

УДК 53.088

С.А. Подлиннов, А.В. Фатеев, Д.С. Растрюгин

Экстракция результатов измерения комплексного коэффициента отражения радиопоглощающего материала фильтром с переменной полосой пропускания

Приводится модифицированный метод экстракции результатов измерения комплексного коэффициента отражения радиопоглощающих материалов в квадратной коаксиальной измерительной линии передачи фильтром с переменной полосой пропускания.

Ключевые слова: фильтр с переменной полосой пропускания, квадратная коаксиальная измерительная линия передачи, комплексный коэффициент отражения.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-27-3-42-47

Коэффициент отражения является основным параметром, характеризующим электрические свойства радиопоглощающих материалов (РПМ). Измерения коэффициента отражения радиопоглощающих материалов проводятся в широкой полосе частот как в открытом пространстве, так и в закрытых линиях передачи.

Проведение процедуры исключения характеристик коаксиальной измерительной линии передачи является непростой задачей, по причине отсутствия эталонных мер для проведения стандартной процедуры однопортовой векторной коррекции измеренных данных. При исключении параметров измерительного приспособления в нестандартных сечениях обычно применяют фильтр с фиксированной полосой пропускания [1].

В [2, 3] представлены измерительная установка в виде квадратной коаксиальной линии передачи (КИЛ) и способ получения коэффициента отражения РПМ при помощи фильтра с последующей нормировкой на меру полного отражения. На рис. 1 приведена фотография прототипа КИЛ для проведения измерений комплексного коэффициента отражения и испытания на высокую мощность одиночных образцов РПМ с размерами основания 500×500 мм.



Рис. 1. Фотография прототипа КИЛ для измерения одиночных образцов РПМ

При проведении экстракции измеренных данных применяют фильтр с фиксированной полосой пропускания, что неизбежно влечет наличие в полосе пропускания паразитных отражений от неоднородностей, проявляющихся с ростом частоты.

В статье представлен модифицированный способ эффективного исключения параметра измерительного приспособления фильтром с переменной полосой пропускания.

Квадратная коаксиальная измерительная линия передачи

Установка для измерений коэффициента отражения РПМ в диапазоне частот от десятка до нескольких сотен мегагерц представляет собой квадратную коаксиальную линию передачи. КИЛ состоит из: разъема стандартного сечения для подключения векторного анализатора цепей (ВАЦ); участка плавного перехода от волнового сопротивления ВАЦ к волновому сопротивлению линейного участка линии передачи; участка квазиоднородной линии передачи с волновым сопротивлением 60 Ом и оконечной нагрузки в виде пластины короткого замыкания. Участок квазиоднородной линии передачи содержит диэлектрические опоры, обеспечивающие положение центрального проводника относительно внешнего проводника квадратной коаксиальной линии передачи. Диэлектрические опоры состоят из радиопрозрачного материала с полным заполнением между внешним и центральным проводниками.

На рис. 2 приведено продольное сечение квадратной коаксиальной измерительной линии передачи с расположением диэлектрических опор вдоль линейного участка КИЛ.

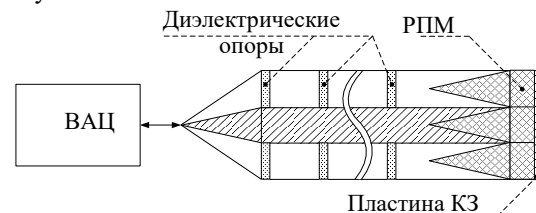


Рис. 2. Продольное сечение КИЛ с диэлектрическими опорами

Длина линейного участка равна длине волны на частоте достоверных данных измерения коэффициента

ента отражения РПМ. Исследуемый образец радиопоглощающего материала устанавливается непосредственно на пластину короткого замыкания. На рис. 3 приведена фотография нагрузки КИЛ в виде РПМ, установленного на пластину короткого замыкания.



Рис. 3. Фотография нагрузки в виде РПМ, размещенного в полноразмерную КИЛ

Математическая модель квадратной коаксиальной измерительной линии передачи

КИЛ состоит из основных блоков, которые можно представить как каскадное подключение четырехполюсников. Полную математическую модель можно получить посредством матриц передачи. На рис. 4 приведена функциональная схема КИЛ без нагрузки.

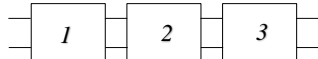


Рис. 4. Функциональная схема КИЛ без нагрузки:

1 – входная цепь с волновым сопротивлением генератора; 2 – трансформатор поперечного сечения и волнового сопротивления; 3 – линейный участок измерительной линии передачи

Воспользуемся аппаратом матриц передачи [4] при каскадном подключении четырехполюсников для описания функциональной схемы измерительной линии передачи, как показано в формуле (1):

$$\mathbf{T}_{\text{КИЛ}} = \prod_i \mathbf{T}_i, \quad (1)$$

где \mathbf{T}_i – матрица передачи отдельной i -й секции измерительной линии передачи; $\mathbf{T}_{\text{КИЛ}}$ – матрица передачи квадратной коаксиальной измерительной линии передачи.

Тогда отдельно взятый участок линии передачи можно записать в виде выражения (2):

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \cosh(\dot{\gamma}L) + A \times \frac{\sinh(\dot{\gamma}L)}{2} & -B \times \frac{\sinh(\dot{\gamma}L)}{2} \\ B \times \frac{\sinh(\dot{\gamma}L)}{2} & \cosh(\dot{\gamma}L) - A \times \frac{\sinh(\dot{\gamma}L)}{2} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $A = \left(\frac{Z_l}{Z_0} + \frac{Z_0}{Z_l} \right)$; $B = \left(\frac{Z_l}{Z_0} - \frac{Z_0}{Z_l} \right)$; Z_0 – волновое сопротивление генератора, Ом; Z_l – волновое сопротивление участка линии передачи, Ом; L – длина участка линии передачи, м; $\dot{\gamma} = \alpha_{\text{диэл.}} + j\beta$ – постоянная распространения линии передачи.

Постоянную распространения, с учетом потерь в диэлектрике можно записать в виде выражения (3):

$$\dot{\gamma} = 2\pi f \sqrt{\frac{\dot{\epsilon} \cdot \dot{\epsilon}_0 \cdot \dot{\mu} \cdot \dot{\mu}_0}{2}} \times \sqrt{1 - \text{tg} \left[\frac{\text{Im}(\dot{\epsilon})}{\text{Re}(\dot{\epsilon})} \right]} \times \text{tg} \left[\frac{\text{Im}(\dot{\mu})}{\text{Re}(\dot{\mu})} \right] - 1 + j \times \frac{2\pi f}{c} \times \sqrt{\dot{\epsilon} \cdot \dot{\mu}}, \quad (3)$$

где $\dot{\epsilon}$ – комплексная относительная диэлектрическая проницаемость; $\dot{\mu}$ – комплексная относительная магнитная проницаемость; f – частота, Гц; c – скорость света в вакууме, м/с.

Выражение (4) описывает потери в металле:

$$\alpha_{\text{мет.}} = \frac{1,987 \cdot \sqrt{f} \cdot 10^{-3}}{\sqrt{\sigma} \cdot 120\pi d} \times \sqrt{\dot{\epsilon} \cdot \dot{\mu}}, \quad (4)$$

где σ – удельная поверхностная проводимость проводника, См; d – размер центрального проводника квадратной коаксиальной линии передачи, м.

Результирующее выражение для описания частотных характеристик квадратной коаксиальной линии передачи можно представить в виде выражения (5):

$$\mathbf{T}_{\text{КИЛ}} = \mathbf{T}_{Z=50 \text{ Ом}} \times \prod_{i=0}^{i=N} \left(\mathbf{T}_{Z_i=50+i \frac{10}{N}} \right) \times \prod_i \left(\mathbf{T}_{\text{д.опора}} \cdot \mathbf{T}_{Z=60 \text{ Ом}} \right), \quad (5)$$

где $\mathbf{T}_{Z=50 \text{ Ом}}$ – матрица передачи коаксиального перехода с волновым сопротивлением 50 Ом; $Z_i = 50 + i \frac{10}{N}$ – изменение волнового сопротивления ступенчатого трансформатора; $\mathbf{T}_{\text{д.опора}}$ – матрица передачи диэлектрической опоры; $\mathbf{T}_{Z=60 \text{ Ом}}$ – матрица передачи линейного участка линии передачи с волновым сопротивлением 60 Ом.

Аналогичным выражению (5) можно математически описать частотные характеристики РПМ в виде формулы (6) через ступенчатое изменение комплексной диэлектрической проницаемости от воздуха до диэлектрической проницаемости диэлектрика с электрическими потерями.

$$\mathbf{T}_{\text{РПМ}} = \prod_{i=0}^{i=N} \mathbf{T}(\dot{\epsilon}_i). \quad (6)$$

Комплексный коэффициент отражения РПМ можно получить из формулы (7):

$$\dot{\Gamma}_{\text{РПМ}} = \frac{(\mathbf{T}_{\text{РПМ}})_{2,1} + (\mathbf{T}_{\text{РПМ}})_{2,2} \times \dot{\Gamma}_{\text{КЗ}}}{(\mathbf{T}_{\text{РПМ}})_{1,1} + (\mathbf{T}_{\text{РПМ}})_{1,2} \times \dot{\Gamma}_{\text{КЗ}}}, \quad (7)$$

где $\dot{\Gamma}_{\text{КЗ}}$ – комплексный коэффициент отражения пластины короткого замыкания, $\dot{\Gamma}_{\text{КЗ}} = -1$; $\mathbf{T}_{\text{РПМ}}$ – матрица передачи РПМ при каскадном соединении диэлектриков с потерями.

Структура рассчитываемого РПМ представлена на рис. 5.

Волновое сопротивление сечения квадратной коаксиальной линии передачи можно найти с помощью выражения

$$Z_l = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon}} \times \frac{1}{4 \left(\frac{2d}{D-d} + 0,558 \right)}, \quad (8)$$

где D – размер стороны квадрата внешнего проводника квадратной коаксиальной линии передачи, м.

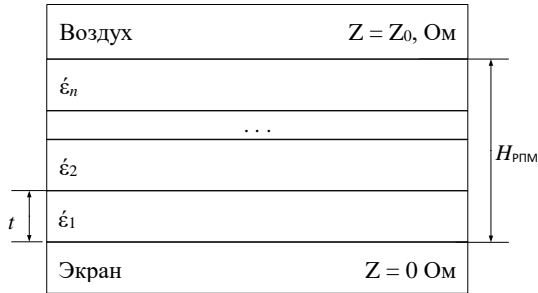


Рис. 5. Представление РППМ в виде ступенчатого изменения комплексной относительной диэлектрической проницаемости; t – толщина одного слоя; n – количество слоев; $H_{РППМ}$ – высота исследуемого образца РППМ

На рис. 6 представлена схема измерительной установки в виде потокового графа измерительной системы. В данном случае ВАЦ с учтенными систематическими ошибками.

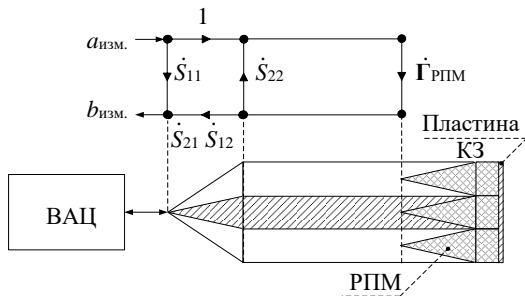


Рис. 6. Функциональная схема КИЛ.

Приемники волн: $a_{изм}$ – падающей; $b_{изм}$ – отраженной; $S_{n,m}$ – параметры рассеяния КИЛ

Согласно рис. 6, параметрами измерительного приспособления являются параметры рассеяния КИЛ, которые можно исключить при помощи фильтрации с последующей нормировкой на меру полного отражения. На рис. 7 представлен потоковый граф измерительной системы после фильтрации измеренного коэффициента отражения КИЛ.



Рис. 7. Потоковый граф измерительной системы: g – комплексная импульсная характеристика фильтра; $(*)$ – символ свертки

Выражение, описывающее получение коэффициента отражения РППМ при помощи фильтрации измеренных данных фильтром с фиксированной полосой пропускания [5] с последующей нормировкой и переносом опорной плоскости, можно записать в следующем виде:

$$\dot{\Gamma}(f)_{РППМ} = \frac{\dot{g} * \dot{\Gamma}_{изм}(f)_{РППМ}}{\dot{g} * \dot{\Gamma}_{изм}(f)_{КЗ}} \cdot e^{-j \times \left[\frac{4\pi H_{РППМ} f}{c} - \pi \right]}, \quad (9)$$

где $\dot{\Gamma}_{изм}(f)_{РППМ}$ – измеренный комплексный коэффициент отражения КИЛ с радиочастотным поглотителем, раз; $\dot{\Gamma}_{изм}(f)_{КЗ}$ – измеренный комплексный коэффициент отражения КИЛ с пластиной короткого замыкания как эталон отражательной способности, раз; $\dot{\Gamma}(f)_{РППМ}$ – комплексный коэффициент отражения от РППМ, раз; g – комплексная импульсная характеристика фильтра с фиксированной полосой пропускания.

При проведении фильтрации полоса фильтра выбирается согласно правилу: длина линейного участка не меньше длины волны для каждой частотной точки [6], как показано на рис. 8.

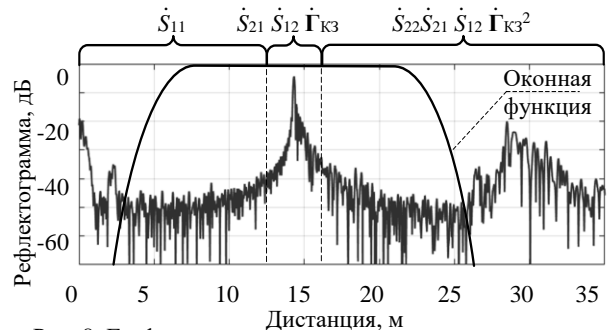


Рис. 8. Графическое представление полосы пропускания фильтра на рефлектограмме [5]

Из преимуществ применения фильтрации измеренных данных с последующей нормировкой на меру полного отражения можно отметить следующие: для реализации алгоритма необходимо минимальное количество мер, возможность применения алгоритма в трактах нестандартного сечения для получение достоверных результатов измерения коэффициента отражения РППМ.

Недостатком алгоритма является применение фильтра с фиксированной полосой пропускания, что в задаче фильтрации широкополосных устройств влечет ошибки обработки измеренных данных. Под широкополосностью понимается коэффициент перекрытия по частоте больше 1,25 [7]. При выборе полосы пропускания фильтра нужно учитывать тот факт, что минимальная полоса пропускания соответствует длине волны на нижней частоте измерений, а минимальная полоса пропускания ограничена удвоенной высотой образца РППМ, положение центра окна соответствует положению пластины короткого замыкания.

Описанный метод обработки измеренных данных не позволяет эффективно подавлять отражения,

возникающие с ростом частоты и попадающие в полосу пропускания фильтра, что является основанием к разработке модифицированного метода обработки измеренных данных КИЛ, нагруженную на РПМ.

Экстракция результатов измерений фильтром с переменной полосой пропускания

Существует класс фильтров с переменными параметрами, или адаптивные фильтры [8, 9]. Особенностью адаптивных фильтров является наличие в качестве обратной связи сигнала ошибки и известный желаемый результат. В данном случае характеристики радиопоглощающего материала заранее не известны. Перед разработкой нового метода обработки измеренных данных необходимо сформировать требования к разрабатываемому фильтру с переменной полосой пропускания. Фильтр должен обладать следующими свойствами: параметры фильтра должны меняться в зависимости от входных данных на каждой частоте измерения; в качестве переменных параметров могут выступать ширина окна и коэффициент прямоугольности; центр полосы пропускания фильтра остается фиксированным и равным положению пластины короткого замыкания.

Функциональную схему предложенного фильтра можно представить в виде свертки измеренных данных с переменной импульсной характеристикой, как показано на рис. 9.

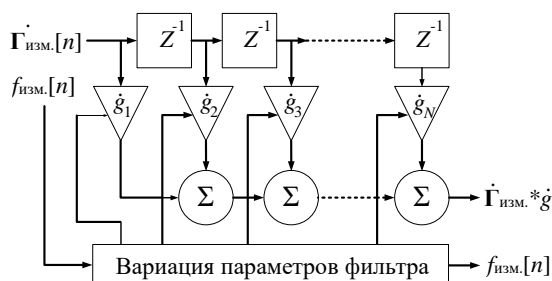


Рис. 9. Функциональная схема фильтра с переменной полосой пропускания: \hat{g}_i – варьируемые члены импульсной характеристики фильтра

Верификацию предложенного алгоритма экстракции измеренных данных можно провести на основе математического моделирования КИЛ, нагруженную на рассогласованную нагрузку.

Моделирование измерительной системы и анализ полученных результатов

На основе формул (1)–(9) построена математическая модель измерительной системы, состоящей из следующих модулей: КИЛ с длиной линейного участка, равной 10 м, и диэлектрическими опорами каждые 1 м; в качестве нагрузки выступает математическая модель рассогласованной нагрузки. Пространство на расстоянии 2,8 м от пластины короткого замыкания не имеет диэлектрических опор. Диэлектрическая проницаемость диэлектрических опор была выбрана равной 1,04, что соответствует пенополистиролу [10].

Ниже представлены результаты обработки двумя алгоритмами экстракции результатов моделирования КИЛ, нагруженной на рассогласованные нагрузки с

переменным коэффициентом отражения, меняющимся от -50 до 0 дБ.

Оценку эффективности работы предложенного алгоритма экстракции результатов измерения можно провести посредством определения невязки математической обработки результатов моделирования или измерения и известной характеристики нагрузки. Невязку можно определить по следующей формуле:

$$e(\hat{\Gamma}) = z(\hat{\Gamma}) - \hat{z}(\hat{\Gamma}), \quad (10)$$

где $z(\hat{\Gamma})$ – коэффициент отражения РПМ, полученный посредством предложенного алгоритма, раз; $\hat{z}(\hat{\Gamma})$ – известная характеристика РПМ, раз.

Зависимость невязки модуля (МКО) и фазы (ФКО) коэффициента отражения рассогласованной нагрузки приведены на рис. 10–11. В качестве значения невязки выбиралось худшее значение в полосе моделирования от 30 до 1000 МГц.

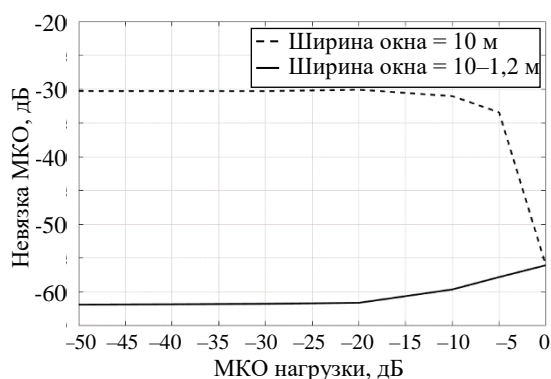


Рис. 10. Сравнительные графики невязки модуля коэффициента отражения РПМ

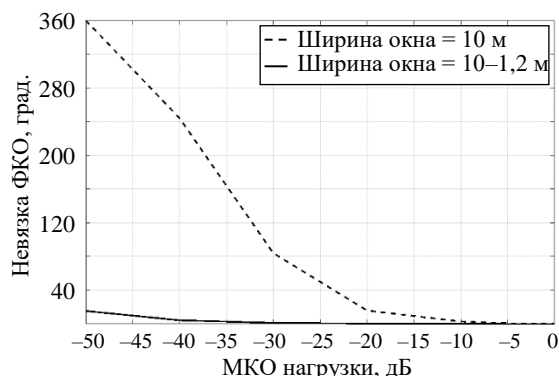


Рис. 11. Сравнительные графики невязки фазы коэффициента отражения РПМ

Исходя из рис. 10, можно заключить, что разработанный метод экстракции результатов измерения коэффициента отражения РПМ минимизирует погрешность обработки измеренных данных не хуже чем на 25 дБ по модулю коэффициента отражения.

Согласно рис. 11, предложенный метод позволяет обеспечить доверительный интервал обработки измеренных данных по фазе коэффициента отражения ± 8 град в диапазоне коэффициента отражения нагрузки от -50 до 0 дБ. С ростом частоты растут невязка модуля и фазы коэффициента отражения.

На рис. 12, 13 представлены сравнительные графики модуля и фазы коэффициента отражения измеренного РПМ в квадратной коаксиальной линии передачи, обработанного при помощи двух алгоритмов экстракции результатов измерения: фильтром с фиксированной полосой пропускания и фильтром с переменной полосой пропускания. Характеристики РПМ, представленные на рис. 12, 13, были получены в результате математического моделирования по формулам (6), (7), а обработка проводилась на основе измеренных данных.

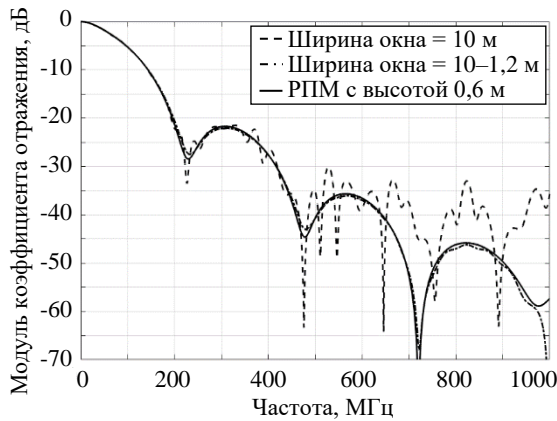


Рис. 12. Сравнительные графики модуля коэффициента отражения различных алгоритмов экстракции коэффициента отражения РПМ

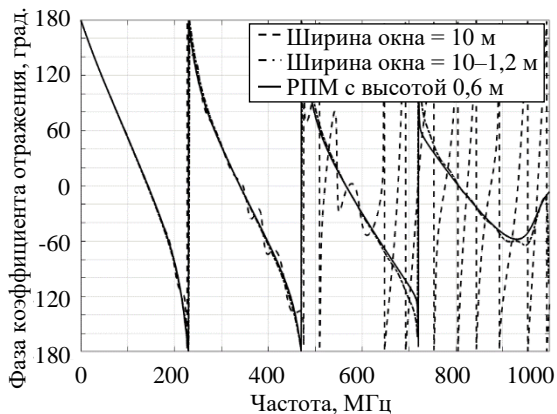


Рис. 13. Сравнительные графики фазы коэффициента отражения различных алгоритмов экстракции коэффициента отражения РПМ

Как видно из рис. 12, 13, с ростом частоты наблюдается влияние неоднородностей, попавших в полосу фильтра, на результат экстракции измеренных данных модуля и фазы коэффициента отражения РПМ.

Заключение

В данной работе представлена экстракция результатов измерения в КИЛ фильтром с переменной полосой пропускания. Применение фильтра с переменной полосой пропускания исключает отражения, которые попадают в область полосы пропускания при классическом методе фильтрации, вследствие чего минимизируется ошибка измерений в широкой полосе частот.

Предложенный метод актуален для установок по измерению электрических параметров материалов,

когда отклики на верхней и нижней частотах отличаются в несколько раз.

Литература

1. IEEE. IEEE recommended practice for radio-frequency (RF) absorber evaluation in the range of 30 MHz to 5 GHz // Technical report, IEEE Std 1128-1998. – 1998. – Vol. 1. – 68 p.
2. Измерение объемных радиопоглощающих материалов в квадратной коаксиальной линии передачи / С.А. Подлиннов, А.В. Фатеев, И.А. Резаев, Д.В. Шерстюк, С.И. Разгуляев // Матер. конф. «Метрология в радиоэлектронике», Менделеево, 21–23 сентября 2021 г. – Менделеево: ФГУП ВНИИФТРИ, 2021. – С. 97–101.
3. Квадратная коаксиальная измерительная линия передачи / С.А. Подлиннов, А.В. Фатеев, И.А. Резаев, В.Д. Турнаев, А.Ю. Любимов // Метрология в радиоэлектронике. – 2023. – С. 118–124.
4. Силаев М.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств / М.А. Силаев, С.Ф. Брянцев. – М.: Сов. радио, 1970. – 248 с.
5. Dunsmore J.P. Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques. – John Wiley & Sons, 2020. – 637 p.
6. Rectangular Coaxial Line for RF Absorber Measurements / S.A. Podlinnov, A.V. Fateev, S.I. Razgulyaev, I.A. Rezaev, D.V. Sherstyuk and A.O. Semkin, // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – Divnomorskoe: IEEE Xplore, 2023. – P. 112–115.
7. Зарубежные радиоэлектронные средства: в 4 кн. // под ред. Ю.М. Перунова. – Кн. 3: Антенны. – М.: Радиотехника, 2010. – 400 с.
8. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. – М.: Техносфера, 2022. – 529 с.
9. Джиган В.И. История, теория и практика адаптивной обработки сигналов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2012. – № 1. – С. 30–37.
10. Light Weight Concrete by Using Eps Beads / A.S. Moon, L.S. Selokar, A.I. Patle, D.S. Bhojar, S.D. Kowale, S.S. Quaz // International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET). – 2020. – Vol. 7. – P. 2345–2351.

Подлиннов Сергей Александрович

Ст. преп. каф. радиоэлектроники и систем связи (РСС) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0001-5099-1752
Тел.: +7-952-808-17-35
Эл. почта: spodlinnov@gmail.com

Фатеев Алексей Викторович

Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. РСС ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0000-0003-4068-3590
Тел.: +7 (382-2) 41-33-65
Эл. почта: fateev@tusur.ru

Растрьгин Даниил Сергеевич

Ассистент каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) ТУСУРа Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID: 0009-0004-0144-8349
Тел.: +7-913-879-87-88
Эл. почта: daniil.rastrygin@tusur.ru

Podlinnov S.A., Fateev A.V., Rastrygin D.S.

Extraction of measurement results for the complex reflectivity of a radio-absorbing material using a filter with a variable bandpass

The article presents a modified method for extracting the results of measuring the complex reflection coefficient of radio-absorbing materials in a square coaxial measuring transmission line using a filter with a variable bandpass.

Keywords: variable bandpass filter, square coaxial transmission line, complex reflection coefficient.

DOI: 10.21293/1818-0442-2024-27-3-42-47

References

1. IEEE. IEEE recommended practice for radio-frequency (RF) absorber evaluation in the range of 30 MHz to 5 GHz. *Technical Reports, IEEE Standards*, 1128-1998, 1998, vol. 1, 68 p.
2. Podlinnov S.A., Fateev A.V., Rezaev I.A., Sherstyuk D.V., Razgulyaev S.I. [Measurement of volumetric radio-absorbing materials in a square coaxial transmission line]. *Proceedings of the Conference "Metrology in Radio Electronics. Mendeleev, September*, 21–23, 2021, – Mendeleev: FSUE VNIIFTRI, pp. 97–101 (in Russ.).
3. Podlinnov S.A., Rezaev I.A., Fateev A.V., Turnaev V.D., Lyubimov A.Yu. [Square coaxial measuring transmission line]. *Metrology in Radio Electronics*, 2023, pp. 118–124 (in Russ.).
4. Silaev M.A., Bryantsev S.F. [Application of Matrices and Graphs to the Analysis Microwave Devices]. Moscow, Sov. Radio, 1970. 248 p. (in Russ.).
5. Dunsmore J. P. [Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques]. John Wiley & Sons, 2020, 637 p.
6. Podlinnov S.A., Fateev A.V., Razgulyaev S.I., Rezaev I.A., Sherstyuk D.V., Semkin A.O. [Rectangular Coaxial Line for RF Absorber Measurements]. 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW), Divnomorskoe, IEEE Xplore, 2023, pp. 112–115.
7. Perunov Yu.M. [Foreign Electronic Equipment]. Book 3: Antennas. Moscow, Radio Engineering, 2010, 400 p. (in Russ.).

8. Dzhigan V.I. [Adaptive Signal Filtering: Theory and Algorithms]. Moscow, Tekhnosfera, 2013. 529 p. (in Russ.).

9. Dzhigan V.I. [History, Theory and Practice of Adaptive Signal Processing]. *Problems of Development of Promising Micro- and Nanoelectronic systems*, 2012, no.1, pp. 30–37.

10. Moon A.S., Selokar L.S., Patle A.I., Bhoyar D.S., Kowale S.D., Quaz S.S. [Light Weight Concrete by Using Eps Beads]. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, 2020, vol. 7, pp. 2345–2351.

Sergey A. Podlinnov

Senior Lecturer, Department of Radioelectronics and Communication Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0001-5099-1752
Phone: +7-952-808-17-35
Email: spodlinnov@gmail.com

Alexey V. Fateev

Candidate of Sciences in Engineering, Associate Professor, Head of the Department of Radioelectronics and Communication Systems, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0000-0003-4068-3590
Phone: +7 3822 41 33 65
Email: fateev@tusur.ru

Daniil S. Rastrygin

Assistant, Department of Microwave and Quantum Radio Engineering, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
ORCID: 0009-0004-0144-8349
Phone: +7-913-879-87-88
Email: daniil.rastrygin@tusur.ru