределение возбуждающего поля и граничные условия измерительной области [24, 25]. Для резонансных периодических структур это обстоятельство особенно существенно, поскольку электромагнитное взаимодействие соседних элементов оказывает непосредственное влияние на формируемый поверхностный импеданс.

Для анализа и описания ЧСП широко применяются эквивалентные схемы. Для периодических решеток металлических полос получены аналитические выражения для эффективных параметров решетки [26], а модели эквивалентных схем позволяют связать электромагнитный отклик ЧСП с геометрией ее элементов и соответствующими индуктивными и емкостными составляющими [27–29]. Параметры таких моделей являются эффективными величинами и зависят от периода решетки, свойств подложки, взаимного электромагнитного взаимодействия элементов и условий возбуждения.

Отдельной задачей является определение комплексного импеданса сосредоточенной нагрузки, установленной в элементе ЧСП. Близкий по идее подход к разделению составляющих эквивалентной схемы предложен в работе [30], где для численного извлечения ее параметров используются процедуры short-open и, в более общем случае, short-open-load, основанные на задании состояний короткого замыкания, холостого хода и известной нагрузки. В настоящей работе состояния короткого замыкания и холостого хода нагрузочного зазора реализуются отдельными образцами и исследуются в полосковой измерительной ячейке после ее калибровки. По результатам этих измерений и измерения нагруженного состояния определяется комплексный импеданс реально установленного сосредоточенного компонента. Параметры

структурной части соответствующей бесконечной периодической ЧСП определяются независимо полноволновым расчетом с периодическими граничными условиями.

Целью настоящей работы является разработка и экспериментальная проверка методики определения комплексного импеданса установленной сосредоточенной нагрузки по полосковым измерениям и последующего восстановления коэффициента отражения периодической ЧСП. В полосковой измерительной ячейке одновременно располагаются два одинаковых элемента, симметричных относительно центрального проводника. Импеданс нагрузки определяется по измерениям нагруженного состояния и опорных состояний с разомкнутым и короткозамкнутым нагрузочным зазором. Параметры структурной части периодической ЧСП определяются отдельно с учетом электромагнитного взаимодействия соседних элементов и затем объединяются с экспериментально определенным импедансом нагрузки. Точность предлагаемого подхода исследуется численно для нагрузки с заранее заданными параметрами, а восстановленный коэффициент отражения сопоставляется с непосредственным полноволновым расчетом периодической структуры и результатами независимого измерения образца из 20 × 20 элементов рупорным методом в свободном пространстве.

1. Частотно-селективная поверхность и ее эквивалентная схема

1.1. Конструкция исследуемой ЧСП

Объектом исследования является резистивно нагруженная частотно-селективная поверхность (ЧСП), образованная периодической решеткой металлических полос с центральным нагрузочным зазором. Геометрия элементарной ячейки и структура слоев показаны на рис. 1. Периоды решетки по двум координатам одинаковы и составляют $D_x = D_y = 10{,}5$ мм. Ширина металлической полосы равна $w = 1{,}1$ мм, ширина центрального нагрузочного зазора – $g = 0{,}45$ мм. Толщина полосы составляет 0,035 мм.

Металлические элементы сформированы на подложке FR4 номинальной толщиной $d_{FR4} = 0{,}5$ мм. В расчетной модели комплексная относительная диэлектрическая проницаемость FR4 принималась равной $\varepsilon_{FR4} = 4{,}4 - j0{,}1$.

Подложка отделена от сплошного металлического экрана слоем пенопласта толщиной $d_{п} = 9{,}5$ мм с относительной диэлектрической проницаемостью, близкой к единице. При численном анализе и обработке экспериментальных данных учитывались фактические размеры изготовленных образцов.

В центральном зазоре устанавливался SMD резистор типоразмера 0402 с номинальным сопротивлением $R_{н} = 510$ Ом. В дальнейшем его электрические характеристики рассматриваются не как заранее заданное идеальное сопротивление, а через комплексный импеданс установленной нагрузки $Z_{н}(f)$, определяемый по результатам полосковых измерений.

Полноволновое моделирование периодической структуры выполнялось в программном пакете FEKO. Расчет проводился для одной элементарной ячейки с периодическими граничными условиями, соответствующими бесконечной периодической ЧСП. Рассматривалось нормальное падение плоской электромагнитной волны на поверхность структуры. Вектор напряженности электрического поля ориентировался вдоль металлических полос. В зависимости от решаемой задачи нагрузочный зазор моделировался в состоянии холостого хода, короткого замыкания либо с подключенной сосредоточенной нагрузкой. Полученные таким образом коэффициенты отражения использовались далее для определения параметров эквивалентной схемы периодической ЧСП и для непосредственного полноволнового расчета ее электромагнитного отклика.

Для независимой экспериментальной проверки результатов восстановления был изготовлен полноразмерный образец, содержащий 20 × 20 элементов ЧСП. Его коэффициент отражения измерялся рупорным методом в свободном пространстве при нормальном падении волны и той же ориентации электрического поля относительно металлических полос, что и в расчетной модели [11]. Фотография изготовленного образца приведена на рис. 1.

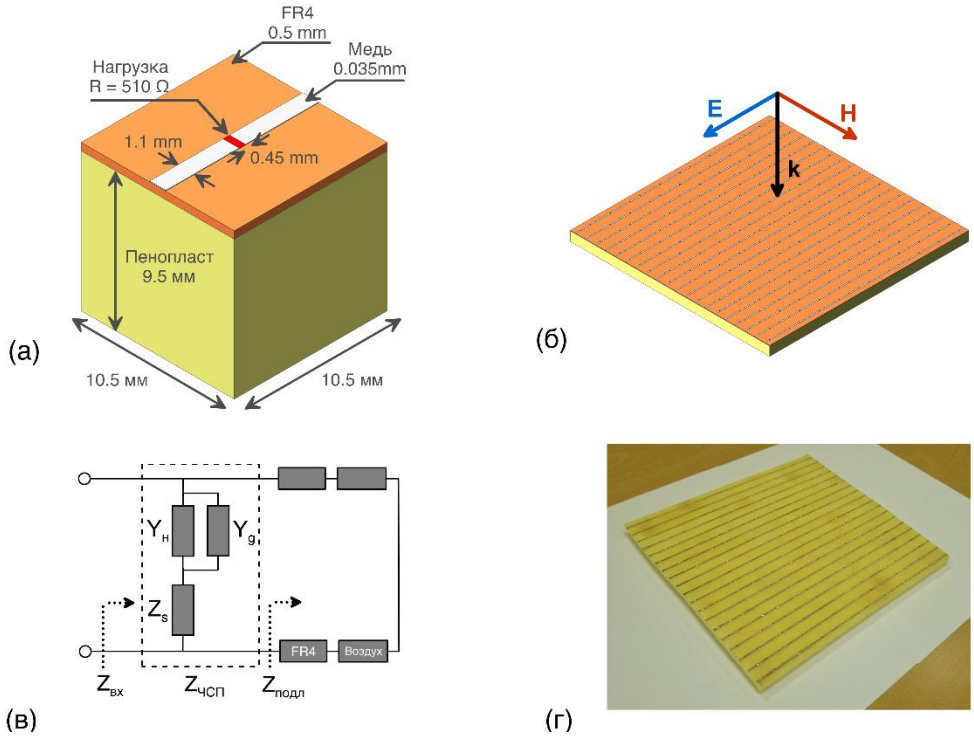


Рис. 1. Исследуемая резистивно нагруженная ЧСП: а – геометрия элементарной ячейки; б – периодическая структура и ориентация падающей электромагнитной волны; в – эквивалентная схема; г – фотография изготовленного образца 20 × 20 элементов.

1.2. Эквивалентная схема

Для описания электромагнитного отклика исследуемой структуры используется эквивалентная схема, приведенная на рис. 1. При нормальном падении входной импеданс заземленной ЧСП представляется параллельным соединением входного импеданса двухслойной заземленной подложки $Z_{подл}$ и эквивалентного импеданса частотно-селективного слоя $Z_{ЧСП}$:

$$\frac{1}{Z_{вх}} = \frac{1}{Z_{подл}} + \frac{1}{Z_{ЧСП}}. \qquad (1)$$

Величина $Z_{подл}$ определяется параметрами и толщинами слоев FR4 и пенопласта и рассчитывается стандартным методом эквивалентных отрезков линий передачи с учетом металлического экрана.

В отличие от упрощенного представления через заранее заданные сосредоточенные L и C элементы, при определении параметров далее используется комплексная форма эквивалентной схемы. Поверхностный импеданс ЧСП записывается как:

$$Z_{ЧСП} = Z_s + \frac{1}{Y_g + Y_н}, \quad (2)$$

где Z_s – эффективный последовательный импеданс металлической части элемента; Y_g – комплексная проводимость разомкнутого нагрузочного зазора; $Y_н = 1/Z_н$ – комплексная проводимость установленной сосредоточенной нагрузки.

Такое представление позволяет определять $Z_s(f)$, $Y_g(f)$ и $Z_н(f)$ непосредственно как комплексные частотно-зависимые величины без предварительного сведения отдельных ветвей эквивалентной схемы к идеальным индуктивным, емкостным или резистивным элементам.

В рассматриваемом диапазоне частот Z_s имеет преимущественно индуктивный, а Y_g – преимущественно емкостный характер. Поэтому для интерпретации полученных комплексных величин вводятся эффективные параметры:

$$L_s^{эфф}(f) = \frac{\mathrm{Im}\, Z_s(f)}{\omega}, \quad (3)$$

где $\omega = 2\pi f$. Аналогично, проводимость разомкнутого нагрузочного зазора имеет преимущественно емкостный характер, поэтому соответствующая эффективная емкость определяется как:

$$C_g^{эфф}(f) = \frac{\mathrm{Im}\, Y_g(f)}{\omega}. \quad (4)$$

Вследствие наличия потерь и частотной дисперсии $L_s^{эфф}$ и $C_g^{эфф}$ не следует рассматривать как собственные сосредоточенные параметры отдельных геометрических элементов, они характеризуют соответствующие ветви принятой эквивалентной схемы.

Основной величиной, определяемой по результатам измерений, является комплексный импеданс установленной нагрузки:

$$Z_н(f) = \frac{1}{Y_н(f)}. \quad (5)$$

Определение $Z_н(f)$ не требует предварительного представления нагрузки заданной комбинацией идеальных сосредоточенных элементов. Для физической интерпретации импеданса используемого резистивного элемента полученная проводимость может быть дополнительно представлена в виде параллельного соединения сопротивления и паразитной емкости:

$$Y_н(f) = \frac{1}{R_н(f)} + j\omega C_п(f). \tag{6}$$

Соответственно, эквивалентные параметры параллельного RC-представления нагрузки определяются непосредственно из комплексной проводимости нагрузки:

$$R_н(f) = \frac{1}{\mathrm{Re}\, Y_н(f)}, \tag{7}$$

$$C_п(f) = \frac{\mathrm{Im}\, Y_н(f)}{\omega}. \tag{8}$$

Коэффициент отражения структуры связан с ее входным импедансом стандартным соотношением:

$$\Gamma(f) = \frac{Z_{вх}(f) - Z_0}{Z_{вх}(f) + Z_0}, \tag{9}$$

где Z_0 – волновое сопротивление соответствующей электромагнитной системы.

Поскольку электромагнитное окружение элемента в полосковой ячейке и в бесконечной периодической решетке различается, эффективные параметры Z_s и Y_g для этих двух конфигураций в общем случае также не совпадают. Установленная сосредоточенная нагрузка при этом рассматривается как локальный двухполюсный компонент, характеризуемый комплексным импедансом $Z_н(f)$, который определяется экспериментально в полосковой ячейке и затем используется при расчете модели периодической ЧСП.

2. Методика измерений и определения параметров

2.1. Полосковая измерительная ячейка и ее калибровка

Для экспериментального определения комплексного импеданса установленной нагрузки использовалась открытая симметричная полосковая измерительная ячейка, конструкция и фотография которой приведены на рис. 2. Центральный проводник расположен между двумя параллельными заземляющими плоскостями. Расстояние от центрального проводника до каждой из них составляет 10,5 мм и соответствует поперечному размеру элементарной ячейки исследуемой ЧСП. Волновое сопротивление ненагруженной полосковой линии составляет около 50 Ом. Верхняя граница рабочего диапазона ячейки определяется условием возбуждения первого высшего типа волны и составляет приблизительно 7 ГГц.

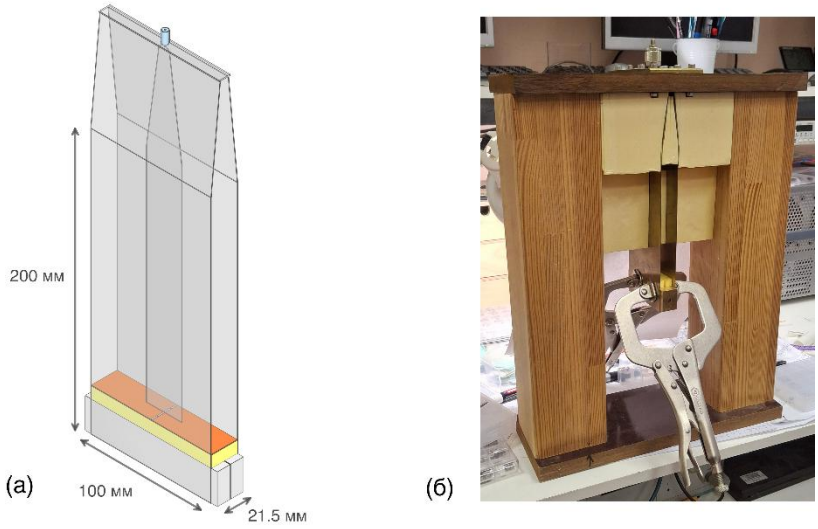


Рис. 2. Полосковая измерительная ячейка: а – конструкция и расположение исследуемых элементов; б – фотография измерительной установки.

При измерении два одинаковых элемента ЧСП устанавливались симметрично по обе стороны центрального проводника. Металлические полосы ориентировались вдоль вектора напряженности электрического поля основной волны полосковой линии. Такое расположение обеспечивает одинаковую ориентацию возбуждающего электрического поля относительно обоих элементов и размещение исследуемых участков в пределах проекции центрального проводника. Симметричное возбуждение двух элементов

учитывалось при последующей обработке как параллельное соединение двух одинаковых ветвей эквивалентной схемы.

Однопортовая калибровка полосковой измерительной ячейки выполнялась методом трех смещенных коротких замыканий [23]. Для этого подвижная короткозамыкающая стенка последовательно устанавливалась в трех известных положениях относительно плоскости размещения исследуемого образца. Такая процедура позволяет исключить влияние коаксиально-полоскового перехода и перенести плоскость отсчета коэффициента отражения в область расположения исследуемых элементов. Применение подвижной короткозамыкающей стенки и соответствующей трехпозиционной калибровки является особенностью используемой измерительной ячейки, подробное описание данной калибровочной процедуры приведено в работе [31]. Короткие замыкания, используемые при данной калибровке измерительной ячейки, не следует смешивать с состоянием короткозамкнутого нагрузочного зазора исследуемого элемента, вводимым далее при определении параметров эквивалентной схемы.

При обработке экспериментальных данных учитывалось неполное заполнение поперечного промежутка измерительной ячейки подложкой FR4. Фактический размер платы в направлении электрического поля составлял b_{FR4} = 9,5 мм при соответствующем размере области ячейки b = 10,5 мм. Таким образом, часть промежутка была заполнена FR4, а оставшаяся часть – воздухом. Поскольку эти участки расположены последовательно вдоль направления электрического поля, их вклад учитывался по модели последовательного соединения емкостей. Комплексная эффективная относительная диэлектрическая проницаемость определялась выражением:

$$\varepsilon_{эфф} = \frac{\varepsilon_{\mathrm{FR4}} b}{b_{\mathrm{FR4}} + \varepsilon_{\mathrm{FR4}}\left(b - b_{\mathrm{FR4}}\right)}. \qquad (10)$$

Входной импеданс заземленной двухслойной подложки рассчитывался методом эквивалентных участков линий передачи. Для слоя с характеристическим сопротивлением Z_{i}, постоянной распространения k_{i} и толщиной d_{i} имеем:

$$Z_i = Z_0\sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}}, k_i = k_0\sqrt{\mu_i\varepsilon_i}, \tag{11}$$

где Z_0 – волновое сопротивление соответствующей электромагнитной системы, k_0 – волновое число в свободном пространстве. Для нижнего слоя, ограниченного металлическим экраном, входной импеданс определяется выражением:

$$Z_1^{вх} = jZ_1\tan\left(k_1 d_1\right). \tag{12}$$

Входной импеданс двухслойной структуры определяется рекуррентным соотношением:

$$Z_{подл} = Z_2\frac{Z_1^{вх} + jZ_2\tan\left(k_2 d_2\right)}{Z_2 + jZ_1^{вх}\tan\left(k_2 d_2\right)}. \tag{13}$$

При обработке результатов полосковых измерений в (11)-(13) использовались параметры полосковой линии, а для участка FR4 с неполным заполнением поперечного промежутка – эффективная диэлектрическая проницаемость, определенная по (10).

2.2. Определение импеданса нагрузки по опорным состояниям холостого хода и короткого замыкания

Для определения параметров структурной части ЧСП использовались два опорных состояния нагрузочного зазора: короткое замыкание (КЗ) и холостой ход (ХХ). Одинаковая последовательность преобразований применялась к результатам полосковых измерений и полноволнового моделирования периодической структуры. Для краткости введем индекс $m \in \{"ПЛ", "пер"\}$, где «ПЛ» соответствует полосковой измерительной конфигурации, а «пер» – периодической ЧСП.

В полосковой конфигурации исследовались состояния КЗ, ХХ и состояние с установленной нагрузкой, а соответствующие коэффициенты отражения определялись экспериментально. Для периодической конфигурации состояния КЗ и ХХ рассчитывались численно для одной элементарной ячейки с периодическими граничными условиями. Рассматривалось нормальное падение

плоской электромагнитной волны с ориентацией электрического поля вдоль полосок.

Для каждого рассматриваемого состояния $q \in \{\text{КЗ}, \text{XX}, \text{наг}\}$ входной импеданс соответствующей электромагнитной системы определялся по комплексному коэффициенту отражения $\Gamma_m^{(q)}$:

$$Z_{\text{вх},m}^{(q)} = Z_{0,m} \frac{1+\Gamma_m^{(q)}}{1-\Gamma_m^{(q)}}, \tag{14}$$

где $Z_{0,\text{ПЛ}}$ – волновое сопротивление полосковой измерительной ячейки, а $Z_{0,\text{пер}} = \eta_0 \approx 376{,}73$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства.

После исключения входного импеданса заземленной слоистой подложки эквивалентный импеданс частотно-селективного слоя, приведенный к одному элементу ЧСП, определялся как

$$Z_{\text{ЧСП},m}^{(q)} = \kappa_m \left[\frac{1}{Z_{\text{вх},m}^{(q)}} - \frac{1}{Z_{\text{подл},m}} \right]^{-1}, \tag{15}$$

где $\kappa_{\text{ПЛ}} = 2$, а $\kappa_{\text{пер}} = 1$. Множитель $\kappa_{\text{ПЛ}} = 2$ учитывает параллельное возбуждение двух одинаковых элементов, симметрично расположенных относительно центрального проводника полосковой линии, и обеспечивает приведение определяемого импеданса к одному элементу ЧСП. В периодической расчетной модели рассматривается одна элементарная ячейка, поэтому дополнительная нормировка не требуется.

В состоянии КЗ нагрузочный зазор закорочен, поэтому в рамках принятой эквивалентной схемы последовательный импеданс металлической части определяется непосредственно $Z_{s,m} = Z_{\text{ЧСП},m}^{(\text{КЗ})}$. После этого для состояния XX определяется комплексная проводимость разомкнутого нагрузочного зазора:

$$Y_{g,m} = \frac{1}{Z_{\text{ЧСП},m}^{(\text{XX})} - Z_{s,m}}. \tag{16}$$

Таким образом, величины $Z_{s,\text{ПЛ}}$, $Y_{g,\text{ПЛ}}$ и $Z_{s,\text{пер}}$, $Y_{g,\text{пер}}$ определяются независимо. Их совпадение не предполагается, поскольку электромагнитное

окружение элементов, условия возбуждения и характер взаимодействия соседних элементов в полосковой и периодической конфигурациях различаются

Для определения комплексного импеданса установленной сосредоточенной нагрузки дополнительно использовались результаты полоскового измерения нагруженного состояния. При этом одинаковые резисторы устанавливались в нагрузочные зазоры обоих элементов, симметрично расположенных относительно центрального проводника. После преобразования измеренного коэффициента отражения согласно (14) и (15) проводимость одной установленной нагрузки определялась выражением:

$$Y_{\text{н}} = \frac{1}{Z_{\text{ЧСП,ПЛ}}^{(\text{наг})} - Z_{s,\text{ПЛ}}} - Y_{g,\text{ПЛ}}. \tag{17}$$

Искомый импеданс нагрузки $Z_{\text{н}}$ равен:

$$Z_{\text{н}} = \frac{1}{Y_{\text{н}}}. \tag{18}$$

В соотношениях (14)–(18) используются непосредственно комплексные импедансы и проводимости. Представление состояния КЗ идеальной индуктивностью, состояния ХХ – идеальной емкостью, а установленной нагрузки – идеальным сопротивлением на этапе определения параметров не требуется. Величины $L_s^{\text{эфф}}$, $C_g^{\text{эфф}}$, $R_{\text{н}}$ и $C_{\text{п}}$, введенные ранее, рассчитываются после определения соответствующих комплексных величин и служат преимущественно для физической интерпретации результатов.

Использование двух опорных состояний КЗ и ХХ обусловлено принятой топологией эквивалентной схемы. Для исследуемой геометрии достаточность этих состояний подтверждается численной проверкой в разделе 3.3. Близкие численные методы определения параметров эквивалентных схем по состояниям КЗ и ХХ, а также по трем состояниям КЗ, ХХ и известной нагрузки рассмотрены в работе [30].

Для восстановления коэффициента отражения периодической ЧСП экспериментально определенная комплексная проводимость нагрузки $Y_{\text{н}}(f)$

объединялась с независимо рассчитанными параметрами периодической структуры $Z_{\text{s,пер}}$ и $Y_{\text{g,пер}}$. Эквивалентный импеданс частотно-селективного слоя при этом имеет вид:

$$Z_{\text{ЧСП}}^{\text{восст}} = Z_{s,\text{пер}} + \frac{1}{Y_{g,\text{пер}} + Y_{\text{н}}}. \tag{19}$$

Входной импеданс всей заземленной структуры при этом определяется как:

$$Z_{\text{вх}}^{\text{восст}} = \left[\frac{1}{Z_{\text{подл,пер}}} + \frac{1}{Z_{\text{ЧСП}}^{\text{восст}}} \right]^{-1}. \tag{20}$$

Восстановленный коэффициент отражения при нормальном падении плоской волны определяется выражением:

$$\Gamma_{\text{восст}} = \frac{Z_{\text{вх}}^{\text{восст}} - \eta_0}{Z_{\text{вх}}^{\text{восст}} + \eta_0}. \tag{21}$$

Таким образом, полосковая и периодическая конфигурации используются на различных этапах процедуры. Из полосковых измерений состояний КЗ, ХХ и нагруженного состояния определяется комплексный импеданс реально установленной сосредоточенной нагрузки. Параметры $Z_{\text{s,пер}}$ и $Y_{\text{g,пер}}$, характеризующие структурную часть периодической ЧСП, определяются независимо полноволновым моделированием. При восстановлении коэффициента отражения экспериментально найденный импеданс нагрузки объединяется с параметрами периодической структуры. Поэтому от полосковой измерительной ячейки не требуется воспроизводить электромагнитное взаимодействие соседних элементов, характерное для бесконечной периодической решетки.

Для рассматриваемой полосовой геометрии эффективная индуктивность металлической части дополнительно оценивалась по известным аналитическим приближениям для периодической решетки металлических полос и одиночного проводника. Эти оценки не входят непосредственно в процедуру (14)-(21) и используются далее для сопоставления с экспериментально и численно определенными параметрами эквивалентной схемы.

Для независимой экспериментальной проверки восстановленного коэффициента отражения использовался изготовленный образец размером 20×20 элементов. Измерения проводились рупорным методом в свободном пространстве при нормальном падении волны на образец и той же ориентации электрического поля относительно металлических полос, что и в периодической расчетной модели. Результаты этих измерений не использовались при определении $Z_{\text{н}}$, $Z_{\text{s,пер}}$ или $Y_{\text{g,пер}}$ и служили только для независимой проверки восстановленного коэффициента отражения.

2.3. Оценка неопределенности восстановленного коэффициента отражения

Для оценки чувствительности восстановленного коэффициента отражения к вариациям исходных параметров полосковой измерительной модели применялся метод статистического моделирования Монте-Карло. В каждой реализации экспериментально измеренные комплексные коэффициенты отражения для состояний КЗ, ХХ и нагруженного элемента сохранялись неизменными, а параметры, используемые при обработке полосковых измерений, случайным образом изменялись в заданных пределах.

В анализ включались толщина слоя пенопласта $d_{\text{п}}$ ($\pm 0{,}50$ мм), толщина FR4 d_{FR4} ($\pm 0{,}01$ мм), фактический размер платы FR4 b_{FR4} ($\pm 0{,}10$ мм), действительная ($\pm 0{,}1$) и мнимая ($\pm 0{,}02$) части ее комплексной относительной диэлектрической проницаемости, а также волновое сопротивление полосковой линии $Z_0^{\text{ПЛ}}$ (± 1 Ом).

Варьируемые параметры предполагались статистически независимыми и равномерно распределенными в заданных интервалах. Для каждой реализации рассчитывались эффективная диэлектрическая проницаемость по (10), входной импеданс подложки, комплексный импеданс нагрузки по (14)-(18) и восстановленный коэффициент отражения по (19)-(21). Общее число реализаций составляло 10^4. В каждой частотной точке по ансамблю рассчитанных спектров определялись медиана, а также 2,5- и 97,5-процентили. Интервал

$\left[Q_{0,025}(f), Q_{0,975}(f)\right]$ далее используется как центральный 95 %-й точечный интервал результатов статистического моделирования.

Количественное сравнение восстановленного коэффициента отражения с результатами непосредственного полноволнового расчета периодической ЧСП и независимого рупорного измерения в свободном пространстве проводилось по среднеквадратическим отклонениям модуля и фазы:

$$E_{|\Gamma|} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left[20\log_{10}\left|\Gamma_1(f_i)\right| - 20\log_{10}\left|\Gamma_2(f_i)\right|\right]^2}, \quad (22)$$

$$E_{\varphi} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left[\varphi_1(f_i) - \varphi_2(f_i)\right]^2}, \quad (23)$$

где индексы 1 и 2 обозначают две сравниваемые зависимости коэффициента отражения, а N – число частотных точек. Перед вычислением (23) фазовые зависимости разворачивались таким образом, чтобы исключить искусственные скачки на 2π. Количественные показатели рассчитывались в диапазоне 0,3 – 6,2 ГГц.

3. Результаты

3.1. Определение параметров эквивалентной схемы

На первом этапе были определены параметры эквивалентной схемы, характеризующие металлическую часть элемента и разомкнутый нагрузочный зазор. В соответствии с процедурой, изложенной в разделе 2, сначала определялись полные комплексные величины Z_s(f) и Y_g(f), а их представление через эффективную индуктивность $L_s^{эфф}$ и $C_g^{эфф}$ использовалось для физической интерпретации полученных результатов. На рис. 3 приведено сопоставление аналитических оценок, результатов полноволнового моделирования и экспериментальных данных в диапазоне 2 – 6 ГГц.

Для сопоставления с определенными значениями $L_s^{эфф}$ были дополнительно использованы аналитические оценки индуктивности.

Для бесконечной периодической решетки параллельных металлических полос применялось приближенное выражение [4]:

$$L_{\text{strip}} = \frac{D}{2\pi c Y_0}\ln\left(\frac{2D}{\pi w}\right) + \frac{3}{2Y_0}\left(\frac{D}{2\pi c}\right)^3 \omega^2, \tag{24}$$

где c – скорость света в вакууме, $Y_0 = 1/\eta_0$ – волновая проводимость свободного пространства, D – период решетки, w – ширина металлической полосы, $\omega = 2\pi f$. Выражение (24) определяет эквивалентную индуктивность, соответствующую индуктивной составляющей поверхностного импеданса бесконечной периодической решетки проводящих полос. Приближение применимо при $D \ll \lambda$.

Для сопоставления с результатами, полученными в полосковой конфигурации, дополнительно использовалась квазистатическая оценка индуктивности одиночной металлической полосы [32]:

$$L_{\text{strip}} = \frac{\mu_0 l}{2\pi}\left(\text{Ln}\left(\frac{2l}{w}\right) + 0.5\right), \tag{25}$$

где l – длина металлической полосы, w – ширина полосы. Эта оценка носит приближенный характер и используется прежде всего для сопоставления порядка величины индуктивности с результатами полноволнового расчета и эксперимента.

На рис. 3а показаны частотные зависимости эффективной индуктивности $L_s^{\text{эфф}}$. Для периодической ЧСП результаты полноволнового расчета близки к аналитической оценке для периодической решетки металлических полос. В рассматриваемом диапазоне частот $L_s^{\text{эфф}}$ изменяется приблизительно от 3,8 до 4,0 нГн. Такое согласование подтверждает физическую обоснованность интерпретации мнимой части Z_s через эффективную индуктивность в рассматриваемом диапазоне частот.

Для элемента в полосковой измерительной ячейке значения $L_s^{\text{эфф}}$ заметно выше. По результатам полноволнового расчета они возрастают приблизительно от 6,3 нГн на нижней границе рассматриваемого диапазона до 7,6 нГн при 6 ГГц.

Экспериментальная зависимость в целом имеет близкий уровень и аналогичную частотную тенденцию. Существенное различие значений $L_s^{эфф}$ в периодической и полосковой конфигурациях показывает зависимость эффективного последовательного импеданса металлической части элемента от его электромагнитного окружения.

На экспериментальной зависимости $L_s^{эфф}$ наблюдаются периодические колебания, амплитуда которых возрастает с частотой. Они могут быть обусловлены остаточными паразитными резонансами на длине измерительного тракта. Поэтому локальные колебания экспериментальной зависимости не интерпретируются как собственная дисперсия $L_s^{эфф}$. При этом общий уровень и характер ее частотного изменения согласуются с результатами полноволнового моделирования.

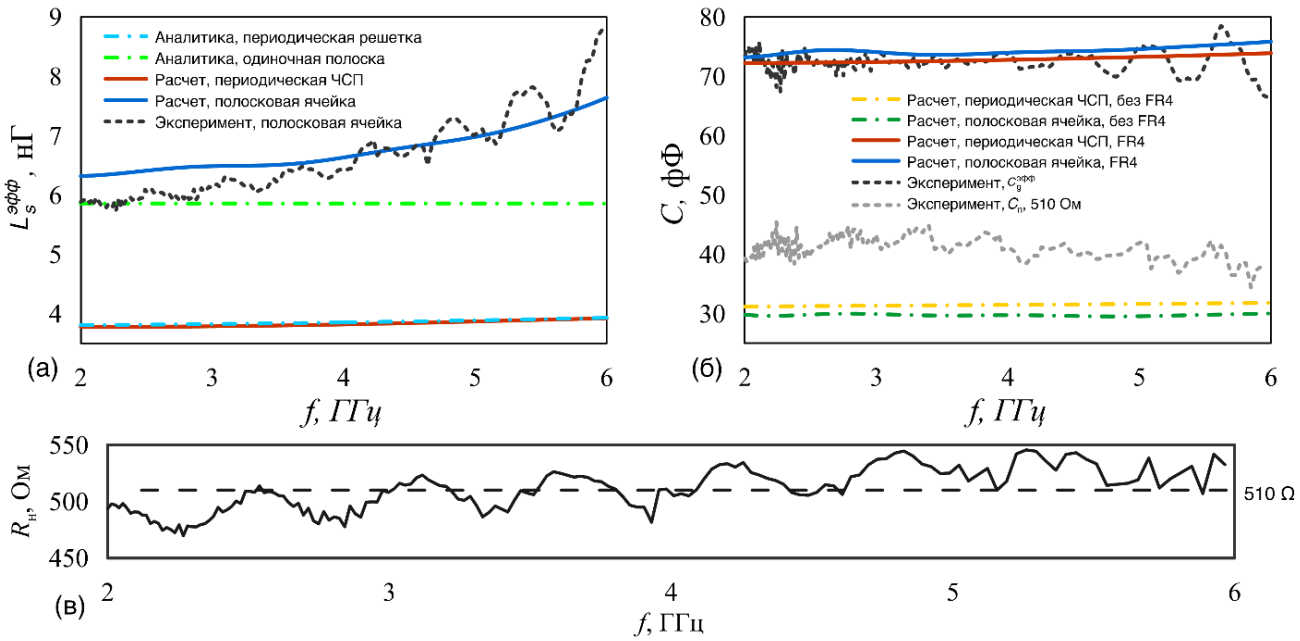


Рис. 3. Частотные зависимости параметров эквивалентной схемы исследуемой ЧСП: а – эффективная индуктивность металлической части элемента; б – эффективная емкость разомкнутого нагрузочного зазора и эквивалентная паразитная емкость установленного резистора; в –эквивалентное параллельное сопротивление установленной нагрузки. Для $L_s^{эфф}$ приведены аналитические оценки, результаты полноволнового расчета для периодической ЧСП и полосковой измерительной ячейки, а также экспериментальные данные.

На рис. 3б приведены результаты определения эффективной емкости разомкнутого нагрузочного зазора $C_g^{\text{эфф}}$. Для оценки влияния диэлектрической подложки полноволновые расчеты выполнялись как для структуры на FR4, так и для металлических элементов без слоя FR4. В отсутствие FR4 эффективная емкость зазора составляет около 30-31 фФ. При наличии слоя FR4 она возрастает более чем в два раза – приблизительно до 72-76 фФ, что показывает существенное влияние диэлектрической подложки на электрическое поле в области нагрузочного зазора.

В отличие от $L_s^{\text{эфф}}$, расчетные значения $C_g^{\text{эфф}}$ для периодической ЧСП и полосковой измерительной конфигурации близки как при наличии FR4, так и без нее. Таким образом, для исследуемой геометрии эффективная емкость узкого нагрузочного зазора значительно слабее зависит от различия электромагнитного окружения двух конфигураций, чем эффективная индуктивность металлической части. Экспериментально определенные значения $C_g^{\text{эфф}}$ также находятся вблизи результатов полноволнового расчета структуры с FR4. Наблюдаемые на экспериментальной зависимости колебания имеют характер, аналогичный рассмотренному выше для $L_s^{\text{эфф}}$.

Отдельно на рис. 3б приведена эквивалентная паразитная емкость $C_{\text{п}}$ установленного резистора номиналом 510 Ом, определенная после исключения проводимости разомкнутого нагрузочного зазора. В основной части рабочего диапазона ее величина составляет около 40 фФ. Полученное значение сопоставимо по величине с собственной емкостью нагрузочного зазора, поэтому реактивная составляющая проводимости установленной нагрузки может оказывать существенное влияние на электромагнитный отклик ЧСП.

По выделенной комплексной проводимости нагрузки $Y_{\text{н}}(\text{f})$ также определялось эквивалентное параллельное сопротивление $R_{\text{н}}$, частотная зависимость которого приведена на рис. 3в. В среднем полученные значения близки к номинальному сопротивлению 510 Ом, однако экспериментальная зависимость характеризуется более выраженными частотными колебаниями,

чем зависимости реактивных параметров схемы. Это может быть обусловлено повышенной чувствительностью действительной составляющей выделяемой проводимости к остаточным погрешностям калибровки, неопределенности параметров подложки и отличиям реальной измерительной конфигурации от принятой модели.

Полученные результаты показывают различную чувствительность параметров эквивалентной схемы к электромагнитному окружению элемента. Эффективный последовательный импеданс металлической части заметно различается для полосковой ячейки и бесконечной периодической решетки, тогда как эффективная емкость узкого нагрузочного зазора для исследуемой структуры изменяется значительно слабее. Этот результат обосновывает принятое в работе разделение двух этапов: комплексный импеданс установленной нагрузки определяется по полосковым измерениям, а параметры $Z_{s,пер}$ и $Y_{g,пер}$, необходимые для описания периодической ЧСП, определяются отдельно для периодической конфигурации.

3.2. Влияние паразитной емкости нагрузки на коэффициент отражения

В предыдущем разделе по результатам полосковых измерений была определена эквивалентная паразитная емкость установленной нагрузки $C_п$ порядка 40 фФ. Несмотря на небольшое абсолютное значение, емкостная составляющая проводимости нагрузки возрастает с частотой и в верхней части рабочего диапазона становится сопоставимой с ее резистивной составляющей. Для оценки влияния $C_п$ на электромагнитный отклик были сопоставлены расчетные и экспериментальные коэффициенты отражения для двух вариантов модели нагрузки: идеального резистора сопротивлением 510 Ом и параллельного соединения резистора 510 Ом с емкостью $C_п$ = 40 фФ.

На рис. 4а, б приведены результаты для элементов, установленных в полосковой измерительной ячейке. На низких частотах различие между двумя расчетными моделями невелико вследствие малой емкостной проводимости. С ростом частоты влияние $C_п$ возрастает. Ее учет приводит к изменению

положения резонанса и заметно улучшает согласование расчетных и экспериментальных зависимостей как по модулю, так и по фазе коэффициента отражения в основной части рабочего диапазона.

Экспериментальная характеристика полосковой ячейки содержит периодическое искажение и отдельные узкие выбросы, особенно заметные в верхней части диапазона. Как отмечалось выше, эти особенности могут быть обусловлены остаточными стоячими волнами и паразитными резонансами измерительного тракта. При приближении к 7 ГГц дополнительно возрастает влияние первой высшей моды волны.

На рис. 4в, г приведены аналогичные зависимости для бесконечной периодической ЧСП при нормальном падении плоской волны, а также результаты независимого рупорного измерения полноразмерного образца в свободном пространстве. Учет $C_{\text{п}} = 40$ фФ приводит к заметному изменению положения резонансов. В области основного резонанса расчет с учетом $C_{\text{п}} = 40$ фФ существенно лучше согласуется с экспериментальными данными, чем расчет для идеального резистора.

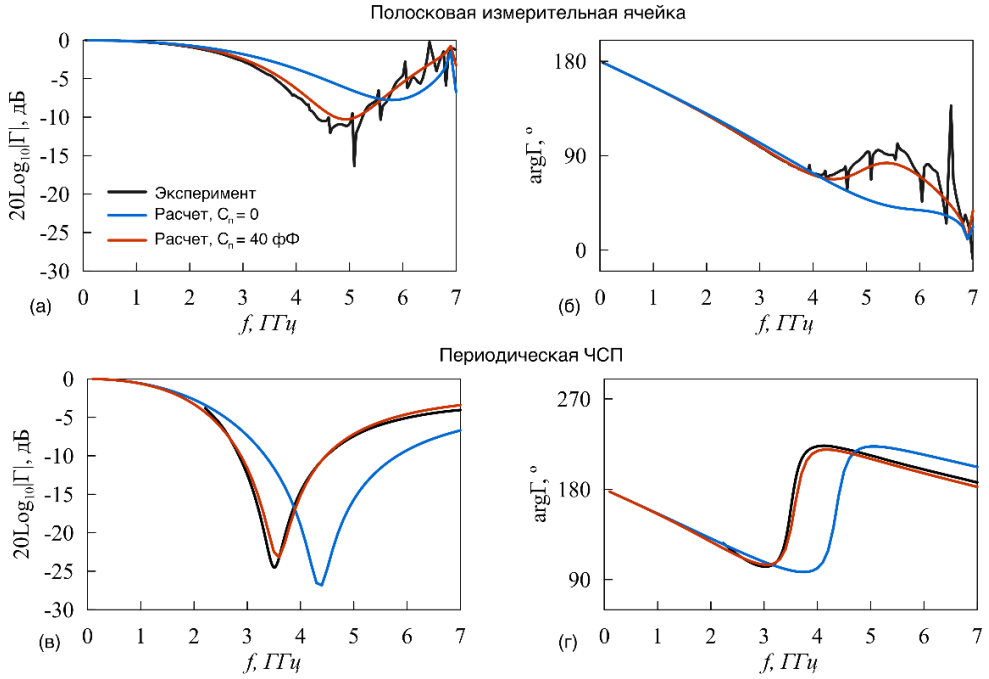


Рис. 4. Частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения нагруженной ЧСП: а, б – элемент в полосковой измерительной ячейке; в, г – периодическая ЧСП при нормальном падении плоской волны. Приведены экспериментальные данные и результаты полноволнового расчета для нагрузки 510 Ом без учета паразитной емкости и с учетом $C_{\text{п}} = 40$ фФ.

Полученные результаты показывают, что использование только номинального сопротивления 510 Ом недостаточно для описания электромагнитного отклика исследуемой нагруженной ЧСП. Учет определенной по полосковым измерениям емкостной составляющей нагрузки заметно улучшает согласование расчетных и экспериментальных характеристик как в полосковой, так и в периодической конфигурации.

3.3. Численная оценка точности определения импеданса нагрузки при изменении ширины зазора

Для численной проверки точности процедуры определения импеданса нагрузки была выполнена дополнительная серия полноволновых расчетов. В отличие от обработки экспериментальных данных, параметры нагрузки в данном случае задавались заранее, что позволяет непосредственно сопоставить исходные и восстановленные значения и оценить точность процедуры без влияния экспериментальных неопределенностей.

В полноволновой модели в нагрузочный зазор включалась сосредоточенная нагрузка, представленная параллельным соединением сопротивления 510 Ом и емкости 40 фФ. Для каждой рассматриваемой геометрии рассчитывались состояния КЗ, ХХ и нагруженное состояние, после чего параметры нагрузки восстанавливались по той же процедуре, что и при обработке экспериментальных данных. Ширина нагрузочного зазора g варьировалась при неизменном периоде структуры D = 10,5 мм. Рассматриваемый диапазон g/D включал как исходную геометрию ЧСП, так и структуры со значительно более широким нагрузочным зазором.

Результаты приведены на рис. 5. Во всем исследованном диапазоне частот восстановленные зависимости остаются в непосредственной близости от заданных значений. Даже при увеличении ширины зазора до величины, сопоставимой с половиной периода, отклонение определяемого сопротивления остается менее 1 Ом, а отклонение паразитной емкости – менее 0,1 фФ.

Таким образом, относительная погрешность обеих величин остается на уровне долей процента.

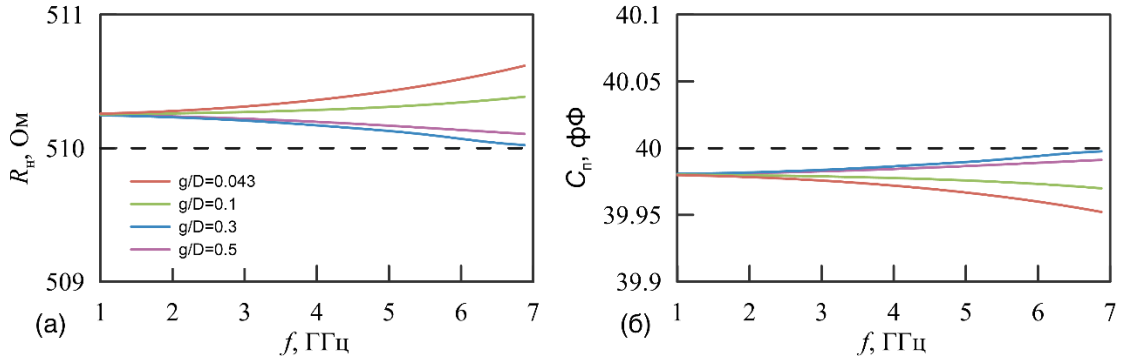


Рис. 5. Частотные зависимости параметров нагрузки, восстановленных по расчетным коэффициентам отражения при различных относительных ширинах нагрузочного зазора *g/D*: а – эквивалентное параллельное сопротивление $R_н$; б – паразитная емкость $C_п$. Штриховыми линиями показаны заданные значения 510 Ом и 40 фФ.

Небольшое остаточное расхождение между заданными и восстановленными значениями возрастает с частотой и изменяет знак при изменении относительной ширины зазора. Такое поведение может быть обусловлено как численной погрешностью полноволнового моделирования, так и ограниченной точностью представления электромагнитного отклика структуры принятой эквивалентной схемой. При этом величина наблюдаемого расхождения остается малой по сравнению с абсолютными значениями определяемых параметров.

Полученные результаты показывают также, что высокая точность определения нагрузки не является следствием исключительно малой ширины зазора исходной структуры. В исследованном диапазоне *g*/*D* монотонного увеличения ошибки восстановления при расширении нагрузочного зазора не наблюдается. Следовательно, для рассматриваемой полосовой геометрии состояния КЗ и ХХ обеспечивают определение комплексного импеданса нагрузки с высокой точностью в рамках принятой эквивалентной схемы.

3.4. Восстановление коэффициента отражения периодической ЧСП и оценка неопределенности

На заключительном этапе комплексный импеданс установленной нагрузки $Z_н(f)$, определенный по результатам полосковых измерений, использовался совместно с независимо рассчитанными параметрами периодической структуры $Z_{s,пер}$ и $Y_{g,пер}$ для восстановления коэффициента отражения согласно процедуре, изложенной в разделе 2.2. Полученная зависимость сопоставлялась с результатами непосредственного полноволнового расчета бесконечной периодической ЧСП и независимого рупорного измерения полноразмерного образца из 20 × 20 элементов. Результаты для модуля и фазы коэффициента отражения приведены на рис. 6.

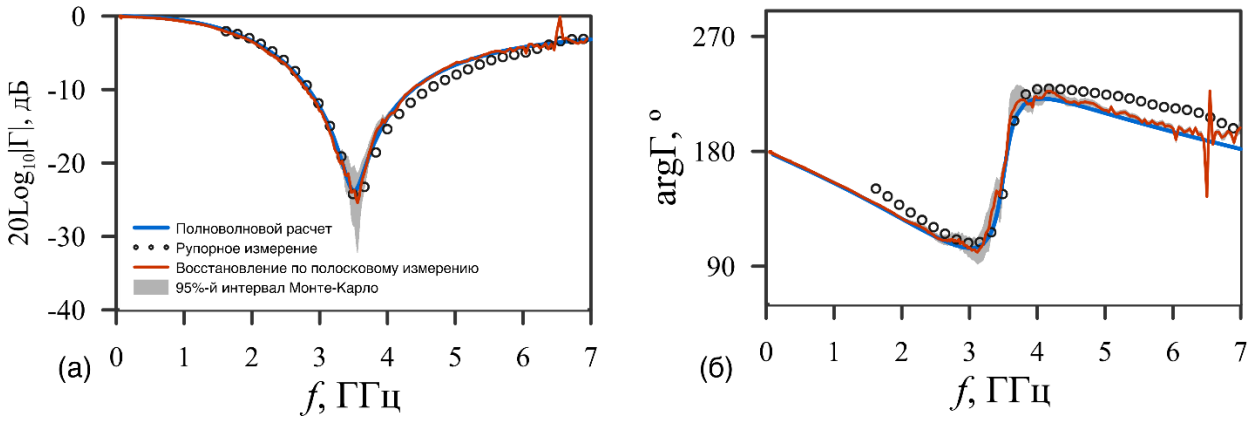


Рис. 6. Восстановленный коэффициент отражения периодической ЧСП и его сопоставление с непосредственным полноволновым расчетом и независимым рупорным измерением: а – модуль коэффициента отражения; б – фаза. Серая область соответствует центральному 95 %-му точечному интервалу результатов Монте-Карло при варьировании исходных параметров в заданных пределах.

Восстановленная зависимость наиболее близка к результатам непосредственного полноволнового расчета периодической ЧСП. В диапазоне 0,3–6,2 ГГц среднеквадратическое отклонение модуля коэффициента отражения составляет 0,3 дБ, а фазы – 3°. Различие резонансных частот составляет 49,6 МГц, а различие минимальных уровней коэффициента отражения – 1,6 дБ.

При сравнении с независимым рупорным измерением полноразмерного образца среднеквадратическое отклонение составляет 1,1 дБ по модулю и 10° по фазе. Различие положения основного резонанса составляет 0,7 МГц,

а минимального уровня коэффициента отражения – 0,3 дБ. Таким образом, несмотря на большее расхождение спектральных зависимостей в целом по сравнению с непосредственным полноволновым расчетом, положение и глубина основного резонанса восстановленной характеристики близки к результатам рупорного измерения.

Результаты статистического моделирования показывают различную чувствительность отдельных характеристик восстановленного коэффициента отражения к вариациям исходных параметров. По ансамблю 10^4 реализаций центральный 95 %-й интервал резонансной частоты составляет 3,5559–3,5592 ГГц, минимального уровня коэффициента отражения – от −32,6 до −21,4 дБ, а ширины полосы по уровню −10 дБ – 1,53–1,56 ГГц. Таким образом, положение основного резонанса и ширина полосы изменяются в сравнительно узких пределах, тогда как глубина резонансного минимума значительно более чувствительна к рассматриваемым вариациям параметров.

В области основного резонанса экспериментальная зависимость, полученная рупорным методом, преимущественно располагается внутри или вблизи центрального 95 %-го точечного интервала результатов расчета методом Монте-Карло. Это показывает, что влияние вариаций параметров, включенных в статистическую модель, по своему масштабу сопоставимо по крайней мере с частью наблюдаемого различия между восстановленной и экспериментальной характеристиками. Вместе с тем данный результат не позволяет однозначно отнести все расхождение к рассмотренным параметрам. Рупорный эксперимент имеет собственные источники погрешности, включая конечные размеры массива, технологический разброс его элементов и неоднородности измерительного тракта, которые в приведенном анализе Монте-Карло не учитывались.

Полученные результаты подтверждают применимость предложенной процедуры для исследуемой ЧСП. Комплексный импеданс нагрузки, определенный в полосковой измерительной ячейке, может быть использован совместно с параметрами $Z_{s,пер}$ и $Y_{g,пер}$, рассчитанными непосредственно для

периодической структуры, для восстановления ее коэффициента отражения. Близость восстановленной зависимости к непосредственному полноволновому расчету и ее согласование с независимым рупорным экспериментом подтверждают обоснованность раздельного определения характеристик установленной нагрузки и структурной части периодической ЧСП.

Заключение

В работе предложена методика определения комплексного импеданса сосредоточенной нагрузки частотно-селективной поверхности по измерениям отдельных элементов структуры в симметричной полосковой ячейке. Комплексный импеданс установленной нагрузки определяется с использованием двух опорных состояний – холостого хода и короткого замыкания, тогда как параметры структурной части периодической ЧСП определяются отдельно. Восстановленный коэффициент отражения периодической ЧСП хорошо согласуется как с результатами непосредственного полноволнового расчета, так и с данными независимого рупорного измерения полноразмерного образца из 20×20 элементов. Полученные результаты показывают, что полосковые измерения отдельных элементов структуры могут использоваться для определения комплексного импеданса реально установленной сосредоточенной нагрузки и последующего восстановления коэффициента отражения нагруженной периодической ЧСП.

Литература

1. Munk B.A. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. – New York: Wiley, 2000. https://doi.org/10.1002/0471723770
2. Glybovski S.B., Tretyakov S.A., Belov P.A., Kivshar Y.S., Simovski C.R. Metasurfaces: From microwaves to visible // Physics Reports. – 2016. – V. 634. – P. 1–72. https://doi.org/10.1016/j.physrep.2016.04.004
3. Li A., Luo Z., Wakatsuchi H., Kim S., Sievenpiper D.F. Nonlinear, Active, and Tunable Metasurfaces for Advanced Electromagnetics Applications // IEEE Access. – 2017. – V. 5. – P. 27439–27452. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2776291
4. Mou J., Shen Z. Design and experimental demonstration of non-Foster active absorber // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2017. – V. 65. – No. 2. – P. 696–704. https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2639012
5. Guo M., Zheng Y., Chen Q., Ding L., Sang D., Yuan F., Guo T., Fu Y. Analysis and Design of a High-Transmittance Performance for Varactor-Tunable Frequency-Selective Surface // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2021. – V. 69. – No. 8. – P. 4623–4632. https://doi.org/10.1109/TAP.2020.3045517
6. Shang Y., Shen Z., Xiao S. On the Design of Single-Layer Circuit Analog Absorber Using Double-Square-Loop Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2013. – V. 61. – No. 12. – P. 6022–6029. https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2280836
7. Zhou L., Shen Z. 3-D Absorptive Energy-Selective Structures // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2021. – V. 69. – No. 9. – P. 5664–5672. https://doi.org/10.1109/TAP.2021.3061097
8. Bayindir M., Aydin K., Ozbay E., Markoš P., Soukoulis C.M. Transmission properties of composite metamaterials in free space // Applied Physics Letters. – 2002. – V. 81. – No. 1. – P. 120–122. https://doi.org/10.1063/1.1492009

9. Ozbay E., Aydin K., Cubukcu E., Bayindir M. Transmission and reflection properties of composite double negative metamaterials in free space // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2003. – V. 51. – No. 10. – P. 2592–2595. https://doi.org/10.1109/TAP.2003.817570
10. Ghodgaonkar D.K., Varadan V.V., Varadan V.K. A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1989. – V. 38. – No. 3. – P. 789–793. https://doi.org/10.1109/19.32194
11. Семененко В.Н., Чистяев В.А., Политико А.А., Басков К.М. Стенд для измерений в свободном пространстве радиофизических параметров материалов в сверхширокой полосе сверхвысоких частот // Измерительная техника. – 2019. – № 2. – С. 55–59. https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2019-2-55-59
12. Expósito Pérez I., Reis J.R., Viegas S., Caldeirinha R.F. S., Cuiñas I., García Sánchez M. Analysis of selective surfaces characterization using free-space technique // Measurement. – 2025. – V. 246. – Art. 116719. https://doi.org/10.1016/j.measurement.2025.116719
13. Cheng E., Wang X., Kong X. A wideband parallel-plate waveguide design for FSS/FSR measurement // Microwave and Optical Technology Letters. – 2022. – V. 64. – P. 1906–1910. https://doi.org/10.1002/mop.33394
14. Feng Y., Zhu S., Wang W., Gao D., Cao Z. Investigation of ultra-wideband parallel plate waveguide measurement structure for electromagnetic periodic surfaces // Measurement Science and Technology. – 2025. – V. 36. – No. 4. – Art. 046009. https://doi.org/10.1088/1361-6501/adc02d
15. Martini E., Silveirinha M.G., Maci S. Exact Solution for the Protected TEM Edge Mode in a PTD-Symmetric Parallel-Plate Waveguide // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2019. – V. 67. – No. 2. – P. 1035–1044. https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2880091

16. Yang F.R., Ma K.P., Qian Y., Itoh T. A Novel TEM Waveguide Using Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1999. – V. 47. – No. 11. – P. 2092–2098. https://doi.org/10.1109/22.798004
17. Kim M., Hacker J.B., Sailer A.L., Kim S., Sievenpiper D., Higgins J.A. A Rectangular TEM Waveguide with Photonic Crystal Walls for Excitation of Quasi-Optical Amplifiers // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 1999. – V. 2. – P. 543–546.
18. Li D., Wu K. Geometric characteristics, physical mechanism, and electrical analysis of quasi-TEM waveguides with dipole-FSS walls // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – 2010. – P. 17–20. https://doi.org/10.1109/MWSYM.2010.5514699
19. Gregoire D.J., White C.R., Colburn J.S. A Coaxial TEM Cell for Direct Measurement of UHF Artificial Magnetic Conductors // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2012. – V. 54. – No. 2. – P. 251–259. https://doi.org/10.1109/MAP.2012.6230768
20. Yousefi L., Boybay M.S., Ramahi O.M. Characterization of Metamaterials Using a Strip Line Fixture // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – V. 59. – No. 4. – P. 1245–1253. https://doi.org/10.1109/TAP.2011.2109360
21. Chevalier A., Gomez S., Queffelec P. Electromagnetic characterization of metamaterials in the centimetric frequency band using an original adjustable height stripline // Journal of Applied Physics. – 2014. – V. 116. – No. 12. – Art. 124901. https://doi.org/10.1063/1.4896385
22. Yousefi L., Attia H., Ramahi O.M. Broadband Experimental Characterization of Artificial Magnetic Materials Based on a Microstrip Line Method // Progress In Electromagnetics Research. – 2009. – V. 90. – P. 1–13. https://doi.org/10.2528/PIER08121904

23. Hanson G.W., Grimm J.M., Nyquist D.P. An Improved De-Embedding Technique for the Measurement of the Complex Constitutive Parameters of Materials Using a Stripline Field Applicator // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1993. – V. 42. – No. 3. – P. 740–745. https://doi.org/10.1109/19.231600
24. Kim S., Kuester E.F., Holloway C.L., Scher A.D., Baker-Jarvis J. Boundary effects on the determination of metamaterial parameters from normal incidence reflection and transmission measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2011. – V. 59. – No. 6. – P. 2226–2240. https://doi.org/10.1109/TAP.2011.2143679
25. Smith D.R., Schultz S., Markoš P., Soukoulis C.M. Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients // Physical Review B. – 2002. – V. 65. – No. 19. – Art. 195104. https://doi.org/10.1103/PhysRevB.65.195104
26. Luukkonen O., Simovski C.R., Granet G., Goussetis G., Lioubtchenko D., Räisänen A.V., Tretyakov S.A. Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – V. 56. – No. 6. – P. 1624–1632. https://doi.org/10.1109/TAP.2008.923327
27. Costa F., Monorchio A., Manara G. Efficient Analysis of Frequency-Selective Surfaces by a Simple Equivalent-Circuit Model // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2012. – V. 54. – No. 4. – P. 35–48. https://doi.org/10.1109/MAP.2012.6309153
28. Mesa F., Rodríguez-Berral R., Medina F. Unlocking Complexity Using the ECA: The Equivalent Circuit Model as an Efficient and Physically Insightful Tool for Microwave Engineering // IEEE Microwave Magazine. – 2018. – V. 19. – No. 4. – P. 44–65. https://doi.org/10.1109/MMM.2018.2813821

29. Borgese M., Costa F. A Simple Equivalent Circuit Approach for Anisotropic Frequency-Selective Surfaces and Metasurfaces // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2020. – V. 68. – No. 10. – P. 7088–7098. https://doi.org/10.1109/TAP.2020.3008658
30. Zhang W., Li B., Zhu L. Numerical Short-Open (and Load) Calibration Technique for Unified Extraction of Equivalent-Circuit Parameters in FSS Design // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2025. – V. 73. – No. 11. – P. 9642–9647. https://doi.org/10.1109/TAP.2025.3592726
31. Ivanov P.A., Petrov D.A., Zezylina P.A., Komarov I.V., Osipov A.V., Maklakov S.S., Rozanov K.N. Accurate Broadband Permeability Measurement of Thin Magnetic Films in a Short-Circuited Microstrip Fixture // Materials. – 2026. – V. 19. – No. 11. – Art. 2294. https://doi.org/10.3390/ma19112294
32. Grover F.W. Inductance Calculations: Working Formulas and Tables. Mineola, NY: Dover Publications, 2004. 286 p.

Для цитирования:

Иванов П.А., Стенищев И.В., Петров Д.А., Новиков А.А., Князьков Р.А., Розанов К.Н. Определение импеданса сосредоточенной нагрузки и восстановление коэффициента отражения частотно-селективной поверхности по полосковым измерениям // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – № 10. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.10.11