Письма в ЖЭТФ, том 124, вып. 8, с. 603 – 608 © 2026 г. 25 октября

Поглотитель на основе резистивно-нагруженной частотно-селективной поверхности: аналитическая модель и эксперимент

И. В. Стенищев[1)], *П. А. Иванов*

Институт теоретической и прикладной электродинамики РАН, 125412 Москва, Россия

Поступила в редакцию 27 августа 2026 г.
После переработки 15 сентября 2026 г.
Принята к публикации 18 сентября 2026 г.

В статье исследуются подходы к построению аналитической модели частотно-селективных поверхностей. Представлена методика синтеза модели, включающая оценку ее параметров, численную верификацию на основе представления поверхности в виде двухпортовой цепи, а также экспериментальную проверку. Предложенные подходы дают возможность рассчитывать импеданс на этапе проектирования, что поспособствует созданию "интеллектуальных покрытий", способных динамически изменять и адаптировать импеданс нагрузки. Показано, что полная аналитическая модель совместно с эквивалентной схемой позволяет количественно оценить вклад каждого компонента поглотителя в общий импеданс, что особенно важно при решении обратной задачи.

DOI: 10.7868/S3034576626100138

1. Введение. В условиях стремительного роста плотности размещения радиоэлектронной аппаратуры и ужесточения требований к электромагнитной совместимости проблема подавления нежелательных сигналов на выбранных частотах выходит на первый план. Традиционные поглощающие материалы часто обладают фиксированными характеристиками либо требуют сложного многослойного синтеза. Кроме того, актуальным вопросом остается достижение широкополосного поглощения электромагнитной энергии с сохранением низкого профиля коэффициента отражения. Дело в том, что расширение полосы частот при заданном уровне поглощения, а также уменьшение толщины материала являются взаимно конкурирующими требованиями, что математически иллюстрируется теорией Розанова [1]. Классическое решение для реализации поглощения – интерференционный поглотитель, основанный на концепции $\lambda/4$-резонанса, – обладает высоким профилем поглощения, но узкой полосой частот [2]. Многослойный поглотитель Яумана расширяет рабочую полосу частот, снижая при этом уровень профиля поглощения [3]. Одним из эффективных подходов для расширения этого частотного диапазона является использование частотно-селективной поверхности или метаповерхности, нагруженной пассивными [4, 5] или активными [6–8] компонентами для реализации согласования входного импеданса поглотителя с окружающей средой. При соответствующем выборе пассивных нагрузок можно проектировать свойства потерь и дисперсии получаемых материалов, описывающихся известными моделями поведения импеданса, включая модели Дебая и Лоренца, а также их обобщения [9]. Использование активных нагрузок, таких как PIN-диод или варикап, приводит к управлению свойствами посредством электрического контроля. Управление этой подстройкой может быть выполнено с помощью сенсорного модуля для определения амплитуды падающей электромагнитной волны; в таком случае структуры могут определяться как "интеллектуальные покрытия" [10]. Тем не менее определение ширины полосы для четвертьволновых поглотителей с согласующим импедансным слоем упирается в реализацию "антиотражения" на границе раздела сред "поглотитель – окружающая среда". Для таких систем ограничение предела "толщина – полоса пропускания" расширено с учетом вкладов от нулей и полюсов функции отклика на комплексной плоскости [11]. Построение сверхширокополосных поглотителей может быть осуществлено при использовании в качестве согласующего слоя конвертора отрицательного импеданса [12, 13] – активной системы, имеющей отрицательную производную функции реактивного сопротивления от частоты. Использование такого устройства решает сразу две задачи: получение отрицательной емкости и/или индуктивно-

[1)]e-mail: iv.steni@yandex.ru

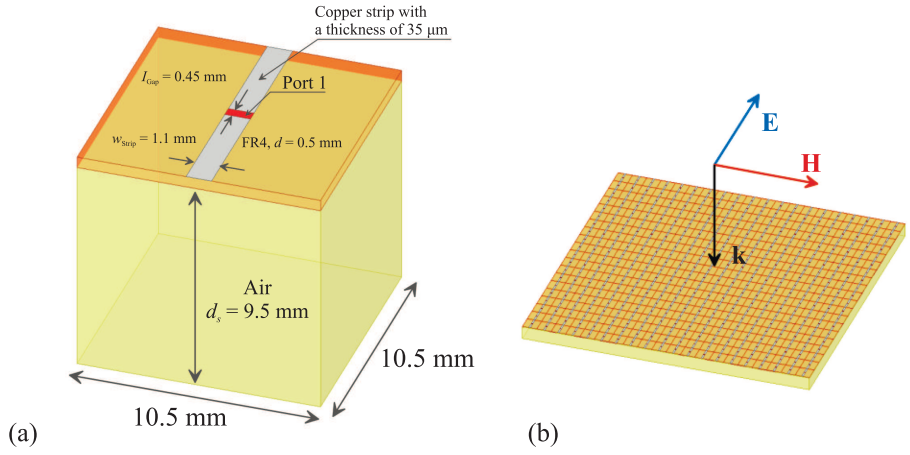

Рис. 1. (Цветной онлайн) (a) – Элементарная ячейка метаматериала (метаатом); (b) – модель образца метаматериала (20×20 элементов)

сти для компенсации фазовой задержки и реализация отрицательного сопротивления для компенсации потерь в магнитодиэлектрической подложке. Целью данной работы является аналитическое описание частотного поведения комплексного импеданса поглотителя на основе частотно-селективной поверхности. Это важный и необходимый этап при создании поглотителей, позволяющий оценивать импеданс на этапе проектирования. Полная аналитическая модель и эквивалентная схема позволят оценивать вклад каждого из компонентов поглотителя в полный импеданс при решении обратной задачи. Кроме того, использование полученной аналитической модели может быть рассмотрено в качестве нагрузки конвертора отрицательного импеданса, что является ключом к достижению и построению сверхширокополосного поглотителя.

2. Построение аналитической модели. В качестве отправной точки для построения аналитической модели в работе выбрана частотно-селективная поверхность, состоящая из проводящих полосков (рис. 1a), периодически расположенных вдоль вектора **E** падающей волны. В частности, мы рассматриваем электрически малые дипольные антенны, т. е. $ka < 0,5$, где $2a$ – физическая длина антенны (a – минимальный радиус сферы, опоясывающей антенну), а k – волновое число в свободном пространстве. В случае, когда расстояние между проводами меньше длины волны – сетка из антенных элементов является индуктивной. При расстоянии, равном длине волны, индуктивность бесконечна. При расстоянии, превышающем длину волны, часть энергии падающей волны рассеивается в боковых волнах. В этом случае сетка эквивалентна шунтирующему импедансу с резистивной и реактивной составляющими [14].

Индуктивность проводящих полосков в пределе, когда расстояние между ними меньше длины волны, можно выразить следующим образом [15]:

$$L_{\text{Strip}} = \frac{a\cos\theta}{2\pi c Y_0}\left\{\ln\frac{2a}{\pi W} + 0.601(3-2\cos\theta)\left(\frac{a\omega}{2\pi c}\right)^3\right\}, \tag{1}$$

где c – скорость света в вакууме, a и W – ширина элементарной ячейки (период) и ширина полосков соответственно, θ – угол падения плоской ЭМ-волны (нормальное падение при $\theta = 0$). Эта индуктивность выражает поверхностный импеданс бесконечной периодической решетки проводящих полосков. Учитывая ненулевую толщину проводящего слоя, необходим учет емкостной связи проводников, определяемой геометрией сечения полоска r [15]:

$$C_{\text{Strip}} = \frac{acY_0}{2\pi r^2\omega^2}. \tag{2}$$

Входной импеданс многослойной подложки Z_{Sub} определяется рекуррентной формулой [16]:

$$Z^{\text{In}}_{(j+1)} = Z_{(j+1)}\frac{(Z^{\text{In}}_j + Z_{(j+1)}\tanh(ik_{(j+1)}d_{(j+1)}))}{(Z_{(j+1)} + Z^{\text{In}}_j\tanh(ik_{(j+1)}d_{(j+1)}))}, \tag{3}$$

где индексы j и $j+1$ указывают на два соседних слоя структуры (номер слоя возрастает от внутренних слоев к внешним по отношению к падающей электромагнитной волне); $Z_j = \sqrt{(\mu_j/\epsilon_j)}$ – характеристический импеданс материала j-го слоя; $k_j = 2\pi\frac{\sqrt{\mu_j\epsilon_j}}{\lambda}$ – волновое число распространяющейся в j-м слое электромагнитной волны; d_j, $\epsilon_j = \epsilon'_j - i\epsilon''_j$ и $\mu_j = \mu'_j - i\mu''_j$ – толщина и комплексные материальные параметры (диэлектрическая и магнитная проницаемости материала j-го слоя) соответственно. Первый слой размещен на идеально проводящей поверхности; в та-

ком случае входной импеданс подложки толщиной d_s можно определить как

$$Z_{\text{air}} = Z_0 \tanh\left(i\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}\, d_s\right). \tag{4}$$

Выражение для полного импеданса двухслойной подложки Z_{Sub} с периодической решеткой проводящих полосков Z_{Strip} согласно эквивалентной схеме (рис. 1b):

$$\frac{1}{Z_{\text{In}}} = \frac{1}{Z_{\text{Sub}}} + \frac{1}{Z_{\text{Strip}}}, \tag{5}$$

$$Z_{\text{Strip}} = \frac{Z_{C_{\text{Strip}}}(Z_{L_{\text{Strip}}} + Z_{C_{\text{Gap}}})}{Z_{C_{\text{Strip}}} + Z_{L_{\text{Strip}}} + Z_{C_{\text{Gap}}}}, \tag{6}$$

где $Z_{C_{\text{Gap}}}$ – емкостной вклад зазоров, который может быть определен из электростатического приближения. Таким образом, для достижения идеального согласования необходимо использовать слой, комплексная проводимость которого определяется следующим образом:

$$G_m = \frac{1}{Z_0} - \frac{1}{\text{Re}(Z_{\text{In}})}, B_m = -\frac{1}{\text{Im}(Z_{\text{In}})}. \tag{7}$$

Приведенные выражения позволяют определить полный импеданс согласующего слоя: $Z_m = (G_m + iB_m)^{(-1)}$.

Полученная аналитическая модель достаточно полно отображает частотное поведение импеданса рассматриваемого образца, для качественной оценки полученных результатов использовано численное моделирование методом конечных элементов. Особенностью моделирования двухслойного поглотителя с частотно-селективной поверхностью является представление его в качестве двухпортовой цепи, где в качестве порта 1 используется волновой порт, а в качестве порта 2 – сосредоточенный порт, расположенный в зазоре полоска. В этом случае коэффициент отражения от порта 1 через S-параметры и коэффициент отражения по амплитуде от сосредоточенного порта 2 [17]:

$$\Gamma_{\text{port}_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{port}_2}}{1 - S_{22}\Gamma_{\text{port}_2}}. \tag{8}$$

Потребуем, чтобы отражение электромагнитной волны от первого порта было минимальным, $\Gamma_{\text{port}_1} = 0$:

$$\Gamma_{\text{port}_2} = \frac{S_{11}}{S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}}. \tag{9}$$

Теперь легко пересчитать импеданс согласующего слоя, необходимый для отсутствия отражения электромагнитной волны от поверхности поглотителя:

$$Z_{\text{port}_2} = Z_0\frac{1 + \Gamma_{\text{port}_2}}{1 - \Gamma_{\text{port}_2}}. \tag{10}$$

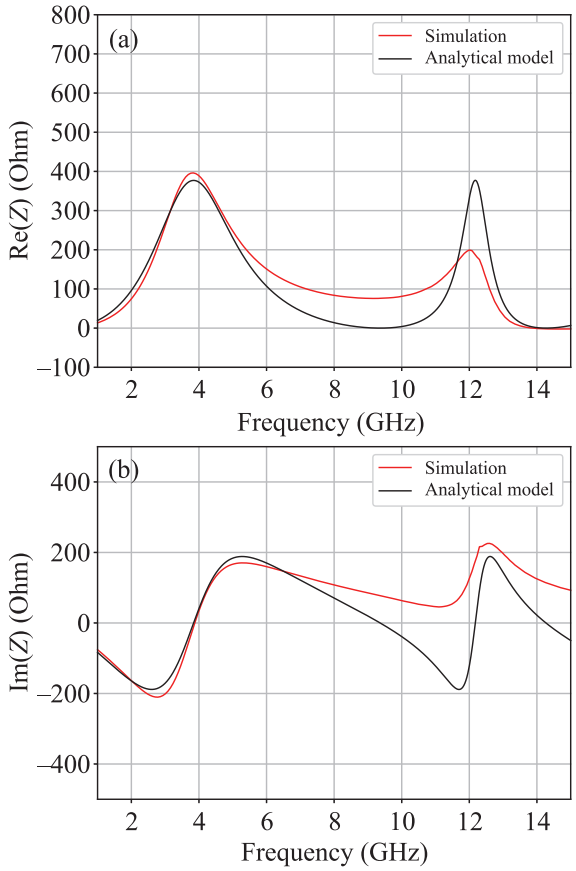

Рис. 2. (Цветной онлайн) Действительная (a) и мнимая (b) часть импеданса, необходимая для идеального согласования, полученная с помощью аналитического расчета и численной модели

Расчет импеданса, необходимого для полного согласования, показал, что в полосе частот 1–15 ГГц наблюдаются два резонанса ($\text{Im}\, Z = 0$) (рис. 2). Используя резистивную нагрузку, можно добиться снижения профиля отражения в области этих частот. Небольшие расхождения в результатах расчета импеданса согласующего слоя, полученного в аналитической модели и численном моделировании, связаны с учетом емкости зазора на полоске. При добавлении зазоров для внедрения резистивного элемента индуктивность уменьшается пропорционально уменьшению длины полоска единичной ячейки метаматериала. В аналитической модели использовано выражение для емкости плоскопараллельного конденсатора, однако эта емкость имеет более сложную зависимость, которую можно получить с использованием электродинамического расчета и полученной эквивалентной цепи.

3. Экспериментальная реализация резистивно-нагруженного метаматериала. Для экспериментальной проверки полученной модели и реали-

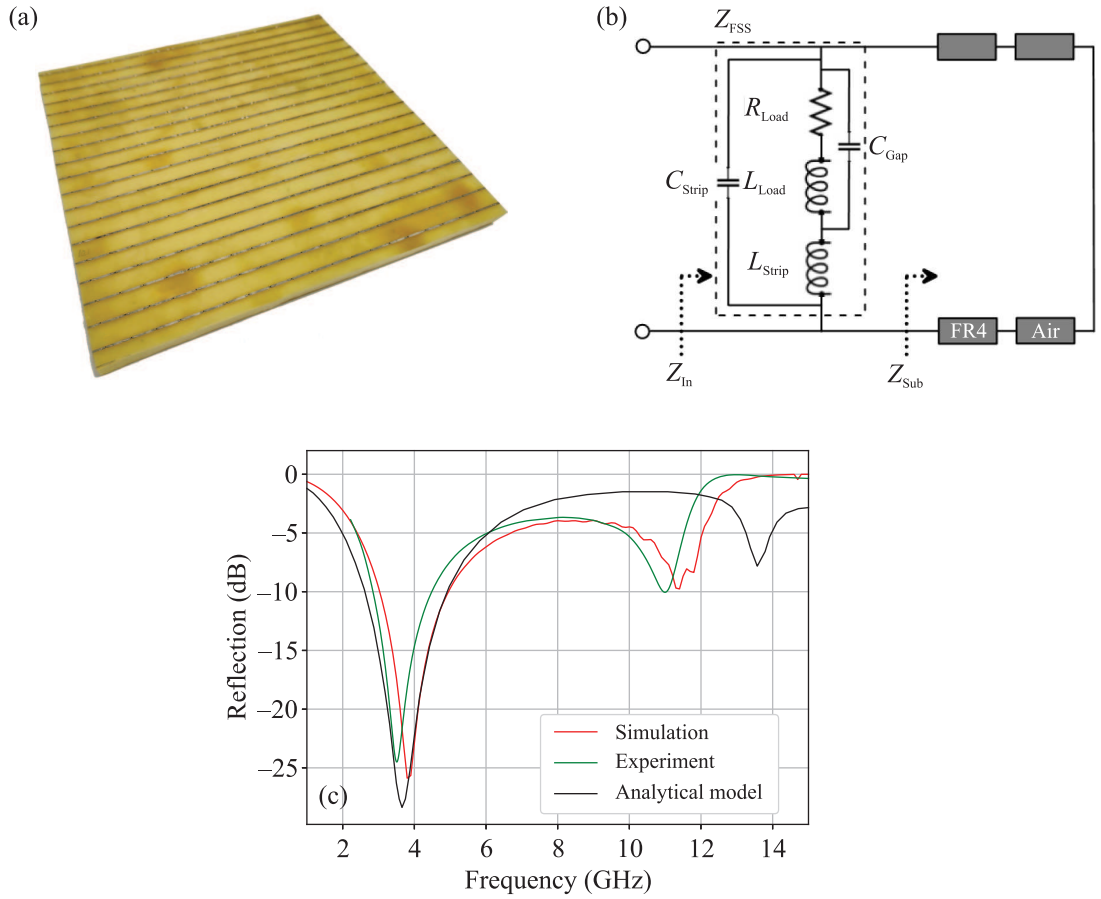

Рис. 3. (Цветной онлайн) (a) – Фотография экспериментального образца метаматериала 20×20 элементов; (b) – эквивалентная схема метаматериала; (c) – коэффициент отражения ЭМ-волны от пассивного поглотителя, полученный с помощью электродинамического моделирования, аналитически и экспериментально

зации частотно-селективной поверхности изготовлен образец размером 20×20 элементов (рис. 3a) с периодом элементарной ячейки 10.5×10.5 мм. Количество элементов и геометрический размер обусловлены методикой измерения, в основе которой лежит измерение коэффициентов отражения S_{11} и прохождения S_{21} квазиплоской электромагнитной волны образцов материалов с помощью векторного анализатора цепей и сверхширокополосных рупорных антенн. Подробное описание измерительного процесса приведено в работе [18].

В качестве нагрузки использованы SMD-резисторы номиналом 510 Ом типоразмера 0402 (1×0.5 мм). Использование нагрузки приводит к необходимости учета ее импеданса в аналитической модели:

$$Z_{\text{Load}} = \frac{Z_{C_{\text{Load}}}(R_{\text{Load}} + Z_{L_{\text{Load}}})}{Z_{C_{\text{Load}}} + R_{\text{Load}} + Z_{L_{\text{Load}}}}. \tag{11}$$

Эквивалентная модель резистора с учетом паразитных эффектов имеет стандартный вид, где C_{Load} и L_{Load} – паразитные емкость и индуктивность резистора [19], учтенные в полной эквивалентной цепи многослойного поглотителя с резистивной нагрузкой (рис. 3b). Входной импеданс Z_{In} рассматриваемого метаматериала, согласно предложенной эквивалентной схеме, определяется выражениями:

$$\frac{1}{Z_{\text{In}}} = \frac{1}{Z_{\text{Sub}}} + \frac{1}{Z_{\text{FSS}}}, \tag{12}$$

$$Z_{\text{FSS}} = Z_{\text{Strip}} + Z_{\text{Load}}. \tag{13}$$

Структура нанесена на диэлектрическую подложку FR4 толщиной 0.5 мм ($\epsilon = 4.4 - i0.1$), которая располагается над металлической плоскостью на высоте 9.5 мм, формируемой слоем пенопласта ($\epsilon \approx 1$). Для учета технологических допусков при фотолитографии в моделировании использовались реальные размеры полосков: ширина 1.1 мм, ширина зазора 0.45 мм.

Полученный коэффициент отражения (рис. 3c) демонстрирует хорошую сходимость между анали-

тическим расчетом, численным моделированием и экспериментальным исследованием. Незначительные отклонения связаны с погрешностью измерений диэлектрической проницаемости подложки FR4 и пенопласта. Расхождения в области высоких частот связаны с дисперсией импеданса пассивных компонентов схемы.

4. Заключение. В рамках данной работы разработан и верифицирован комплексный подход к построению аналитической модели частотно-селективной поверхности с нагрузкой. Научная новизна предложенного метода заключается в строгом электродинамическом учете совокупности ключевых конструктивных элементов в единой эквивалентной схеме, а именно: многослойной диэлектрической подложки, геометрии проводящих полосков, величины зазоров в полосках и между ними, а также импеданса сосредоточенной нагрузки. Показано, что предложенная модель позволяет с высокой точностью описывать резонансные и дисперсионные свойства поглотителя без необходимости обращения к ресурсоемкому полноволновому моделированию на этапе проектирования. Результаты численного моделирования продемонстрировали хорошую сходимость с данными экспериментального исследования. Полученные результаты могут быть использованы в качестве методической основы для проектирования устройств электромагнитной совместимости и радиопоглощающих покрытий с заданными частотными характеристиками. Использование эквивалентной схемы поглотителя может быть применено для оценки дисперсии различных нагрузок при решении обратной задачи. Кроме того, аналитическое описание поглотителя может быть использовано при проектировании сверхширокополосных поглотителей с активным слоем.

Финансирование работы. Данная работа выполнялась при финансовой поддержке проекта FFUR-2024-0005 "Экспериментальное исследование электрофизических и электродинамических свойств композитных материалов, включая наноструктурированные композиты".

Конфликт интересов. Авторы данной работы заявляют, что у них нет конфликта интересов.

1. K. Rozanov, "Ultimate thickness to bandwidth ratio of radar absorbers", IEEE Transactions on Antennas and Propagation **48**(8), 1230 (2000).
2. W. W. Salisbury, "Absorbent body for electromagnetic waves", U.S. Patent 2 599 944, June 1952. Patent.
3. B. Chambers and A. Tennant, "Design of wideband Jaumann radar absorbers with optimum oblique incidence performance", Electron. Lett. **30**, 1530 (1994).
4. R. W. Ziolkowski and F. Auzanneau, "Passive artificial molecule realizations of dielectric materials", J. Appl. Phys. **82**, 3195 (1997).
5. K. H. M. Naik, A. K. Singh, and D. R. Krishna, "Polarization insensitive passive loaded wideband metamaterial absorber", International Journal of Microwave and Wireless Technologies **16**, 981 (2024).
6. М. В. Кожокарь, В. И. Чугуевский, А. А. Башарин, "Мультипольные эффекты в тороидном перестраиваемом планарном метаматериале", Письма в ЖЭТФ **114**(12), 833 (2021) [I. V. Stenishchev, M. V. Kozhokar', V. I. Chuguevsky, and A. A. Basharin, "Multipole effects in a toroidal tunable planar metamaterial", JETP Lett. **114**(12), 771 (2021)].
7. А. П. Слобожанюк, П. В. Капитанова, И. В. Шадривов, П. А. Белов, Ю. С. Кившарь, "Метаматериалы с перестраиваемой нелинейностью", Письма в ЖЭТФ **95**(12), 693 (2012) [A. P. Slobozhanyuk, P. V. Kapitanova, I. V. Shadrivov, P. A. Belov, and Yu. S. Kivshar, "Metamaterials with tunable nonlinearity", JETP Lett. **95**(12), 613 (2012)].
8. V. Kondigari and S. R. Thummaluru, "Bandwidth enhancement of metamaterial absorber using resistive loading for X- and Ku-band applications", in *2024 IEEE Wireless Antenna and Microwave Symposium* (WAMS), (IEEE, Visakhapatnam, India, 2024), p. 1.
9. F. Auzanneau and R. W. Ziolkowski, "Microwave signal rectification using artificial composite materials composed of diode-loaded electrically small dipole antennas", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. **46**(11), 1628 (1998).
10. S. Guo, Y. Wang, and Y. Xie, "Wireless control of active fss with amplitude sensing module", Microwave and Optical Technology Letters **67**(5), e70242 (2025).
11. W. Zheng, T. Hao, and X. Li, "Thickness-tobandwidth limit for impedance matching metasurfaces design according to the bode–fano theorem", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. **73**, 8451 (2025).
12. J. Mou and Z. Shen, 'Broadband and thin magnetic absorber with non-foster metasurface for admittance matching", Sci. Rep. **7**, 6922 (2017).
13. J. Mou and Z. Shen, "Design and experimental demonstration of non-foster active absorber", IEEE Transactions on Antennas and Propagation **65**, 696 (2017).
14. G. G. MacFarlane, "Surface impedance of an infinite parallel-wire grid at oblique angles of incidence", Journal of the Institution of Electrical Engineers–Part IIIA: Radiolocation **93**(10), 1523 (1946).
15. N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook* (McGraw-Hill, N.Y., 1951).
16. L. M. Brekhovskikh, *Waves in Layered Media*, in *Applied Mathematics and Mechanics*, 2nd ed., translated by R. T. Beyer (Academic Press, N.Y., 1980).

17. D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. (John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2011).
18. V. N. Semenenko, V. A. Chistyaev, A. A. Politiko, and K. M. Baskov, "Test stand for measuring the free-space electromagnetic parameters of materials over an ultrawide range of microwave frequencies", Measurement Techniques **62**(2), 161 (2019).
19. Vishay, "Frequency response of thin film chip resistors", http://www.vishay.com/docs/60107/freqresp.pdf, Access date: 2026-09-15. Technical note.