

Научная статья

УДК 537.86:621.317.335.3

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2020-9-54-61>

Многочастотный оптимизационный метод измерения частотных зависимостей электрофизических параметров диэлектрических и магнитодиэлектрических покрытий

Александр Игоревич Казьмин

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж, Россия, alek-kazmin@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0001-7682-2420>

Аннотация. Освещены вопросы экспериментального определения электродинамических параметров существующих и новых синтезируемых материалов и покрытий, применяемых в диапазоне сверхвысоких частот. Рассмотрены проблемы измерений радиоволновыми методами электрофизических и геометрических параметров диэлектрических и магнитодиэлектрических покрытий, расположенных на металлической подложке. Предложен оригинальный радиоволновый метод совместных измерений частотных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей, а также толщины плоскостойких образцов диэлектрических и магнитодиэлектрических покрытий на металлической подложке. Определение электрофизических и геометрических параметров покрытия сведено к минимизации целевой функции, построенной по невязке между экспериментальными и вычисленными теоретическими значениями коэффициентов ослабления поля поверхностной электромагнитной волны сверхвысококачастотного диапазона на сетке дискретных частот. Представлена имитационная модель измерений, реализованная на основе системы электродинамического моделирования CST Microwave studio (Simulia, USA) и системы Matlab. Приведены результаты имитационного моделирования по определению частотных зависимостей электрофизических параметров и толщины образца радиопоглощающего покрытия на металлической подложке. Получены погрешности оценок комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей в полосе частот 9–13,5 ГГц, составляющие не более 10 % с доверительной вероятностью 0,95 при среднем квадратическом отклонении уровня шума 0,006. Предложенный метод может быть востребован в различных наукоёмких сферах – микроэлектронной, аэрокосмической, машиностроительной и др.

Ключевые слова: поверхностная электромагнитная волна, диэлектрическое покрытие, магнитодиэлектрическое покрытие, комплексная диэлектрическая проницаемость, комплексная магнитная проницаемость, частотная дисперсия, обратная задача, имитационная модель, коэффициент ослабления поля

Для цитирования: Казьмин А. И. Многочастотный оптимизационный метод измерения частотных зависимостей электрофизических параметров диэлектрических и магнитодиэлектрических покрытий // Измерительная техника. 2021. № 9. С. 54–61. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-9-54-61>

Multifrequency optimization method of measurement the frequency dependency of electrophysical parameters of dielectric and magnetodielectric coatings

Aleksandr I. Kaz'min

Military Educational and Scientific Center of the Air Force "N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy", Voronezh, Russia, alek-kazmin@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0001-7682-2420>

Abstract. The issues of experimental determination of electrodynamic parameters of existing and new synthesized materials and coatings used in the microwave range are highlighted. Problems arising from measurements of the electrophysical and geometric parameters of dielectric and magnetodielectric coatings, taking into account their placement on a metal substrate, by radio wave methods are considered. We present the new radio wave method of joint measurements of the frequency dependence of the complex permittivity, the frequency dependence of the complex magnetic permeability, and the thickness of plane-layered samples of dielectric and magnetodielectric coatings on a metal substrate. Determination of electrophysical and geometric parameters of the coating in the proposed method is reduced to minimizing the objective function constructed based on the discrepancy between the experimental and design theoretical values of the attenuation coefficients of surface electromagnetic wave fields on a grid of discrete frequencies. The simulation model of measurements is shown, implemented on the basis of the electrodynamic modeling system CST Microwave studio (Simulia corporation, USA) and the Matlab system. The results of simulation are presented to determine the frequency dependences of the electrophysical parameters and the thickness of a sample of a radio-absorbing coating on a metal substrate. Errors in the estimates of permittivity and permeability in the measurement frequency band 9–13.5 GHz, which are no more than 10 % with a confidence level of 0.95 with a mean square deviation of the noise level of 0.006, have been obtained. The proposed method can be in demand in various science-intensive areas – microelectronic, aerospace, mechanical engineering, etc.

Keywords: surface electromagnetic waves, dielectric coating, magnetodielectric coating, complex permittivity, complex permeability, frequency dispersion, inverse problem, simulation model, attenuation coefficient of surface electromagnetic waves

Введение. Диэлектрические и магнитоэлектрические покрытия, предназначенные для работы в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне, широко применяются в различных наукоёмких сферах [1–4]. Отдельное важнейшее научное направление – проектирование и разработка радиопоглощающих покрытий, обеспечивающих снижение радиолокационной заметности вооружения и военной техники [2–4].

Эффективность покрытий различных типов определяется соответствием электрофизических и геометрических параметров (ЭФГП) материала покрытия заданным значениям как на этапе проектирования, так и в ходе эксплуатации. При этом ЭФГП покрытия необходимо оценивать в условиях, приближённых к реальному практическому применению, т. е. в соответствующем частотном диапазоне и при учёте размещения покрытия на металлической подложке. Поэтому актуальной научной задачей является разработка новых методов определения ЭФГП диэлектрических и магнитоэлектрических покрытий, применяемых в СВЧ-диапазоне.

При измерениях ЭФГП материалов и покрытий широко распространены методы свободного пространства, основанные на оценке комплексных коэффициентов отражения $\hat{R}(f, \hat{\epsilon}_n, \hat{\mu}_n, t_n)$ и прохождения $\hat{T}(f, \hat{\epsilon}_n, \hat{\mu}_n, t_n)$ зондирующего сигнала частотой f и последующем пересчёте данных коэффициентов в значения комплексных диэлектрической $\hat{\epsilon}_n$ и магнитной $\hat{\mu}_n$ проницаемостей, а также толщины покрытия t_n [4–7]. При этом для диэлектрических покрытий, магнитная проницаемость которых равна единице, достаточно измерения только коэффициента отражения [6, 8]. Однако для определения комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей магнитоэлектрических покрытий требуется совместное измерение коэффициентов отражения и прохождения [6, 7]. Таким образом, методы свободного пространства [4–8] оказываются непригодными для оценки ЭФГП магнитоэлектрических покрытий, размещённых на металлической подложке.

В методах [5, 6] на геометрические размеры магнитоэлектрических образцов материалов с проницаемостью $\hat{\mu}_n \neq 1$ накладывается ограничение: их оптическая толщина $b = t_n \sqrt{\hat{\epsilon}_n \hat{\mu}_n}$ должна составлять менее четверти минимальной длины волны. Кроме того, представленные в [3–8] подходы позволяют определять только эквивалентные значения ЭФГП, полученные путём усреднения на исследуемой площади покрытия, что приводит к уменьшению локальности контроля.

В [9, 10] на основе эффектов взаимодействия поверхностных электромагнитных волн СВЧ-диапазона с объектом контроля развиты базовые принципы определения ЭФГП диэлектрических и магнитоэлектрических покрытий. В качестве информативного параметра используется действительная часть комплексного коэффициента ослабления, которая определяется по результатам косвенных измерений напряжённости электрического поля поверхностной электромагнитной волны методом зонда [9–11]:

$$\alpha'(f_k, \xi_n) = \frac{1}{r} \sum_{j=1}^r \ln \left[\frac{E_j}{E_{j+1}} \right], \quad (1)$$

где f_k – текущая частота измерения; $\xi_n = \{\epsilon'_n, \epsilon''_n, \mu'_n, \mu''_n, t_n\}$ – вектор ЭФГП покрытия; r – количество точек измерения;

s – расстояние между точками измерений; E_j, E_{j+1} – напряжённости электрического поля поверхностных электромагнитных волн, измеренные по нормали к поверхности покрытия в точках измерений $y, (y+s)$.

При измерениях ЭФГП материалов покрытий с диэлектрическими и магнитными потерями следует также учитывать и мнимую часть комплексного коэффициента ослабления $\alpha''(f_k, \xi_n)$. Она связана с коэффициентом затухания поверхностной электромагнитной волны вдоль покрытия (в направлении распространения поверхностной электромагнитной волны) α_3 зависимостью [10]:

$$\alpha''(f_k, \xi_n) = \sqrt{\frac{\alpha_3^4 - \alpha_3^2 \alpha'^2(f_k, \xi_n) - k_0^2 \alpha_3^2}{\alpha'^2(f_k, \xi_n) - \alpha_3^2}}, \quad (2)$$

где $k_0 = 2\pi f_k / c$ – волновое число свободного пространства; c – скорость электромагнитных волн в свободном пространстве.

Перспективно дальнейшее развитие представленных подходов для определения ЭФГП покрытий различных типов, в которых комплексные диэлектрическая и магнитная проницаемости обладают частотной дисперсией.

Цель статьи – разработка многочастотного оптимизационного метода измерения частотных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей, а также толщины диэлектрических и магнитоэлектрических покрытий на металлической подложке. Метод должен обеспечивать повышение точности и достоверности оценки указанных характеристик.

Электродинамическая модель определения ЭФГП диэлектрических и магнитоэлектрических покрытий. Базовая идея методов [9, 10] с использованием поверхностных электромагнитных волн для определения вектора ЭФГП ξ_n исследуемых образцов покрытий заключается в решении обратной задачи, которая сводится к минимизации целевой функции. Указанная целевая функция строится как невязка между вектор-столбцами экспериментальных $\mathbf{A}_3$ и рассчитанных $\mathbf{A}_T$ значений комплексных коэффициентов ослабления поверхностной электромагнитной волны на сетке дискретных частот $f_k, k = 1, 2, \dots, K$:

$$\hat{\xi}_n = \arg \min_{\xi \in \xi_{\text{доп}}} \rho(\xi_n) = \frac{1}{K} |\mathbf{A}_3 - \mathbf{A}_T|^2; \quad (3)$$

$$\mathbf{A}_3 = [\alpha'_3(f_1, \xi_n), \alpha'_3(f_2, \xi_n), \dots, \alpha'_3(f_K, \xi_n)]^T;$$

$$\mathbf{A}_T = [\dot{\alpha}_T(f_1, \xi_n), \dot{\alpha}_T(f_2, \xi_n), \dots, \dot{\alpha}_T(f_K, \xi_n)]^T,$$

где $\rho(\xi_n)$ – расстояние между векторами $\mathbf{A}_3, \mathbf{A}_T$ коэффициентов ослабления поля поверхностной электромагнитной волны в области допустимых значений $\xi \in \xi_{\text{доп}}$; $\alpha'_3(f_k, \xi_n)$ – экспериментальные действительные части коэффициентов ослабления поля поверхностной электромагнитной волны; $\dot{\alpha}_T(f_k, \xi_n)$ – теоретические комплексные коэффициенты ослабления поля поверхностной электромагнитной волны.

Рассмотрим особенности реализации метода для случая совместного измерения частотных зависимостей комплексных

диэлектрической и магнитной проницаемостей и толщины плоскостойких образцов магнитодиэлектрических покрытий на металлической подложке.

На рис. 1 приведены структурная и эквивалентная схемы однослойного магнитодиэлектрического покрытия с частотной дисперсией комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей на металлической подложке. С учётом дисперсии данных параметров в векторе ЭФГП ξ_n обозначим их в виде функций частот $\xi_n = \{\varepsilon'_n(f_k), \varepsilon''_n(f_k), \mu'_n(f_k), \mu''_n(f_k), t_n\}$.

Частотную дисперсию комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей можно учесть путём параметризации искомых параметров [10]. Для учёта частотной дисперсии в материалах любых типов, в общем случае, выражения для действительной и мнимой частей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей целесообразно представить в виде параметрических функций частоты

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon'_n(f_k) &= \sum_{l_1}^{m_1} a_{m_1-l_1}^{\varepsilon'} f_k^{l_1}; \quad \varepsilon''_n(f_k) = \sum_{l_2}^{m_2} a_{m_2-l_2}^{\varepsilon''} f_k^{l_2}; \\ \mu'_n(f_k) &= \sum_{l_3}^{m_3} a_{m_3-l_3}^{\mu'} f_k^{l_3}; \quad \mu''_n(f_k) = \sum_{l_4}^{m_4} a_{m_4-l_4}^{\mu''} f_k^{l_4}; \\ l_1 &= 0, \dots, m_1; \quad l_2 = 0, \dots, m_2; \quad l_3 = 0, \dots, m_3; \quad l_4 = 0, \dots, m_4, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $a_{m_1-l_1}^{\varepsilon'}$, $a_{m_2-l_2}^{\varepsilon''}$, $a_{m_3-l_3}^{\mu'}$, $a_{m_4-l_4}^{\mu''}$ – параметры полиномов комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей, соответственно; m_1 , m_2 , m_3 , m_4 – число членов в соответствующем полиноме.

Исходя из вида дисперсионной частотной зависимости комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей, число членов в полиномах (4) выбирается так, чтобы обеспечить минимум функционала (3). С учётом этого в целевую

функцию (3) введём (как дополнительные параметры при её минимизации) число членов m_1 , m_2 , m_3 , m_4 в полиномах, аппроксимирующих комплексные диэлектрическую и магнитную проницаемости (4).

Параметры полиномов (4) и толщину покрытия t_n объединим в вектор $\xi'_n = \{a_{m_1-l_1}^{\varepsilon'}, a_{m_2-l_2}^{\varepsilon''}, a_{m_3-l_3}^{\mu'}, a_{m_4-l_4}^{\mu''}, t_n\}$ и осуществим переход от вектора ξ_n к вектору ξ'_n :

$$\begin{aligned} \xi_n &= \{\varepsilon'_n(f_k), \varepsilon''_n(f_k), \mu'_n(f_k), \mu''_n(f_k), t_n\} \rightarrow \\ &\rightarrow \xi'_n = \{a_{m_1-l_1}^{\varepsilon'}, a_{m_2-l_2}^{\varepsilon''}, a_{m_3-l_3}^{\mu'}, a_{m_4-l_4}^{\mu''}, t_n\}. \end{aligned} \quad (5)$$

Данный переход позволяет осуществлять минимизацию целевой функции (3) путем варьирования не конкретных значений диэлектрической и магнитной проницаемостей, а параметрических коэффициентов $a_{m_1-l_1}^{\varepsilon'}$, $a_{m_2-l_2}^{\varepsilon''}$, $a_{m_3-l_3}^{\mu'}$, $a_{m_4-l_4}^{\mu''}$ вектора ξ'_n . Таким образом, в результате минимизации целевой функции (3) определяются коэффициенты полиномов (4) и, соответственно, конкретный вид частотных дисперсионных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей исследуемого покрытия в исследуемой полосе частот $\Delta f = f_k - f_1$.

Согласно (2) мнимую часть комплексного коэффициента ослабления можно определить по результатам косвенных измерений коэффициента затухания поверхностной электромагнитной волны α_z вдоль поверхности покрытия [10]. Однако при этом теряется главная особенность использования поверхностных электромагнитных волн – локальность контроля. В [10] проведены исследования, показавшие, что мнимую часть $\alpha''(f_k, \xi'_n)$ комплексного коэффициента ослабления можно учесть путём её включения в целевую функцию (3) в качестве дополнительного параметра при минимизации целевой функции. Функциональную зависимость мнимой части

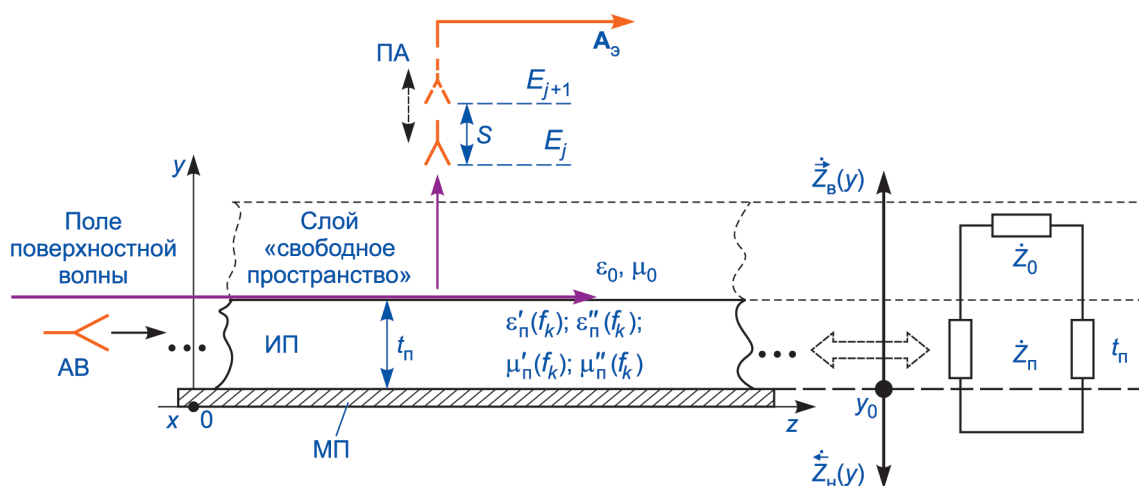


Рис. 1. Структурная и эквивалентная схемы магнитодиэлектрического покрытия с частотной дисперсией электрофизических параметров: АВ – антенна возбуждения поверхностных электромагнитных волн, МП – металлическая подложка, ИП – исследуемое покрытие, ПА – приемная антенна (измерительный зонд)

Fig. 1. Structural and equivalent circuits of a magnetodielectric coating with frequency dispersion of electrophysical parameters: AEMW – antenna excitation of surface electromagnetic wave, MS – metal substrate, CS – coating under study, RA – receiving antenna (measuring probe)

$\alpha''(f_k, \xi'_n)$ комплексного коэффициента ослабления представим, как и комплексные диэлектрическую и магнитную проницаемости, в виде параметрической функции, задаваемой следующим полиномом:

$$\alpha''(f_k, \xi'_n) = \sum_{i=0}^n a_{n-i} f_k^i, \quad i=0, \dots, n, \quad (6)$$

где a_{n-i} – параметры, которые фактически представляют собой коэффициенты регрессии функциональной зависимости мнимой части коэффициента ослабления; n – число членов полинома.

Параметры a_{n-i} объединим в вектор параметрических коэффициентов полинома $\Phi_\alpha = \{a_{n-i}\}$, $i=0, \dots, n$. Для удобства программной реализации минимизации целевой функции (3) число членов m_1, m_2, m_3, m_4 полиномов, аппроксимирующих комплексные диэлектрическую и магнитную проницаемости (4), и число n членов полинома мнимой части коэффициента ослабления (6) представим в виде вектора $\mathbf{M} = \{m_1, m_2, m_3, m_4, n\}$.

Согласно условию (5), с учётом вектора $\mathbf{M}$ и представления мнимой части комплексного коэффициента ослабления в виде полинома (6) целевая функция для оценки параметров покрытий с частотной дисперсией комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей примет следующий вид:

$$\xi'_n = \underset{\xi'_n \in \xi'_{\text{доп}}; \Phi_\alpha \in \Phi_{\text{доп}}; \mathbf{M}_\alpha \in \mathbf{M}_{\text{доп}}}{\text{argmin}} \rho(\xi'_n, \Phi_\alpha, \mathbf{M}) = |\mathbf{A}'_3 - \mathbf{A}'_T|^2 / K; \quad (7)$$

$$\mathbf{A}'_3 = [\alpha'_3(f_1) - j\alpha''(f_1, \Phi_\alpha), \alpha'_3(f_2) - j\alpha''(f_2, \Phi_\alpha), \dots, \alpha'_3(f_K) - j\alpha''(f_K, \Phi_\alpha)]^T;$$

$$\mathbf{A}'_T = [\dot{\alpha}_T(f_1, \xi'_n), \dot{\alpha}_T(f_2, \xi'_n), \dots, \dot{\alpha}_T(f_K, \xi'_n)]^T;$$

где $\rho(\xi'_n, \Phi_\alpha, \mathbf{M})$ – расстояние между экспериментальными $\mathbf{A}'_3$ и рассчитанными $\mathbf{A}'_T$ значениями коэффициентов ослабления поля поверхностной электромагнитной волны в области допустимых значений векторов $\xi'_n \in \xi'_{\text{доп}}, \Phi_\alpha \in \Phi_{\text{доп}}, \mathbf{M}_\alpha \in \mathbf{M}_{\text{доп}}$.

Для реализации быстродействующего вычислительного алгоритма, минимизирующего целевую функцию (7), вектор теоретических комплексных коэффициентов ослабления $\mathbf{A}'_T$ находят из решения дисперсионного уравнения на основе метода поперечного резонанса. Уравнение поперечного резонанса имеет вид [12–14]:

$$\dot{Z}_B(y) + \dot{Z}_H(y) = 0 \quad \text{при } \forall y, \quad (8)$$

где $\dot{Z}_B(y), \dot{Z}_H(y)$ – эквивалентные характеристические сопротивления «вверх» и «вниз» относительно произвольного опорного сечения y_0 (для удобства математических преобразований выбрано сечение y_0 между слоем покрытия и металлической подложкой, см. рис. 1).

В качестве примера рассмотрим реализацию метода с использованием поверхностных электромагнитных волн Е-типа. При этом подход к оценке ЭФГП с помощью поверхностных

электромагнитных волн Н-типа аналогичен. Ограничимся исследованием покрытий толщиной не менее 0,2 мм, намного большей толщины поверхностного слоя металла, т. е. примем $\dot{Z}_H(y) \approx 0$. Характеристическое сопротивление $\dot{Z}_B(y)$ определим по рекуррентной формуле [12–15]:

$$\dot{Z}_B \equiv \dot{Z}(n_0) = \dot{Z}_n \frac{\dot{Z}_0 + j\dot{Z}_n \text{tg}(\dot{q}t_n)}{\dot{Z}_n + j\dot{Z}_0 \text{tg}(\dot{q}t_n)}, \quad (9)$$

$$\dot{Z}_0 = -j \frac{\dot{\alpha}(f_k, \xi'_n)}{\omega_k \varepsilon_0};$$

$$\dot{Z}_n = \dot{q} / \{ \omega_k \varepsilon_0 [\varepsilon'_n(f_k) - j\varepsilon''_n(f_k)] \},$$

где $\dot{Z}(n_0)$ – эквивалентное характеристическое сопротивление слоя покрытия и слоя над ним (слой «свободное пространство»); $\dot{Z}_0, \dot{Z}_n$ – характеристические сопротивления на границе раздела между слоем покрытия и свободным пространством и в слое покрытия, соответственно; $\dot{\alpha}(f_k, \xi'_n)$ – комплексный коэффициент ослабления поверхностной электромагнитной волны; $\omega_k = 2\pi f_k$ – круговая частота; ε_0 – диэлектрическая постоянная; $\dot{q} = \sqrt{k_n^2 - k_0^2 - \dot{\alpha}^2(f_k, \xi'_n) + \beta^2}$ – комплексное поперечное волновое число поверхностной электромагнитной волны в слое покрытия; $k_n = 2\pi f \sqrt{[\varepsilon'_n(f_k) - j\varepsilon''_n(f_k)][\mu'_n(f_k) - j\mu''_n(f_k)]} / c$, – комплексное волновое число в слое покрытия; $\varepsilon'_n(f_k) - j\varepsilon''_n(f_k)$ – комплексная диэлектрическая проницаемость покрытия; $\mu'_n(f_k) - j\mu''_n(f_k)$ – комплексная магнитная проницаемость покрытия; $\beta = m\pi/d_n$ – волновое число, характеризующее распределение поля поверхностных электромагнитных волн по ширине покрытия d_n .

Итоговое дисперсионное уравнение представим в виде

$$D[\dot{\alpha}(f_k, \xi'_n); f_k] = 0 \equiv \dot{Z}(n_0) = 0. \quad (10)$$

Дисперсионное уравнение (10) позволяет для заданных составляющих вектора ξ'_n и толщины t_n однозначно определять теоретические значения комплексных коэффициентов ослабления поверхностных электромагнитных волн $\dot{\alpha}_T(f_k, \xi'_n)$ вектора $\mathbf{A}'_T$ целевой функции (7).

Таким образом, разработанный многочастотный оптимизационный метод измерения частотных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей $\varepsilon'_n(f_k), \varepsilon''_n(f_k), \mu'_n(f_k), \mu''_n(f_k)$, а также толщины покрытий t_n на металлической подложке состоит из следующей последовательности действий:

определение экспериментальных действительных частей $\alpha'(f_k, \xi'_n)$ комплексных коэффициентов ослабления поверхностных электромагнитных волн на сетке дискретных частот $f_k, k=1..K$ методом зонда;

параметризация частотных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей в соответствии с дисперсионными моделями (4) и переход от вектора ξ_n к вектору ξ'_n (5);

представление мнимой части комплексного коэффициента ослабления в виде (6), составление дисперсионного уравнения (10) и целевой функции (7);

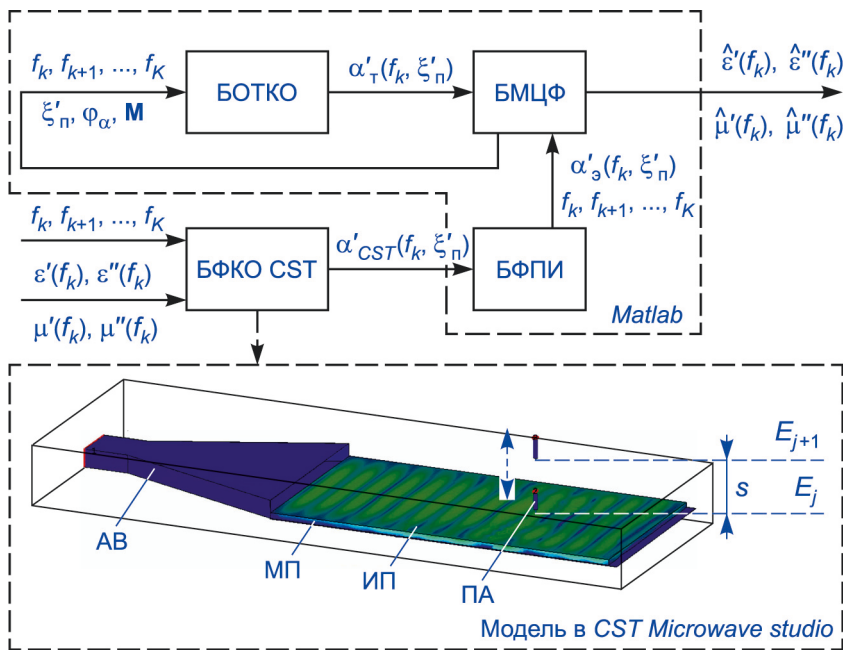


Рис. 2. Структурная схема имитационной модели: БОТКО – блок определения теоретических коэффициентов ослабления, БМЦФ – блок минимизации целевой функции, БФКО CST – блок формирования коэффициентов ослабления системой CST Microwave studio, БФПИ – блок формирования погрешностей измерений коэффициентов ослабления

Fig. 2. A Block diagram of the simulation model: UDCAС – a units for determining the theoretical values of complex attenuation coefficients, UMOF – a unit for minimizing the objective function, UFAC CST – a unit for forming attenuation coefficients by the CST Microwave studio system; UGE – a units for generating errors in attenuation coefficients measurements

решение оптимизационной задачи по минимизации целевой функции (7) путём варьирования составляющих векторов ξ'_n, φ_α и $\mathbf{M}$.

формирование на основе найденных при минимизации целевой функции (7) векторов ξ'_n, φ_α и $\mathbf{M}$ искомым локальных частотных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей $\epsilon'_n(f_k), \epsilon''_n(f_k), \mu'_n(f_k), \mu''_n(f_k)$ для заданной полосы частот измерений $\Delta f = f_K - f_1$, а также определение толщины t_n исследуемого покрытия.

Поиск минимума целевой функции (7) проводится численно в заданном диапазоне изменения величин компонент векторов $\xi'_n, \varphi_\alpha, \mathbf{M}$ на основе алгоритмов стохастической оптимизации.

Имитационная модель определения электрофизических параметров диэлектрических и магнитоэлектрических покрытий с частотной дисперсией. Для более гибкой оценки потенциальных возможностей метода по определению ЭФГП образцов диэлектрических покрытий, магнитоэлектрических и радиопоглощающих покрытий, в частности, с учётом различных возможных законов дисперсионных частотных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей, разработана имитационная модель реального измерительного комплекса [9]. Структурная схема имитационной модели приведена на рис. 2.

Такие элементы измерительного комплекса, как антенна возбуждения поверхностных электромагнитных волн АВ, приёмная антенна (измерительный зонд) ПА, а также исследуемое покрытие на металлической подложке ИП, реализованы в блоке формирования коэффициентов ослабления БФКО CST в виде модели в системе электродинамического моделирования CST Microwave studio (Simulia corporation, USA). Геометрические размеры данных элементов точно соответствуют их размерам в реальном измерительном комплексе. Для оценки адекватности разработанной модели проведено сравнение модельных коэффициентов ослабления поверхностной электромагнитной волны стандартного образца полиметилметакрилата ($\epsilon \approx 2,7 - j0,081$) размером 200×100 мм и толщиной 1 мм $\alpha'_{CST}(f_k, \xi'_n)$ с теоретическими коэффициентами ослабления $\alpha'_T(f_k, \xi'_n)$, найденными при решении дисперсионного уравнения (10), а также с экспериментальными коэффициентами ослабления $\alpha'_S(f_k, \xi'_n)$, измеренными на реальном измерительном комплексе [9].

Отличие модельных коэффициентов ослабления от теоретических составляет не более 0,08 %. Относительные погрешности оценки диэлектрической проницаемости и толщины полиметилметакрилата, полученные путём решения обратной задачи (7) по частотной зависимости $\alpha'_{CST}(f_k, \xi'_n)$, составляют не более 0,05 %. Таким образом, разработанная в CST Microwave studio модель обеспечивает получение коэффициентов ослабления поверхностной электромагнитной волны с минимальной методической погрешностью, т. е. коэффициенты ослабления практически соответствуют теоретическим значениям $\alpha'_T(f_k, \xi'_n)$. Кроме того, при решении обратной задачи (7) оценки ЭФГП получены с минимальными погрешностями.

Отличие экспериментальных коэффициентов ослабления $\alpha'_S(f_k, \xi'_n)$ от модельных значений составляет не более 6 % и обусловлено влиянием шумов (инструментальные погрешности измерительного комплекса и другие погрешности, связанные с процессом эксперимента). Экспериментальные относительные погрешности оценки действительной и мнимой частей комплексной диэлектрической проницаемости $\epsilon'_n, \epsilon''_n$, а также толщины t_n составляют не более 7 и 5 % соответственно [9]. Экспериментальные значения коэффициентов ослабления в имитационной модели (см. рис. 2) формировали в блоке формирования погрешностей измерений коэффициентов ослабления БФПИ в виде суммы значений модельных коэффициентов ослабления $\alpha'_{CST}(f_k, \xi'_n)$ и функции, имитирующей влияние шума. На точность определения коэффициентов ослабления поверхностной электромагнитной волны влияет множество случайных факторов. Поэтому погрешность оценки указанных коэффициентов моделировалась аддитивным некоррелированным гауссовым шумом с нулевым математическим ожиданием $m[n(f_k)] = 0$ и заданным уровнем дисперсии σ_k^2 [9, 10]. Экспериментальная проверка на реальном измерительном

комплексе показала, что среднее квадратическое отклонение (СКО) уровня шума при измерениях ЭФГП стандартного образца полиметилметакрилата составляет 0,0015–0,0020 и подчиняется нормальному закону распределения [9].

Таким образом, экспериментальные значения коэффициентов ослабления поверхностной электромагнитной волны $\alpha'_\Sigma(f_k, \xi_n)$ в блоке БФПИ (см. рис. 2) формировали на основе выражения [7–9]:

$$\alpha'_\Sigma(f_k, \xi_n) = \alpha'_{\text{CST}}(f_k, \xi_n) + n(f_k), \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (11)$$

где $n(f_k)$ – шум, воздействующий на k -измерение и обусловленный инструментальными погрешностями измерительного комплекса и другими погрешностями при проведении эксперимента.

Блок определения теоретических значений комплексных коэффициентов ослабления БОТКО реализует решение дисперсионного уравнения (10), а блок минимизации целевой функции БМЦФ реализует операцию по решению обратной задачи (7), путём варьирования составляющих векторов ξ'_n , Φ_α и $\mathbf{M}$. Данные блоки реализованы в системе Matlab. При этом решение обратной задачи (7) в блоке БМЦФ осуществляется с помощью генетического алгоритма, реализованного в виде функции «ga» приложения Global Search пакета Matlab.

Результаты имитационного моделирования. Для численного эксперимента выбрано радиопоглощающее покрытие, с типичными электрофизическими параметрами [16]. Комплексная диэлектрическая проницаемость исследуемого образца в диапазоне частот от 9 до 18 ГГц практически постоянная ($\varepsilon' = 20,45$, $\varepsilon'' = 0,73$). Дисперсию комплексной магнитной проницаемости радиопоглощающего покрытия аппроксимировали зависимостями [16]:

$$\left. \begin{aligned} \mu'(f_k) &= 1,56 \exp(-3,867 \cdot 10^{-11} f_k); \\ \mu''(f_k) &= 1,299 \exp(-4,659 \cdot 10^{-11} f_k). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Рассмотрим возможности метода при оценке параметров данного радиопоглощающего покрытия в полосе частот $\Delta f = 9 \dots 13,5$ ГГц. Точные частотные зависимости теоретических значений действительной $\alpha'_T(f_k, \xi_n)$ и мнимой $\alpha''_T(f_k, \xi_n)$ частей комплексного коэффициента ослабления исследуемого радиопоглощающего покрытия в полосе частот измерений $\Delta f = 9 \dots 13,5$ ГГц на основе решения дисперсионного уравнения (10) приведены на рис. 3.

Имитационное моделирование состояло из следующих этапов. По заданным ЭФГП радиопоглощающего покрытия: $\varepsilon' = 20,45$, $\varepsilon'' = 0,73$, $t_n = 0,73$ и дисперсионным зависимостям магнитной проницаемости (12) в блоке БФКО CST формировали частотную зависимость модельного коэффициента ослабления $\alpha'_{\text{CST}}(f_k, \xi_n)$. При этом использовали 19 значений частот из интервала $\Delta f = 9 \dots 13,5$ ГГц с шагом по частоте 0,25 ГГц.

В блоке БФПИ к значениям $\alpha'_{\text{CST}}(f_k, \xi_n)$ на основе модели (11) добавили шум и формировали экспериментальные частотные зависимости коэффициента ослабления $\alpha'_\Sigma(f_k, \xi_n)$ при различных значениях СКО уровня шума.

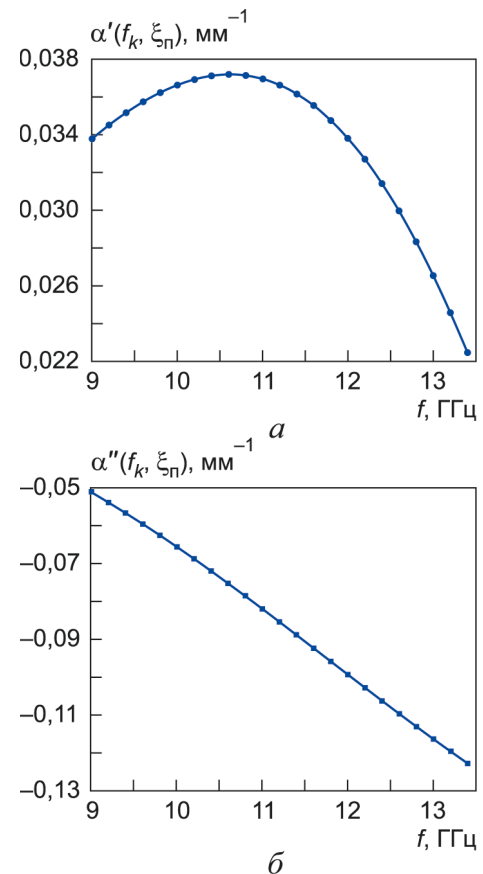


Рис. 3. Частотные зависимости действительной (а) и мнимой (б) частей комплексного коэффициента ослабления исследуемого радиопоглощающего покрытия

Fig. 3. Frequency dependences of the real (a) and imaginary (b) parts of field attenuation coefficient of the investigated radio-absorbing coating

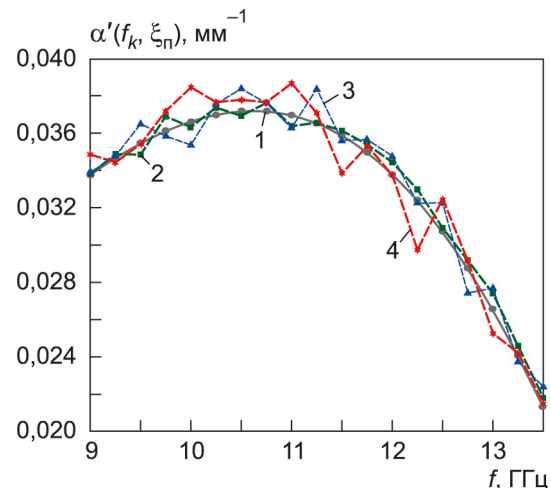


Рис. 4. Частотная зависимость действительной части комплексного коэффициента ослабления при возрастании уровня СКО шума $\sigma = 0$ (1); 0,001 (2); 0,003 (3); 0,006 (4); зависимость 1 сформирована в CST Microwave studio

Fig. 4. Frequency dependence of the real part of the complex attenuation coefficient with increasing mean square deviation noise level $\sigma = 0$ (1); 0,001 (2); 0,003 (3); 0,006 (4); dependence 1 formed in CST Microwave studio

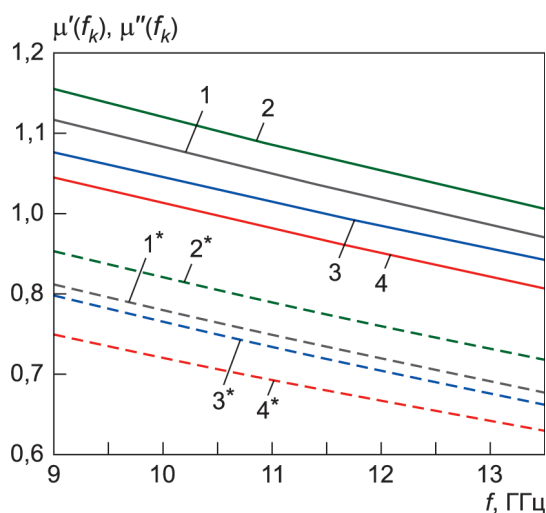


Рис. 5. Частотные зависимости действительной (1–4) и мнимой (1*–4*) частей комплексной магнитной проницаемости при возрастании уровня СКО шума $\sigma=0$ (1, 1*); 0,001 (2, 2*); 0,003 (3, 3*); 0,006 (4, 4*)

Fig. 5. Frequency dependence of the real and imaginary parts of complex permeability with increasing mean square deviation noise level $\sigma=0$ (1, 1*); 0.001 (2, 2*); 0.003 (3, 3*); 0.006 (4, 4*)

На рис. 4 приведена частотная зависимость действительной части комплексного коэффициента ослабления $\alpha'_{CST}(f_k, \xi_n)$, полученная в системе CST Microwave studio (без погрешностей, $\sigma=0$), а также зависимости, сформированные в блоке БФПИ по 200 реализациям уровня шума при значениях СКО σ уровня шума 0,001, 0,003, 0,006.

По полученным экспериментальным (искаженным) частотным зависимостям в блоке БМЦФ осуществлялась операция минимизации целевой функции (7) путём варьирования составляющих векторов ξ'_n , Φ_α и $\mathbf{M}$, определялись искоемые частотные дисперсионные зависимости комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей $\varepsilon'_n(f_k)$, $\varepsilon''_n(f_k)$, $\mu'_n(f_k)$, $\mu''_n(f_k)$, а также толщина исследуемого покрытия t_n .

С учётом описания частотной дисперсии комплексной магнитной проницаемости исследуемого радиопоглощающего покрытия зависимостями (12), аппроксимации мнимой части коэффициента ослабления (6) полиномом с четырьмя параметрами целевая функция (7) минимизировалась по одиннадцати переменным. Границы верхнего и нижнего диапазона изменения параметров векторов ξ'_n , Φ_α составляли 30 % номинальных значений. Параметры генетического алгоритма, обеспечивающие гарантированное нахождение глобального минимума целевой функции (7): размер популяции 15000; вероятность скрещивания 90 %; вероятность мутации 10 %. Среднее время решения обратной задачи (7) путём минимизации целевой функции – не более 1,5–2 мин на компьютере с процессором типа Intel Core i5, тактовой частотой 2,33 ГГц и оперативной памятью 4 Гб.

На рис. 5 приведены частотные дисперсионные зависимости комплексных диэлектрической и магнитной проницаемости, полученные при решении обратной задачи (7) при возрастающих значениях уровня СКО σ шума измерительных данных (0,001, 0,003, 0,006). Погрешности оценок

действительной и мнимой частей комплексной магнитной проницаемостей радиопоглощающего покрытия в исследуемой полосе частот $\Delta f=9...13,5$ ГГц даже при СКО уровня шума 0,006 не превышали 10 %. Экспериментальное значение СКО уровня шума составило 0,015. Погрешности оценки комплексной диэлектрической проницаемости и толщины следующие:

$\delta\varepsilon'_n \approx 0,1\%$; $\delta\varepsilon''_n \approx 1,3\%$; $\delta t_n \approx 2\%$ при $\sigma=0,001$;

$\delta\varepsilon'_n \approx 7\%$; $\delta\varepsilon''_n \approx 4\%$; $\delta t_n \approx 8\%$ при $\sigma=0,003$;

$\delta\varepsilon'_n \approx 10\%$; $\delta\varepsilon''_n \approx 8\%$; $\delta t_n \approx 10\%$ при $\sigma=0,006$.

Таким образом, проведённый численный эксперимент показал, что разработанный метод измерения ЭФГП покрытий с частотной дисперсией эффективно работает при воздействии шума, при уровнях его СКО значительно превышающих уровни СКО на реальном измерительном комплексе.

Заключение. Представленные результаты исследования позволили обосновать многочастотный оптимизационный метод измерения частотных зависимостей комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей и толщины диэлектрических и магнитодиэлектрических покрытий на металлической подложке. Разработанный метод в отличие от существующих позволил производить совместное определение указанных выше параметров при одностороннем подходе в едином цикле измерения. Для более эффективного применения предложенного метода на практике разработана имитационная модель реального измерительного комплекса, с помощью которой для различных конфигураций измерительных комплексов можно оценить погрешности определения комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей покрытий с различными законами их дисперсии.

Список литературы

1. Dankov P. I., *J. Phys., Conf. Ser.*, 2020, vol. 1598, 012002. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1598/1/012002>
2. Лагарьков А. Н., Погосян М. А. Фундаментальные и прикладные проблемы стелс-технологий // Вестник РАН. 2003. Т. 73. № 9. С. 779–787.
3. Сухаревский О. И., Василец В. А., Кукобко С. В., Нечитайло С. В., Сазонов А. З. Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами. Харьков: ХУПС, 2009. 468 с.
4. Беляев В. В., Кирьянов О. Е., Понькин В. А. Радиолокационные, антенные и радиофизические измерения. Воронеж: Научная книга, 2013. 319 с.
5. Басков К. М., Политико А. А., Семенов В. Н., Чистяев В. А., Акимов Д. И., Краснолобов И. И. Радиоволновой контроль параметров образцов многослойных стенок радиопрозрачных укрытий. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.11.12>
6. Семенов 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>

7. Li Zh., Haigh A., Soutis C., Gibson A., Sloan R., *Journal of Nondestructive Evaluation*, 2019, vol. 37, 39.
<https://doi.org/10.1007/s10921-018-0493-1>
8. Антропов О. С., Дробахин О. О. Повышение разрешающей способности метода фурье-преобразования коэффициента отражения путём экстраполяции спектра на основе принципа минимума длительности // Дефектоскопия. 2009. № 5. С. 72–80.
9. Казьмин А. И., Федюнин П. А. Оценка точности реконструкции электрофизических и геометрических параметров многослойных диэлектрических покрытий многочастотным радиоволновым методом поверхностных медленных электромагнитных волн // Измерительная техника. 2020. № 8. С. 51–58. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2020-8-51-58>
10. Казьмин А. И., Федюнин П. А. Контроль электрофизических параметров метаматериалов методом поверхностных электромагнитных волн // Дефектоскопия. 2021. № 4. С. 51–67. <https://doi.org/10.31857/S0130308220090055>
11. Ваганов Р. Б., Коршунов И. П., Коршунова Е. Н., Олейников А. Д. Экспериментальное исследование структуры поля поверхностной электромагнитной волны в анизотропно проводящей ленте // Радиотехника и электроника. 2013. Т. 58. № 2. С. 136–142.
12. Valerio G., Jackson D. R., Galli A., *Proceedings of the Royal Society*, 2010, vol. 466, pp. 2447–2469.
<https://doi.org/10.1098/rspa.2009.0664>
13. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн / Под ред. М. Л. Левина: Пер. с англ. М.: Мир, 1978. Т. 1. 546 с.
14. Frezza F., Tedeschi N., *Journal of the Optical Society of America A*, 2015, vol. 32, no. 8, pp. 1485–1501.
<https://doi.org/10.1364/JOSAA.32.001485>
15. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. М.: Наука, 1973. 343 с.
16. Ufimtsev P. Ya., Ling R. T., *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, vol. 49, no. 10, pp. 1445–1452.
<https://doi.org/10.1109/8.954933>
17. Li Zh., Haigh A., Soutis C., Gibson A., Sloan R., *Journal of Nondestructive Evaluation*, 2019, vol. 37, 39.
<https://doi.org/10.1007/s10921-018-0493-1>
18. Belyaev V. V., Kir'yanov O. E., Pon'kin V. A., *Radiolokatsionnye, antennye i radiofizicheskie izmereniya [Radar, antenna and radiophysical measurements]*, Voronezh, Nauchnaya kniga publ., 2013, 319 p. (In Russ.)
19. Baskov K. M., Politiko A. A., Semenenko V. N., Chistyayev V. A., Akimov D. I. and Krasnolobov I. I., *Zhurnal radioelektroniki*, 2019, no. 11. (In Russ.)
<https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.11.12>
20. Semenenko V. N., Chistyayev V. A., Politiko A. A., Baskov K. M., *Measurement Techniques*, 2019, vol. 62, no. 2, pp. 161–166.
<https://doi.org/10.1007/s11018-019-01601-5>
21. Li Zh., Haigh A., Soutis C., Gibson A., Sloan R., *Journal of Nondestructive Evaluation*, 2019, vol. 37, 39.
<https://doi.org/10.1007/s10921-018-0493-1>
22. Antropov O. S., Drobakhin O. O., Povyshenie razreshayushchei sposobnosti metoda fur'e-preobrazovaniya koeffitsienta otrazheniya putem ekstrapolyatsii spektra na osnove printsipa minimuma dlitel'nosti [Increasing the resolution of the Fourier transform of the reflection coefficient by extrapolating the spectrum based on the principle of minimum duration] *Defektoskopiya*, 2009, no. 5, pp. 72–80. (In Russ.)
23. Kaz'min A. I., Fedjunin P. A., *Measurement Techniques*, 2020, vol. 63, no. 8, pp. 645–652.
<https://doi.org/10.1007/s11018-020-01834-9>
24. Kaz'min A. I., Fedjunin P. A., *Russian Journal of Nondestructive Testing*, 2021, vol. 57, no. 4, pp. 320–336.
<https://doi.org/10.1134/S1061830921040070>
25. Vaganov R. B., Korshunov I. P., Korshunova E. N., Oleinikov A. D., *Radiotekhnika i elektronika*, 2013, vol. 58, no. 2, pp. 136–142. (In Russ.)
26. Valerio G., Jackson D. R., Galli A., *Proceedings of the Royal Society*, 2010, vol. 466, pp. 2447–2469.
<https://doi.org/10.1098/rspa.2009.0664>
27. Felsen L. B., Marcuvitz N., *Radiation and Scattering of Waves*, vol. 1, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.
28. Frezza F., Tedeschi N., *Journal of the Optical Society of America A*, 2015, vol. 32, no. 8, pp. 1485–1501.
<https://doi.org/10.1364/JOSAA.32.001485>
29. Brekhovskikh L. M., *Volny v sloistykh sredakh [Waves in layered media]*, Moscow, Nauka Publ., 1973, 343 p. (In Russ.)
30. Ufimtsev P. Ya., Ling R. T., *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2001, vol. 49, iss. 10, pp. 1445–1452.
<https://doi.org/10.1109/8.954933>

Reference

1. Dankov P. I., *J. Phys., Conf. Ser.*, 2020, vol. 1598, 012002.
<https://doi.org/10.1088/1742-6596/1598/1/012002>
2. Lagar'kov A. N., Pogosjan M. A., *Fundamental'nye i prikladnye problemy stels-tehnologii [Fundamental and applied problems of stealth technologies]*, *Vestnik RAN*, 2003, vol. 73, no. 9, pp. 779–787. (In Russ.)
3. Sukharevskii O. I., Vasilets V. A., Kukobko S. V., Nechitailo S. V., Sazonov A. Z., *Rasseyaniye elektromagnitnykh voln vozdushnymi i*

Статья поступила в редакцию 20.05.2021; принята к публикации 23.06.2021.