

Научная статья

УДК 621.373.7

<https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-5-62-68>

Измерение волнового сопротивления микрополосковой линии векторным анализатором цепей

Елена Александровна Лупанова¹, Сергей Михайлович Никулин²✉

^{1, 2} Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Нижний Новгород, Россия

¹elupanova@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0001-6389-9939>

²nikulin-serg2006@yandex.ru✉, <https://orcid.org/0000-0003-3906-8371>

Аннотация. Предложен способ измерения волнового сопротивления микрополосковой линии передачи векторным анализатором цепей. Проблема определения частотной зависимости волнового сопротивления микрополосковой линии актуальна для создания схемных моделей электронных компонентов и touchstone-файлов в виртуальном полосковом канале со стандартным волновым сопротивлением 50 Ом. Схемные модели компонентов и файлы используются в системах автоматизированного проектирования интегральных микроволновых устройств. Задачу измерения векторным анализатором цепей во всём частотном диапазоне работы предложено решить LTR-методом. По результатам измерений анализатором цепей в коаксиальном канале S-параметров и коэффициентов отражения двух отрезков короткой и электрически длинной микрополосковой линий передачи определены фазовая скорость и коэффициент затухания электромагнитной волны, распространяющейся в полосковой линии передачи, а также трансформированные s-параметры двух искажающих адаптеров, моделирующие области контакта коаксиальных и полосковых линий. В диапазоне 0,02–2,00 ГГц волновое сопротивление найдено по коэффициентам отражения со стороны коаксиальных портов искажающих адаптеров в двух фиксированных частотных точках, в которых реактивная ёмкостная составляющая комплексного волнового сопротивления компенсируется индуктивностью областей контакта коаксиальной и полосковой линий. Частотная зависимость действительной части волнового сопротивления, проходящая через эти частотные точки, в диапазоне частот работы анализатора цепей определена с помощью схемной модели микрополоскового стандарта Битти в системе автоматизированного проектирования NI AWR Design Environment. Модель этого стандарта линии с воздушным участком между двумя отрезками полосковых линий с изоляционным основанием получена с помощью схемного аналога MLIN, адекватного физическому прототипу линии. Актуальность измерения волнового сопротивления микрополосковой линии векторным анализатором цепей показана на примере идентификации собственных параметров чип-резисторов.

Ключевые слова: микрополосковая линия, волновое сопротивление, эффективная диэлектрическая проницаемость, S-параметры, векторный анализатор цепей, LTR-метод, стандарт Битти, система автоматизированного проектирования, схемная модель, чип-резистор

Для цитирования: Лупанова Е. А., Никулин С. М. Измерение волнового сопротивления микрополосковой линии векторным анализатором цепей // Измерительная техника. 2022. № 5. С. 62–68. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2022-5-62-68>

Measurement of the impedance of a microstrip line with a vector network analyzer

Elena A. Lupanova¹, Sergey M. Nikulin²✉

^{1, 2} Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

¹elupanova@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0001-6389-9939>

²nikulin-serg2006@yandex.ru✉, <https://orcid.org/0000-0003-3906-8371>

Abstract. A method for measuring the wave impedance of a microstrip transmission line with a vector network analyzer is proposed. The problem of determining the frequency dependence of the wave impedance of a microstrip line is relevant for creating circuit models of electronic components and touchstone files in a virtual strip channel with a standard wave impedance of 50 Ohm, used in computer-aided design systems for integrated microwave devices. The problem of measuring with a vector network analyzer in the entire frequency range of the device operation is proposed to be solved by the LTR method. This method makes it possible to determine, from the results of measurements by a network analyzer in a coaxial channel, the S-parameters and reflection coefficients of two segments: a short and an electrically long microstrip transmission line: phase velocity and attenuation coefficient of electromagnetic waves propagating in a stripline transmission line; transformed s-parameters of distorting adapters, simulating the contact areas of coaxial and strip lines. In the range from 0.02–2.00 GHz, the impedance is determined by the reflection coefficients from the side of the coaxial ports of the distorting adapters at two fixed frequency points. At these frequency points, the reactive capacitive component of the complex wave impedance is compensated by the inductance of the contact areas of the coaxial and strip lines. The frequency dependence of the real part of the wave impedance passing through the frequency points in the frequency range

of the network analyzer is obtained using the circuit model of the Beatty microstrip standard in the NI AWR Design Environment computer-aided design system. The model of this standard for a line with an air section between two segments of strip lines with an insulating base was obtained using a circuit analog of MLIN, which is adequate to the physical prototype of the line. The relevance of measuring the wave impedance of a microstrip line with a vector network analyzer is shown by the example of identifying the intrinsic parameters of chip resistors.

Keywords: microstrip line, impedance, effective permittivity, S-parameters, vector network analyzer, LTR method, Beatty standard, computer-aided design system, circuit model, chip resistor

Введение. При определении собственных параметров схемных моделей электронных компонентов в микрополосковых линиях передачи по результатам измерения S-параметров компонентов необходимо исключать негативное влияние искажающих адаптеров, используемых для подключения объектов к анализаторам цепей с коаксиальными соединителями. Волновое сопротивление микрополосковой линии передачи, в которую устанавливается контролируемый электронный компонент, является неизвестным частотно-зависимым параметром. Собственные параметры схемных моделей электронных компонентов связаны с реальной частью комплексного волнового сопротивления $\text{Re}[\dot{Z}_B(f)]$, мнимую часть $\text{Im}[\dot{Z}_B(f)]$ обычно не принимают во внимание ввиду её малости (не более 1,2 Ом), и далее для упрощения записи действительную часть обозначим $Z_B(f)$.

Частотная зависимость $Z_B(f)$ микрополосковой линии определяется её конструкцией, геометрией поперечного сечения, относительной диэлектрической проницаемостью изоляционного основания и другими факторами, которые не поддаются точному оцениванию и аналитическому моделированию. В работе [1] предложена аналитическая модель волнового сопротивления. Параметры этой модели в принципе можно установить в процессе сверхвысокочастотных (СВЧ) измерений, однако пока невозможно установить достоверность получаемых оценок, поскольку параметры модели предлагается находить оптимизацией целевых функций на основе измерительной информации, которую нельзя верифицировать и стандартизировать.

Электронный компонент как неоднородность в линии передачи вызывает локальное возмущение зондирующей электромагнитной волны, связанное с возникновением нераспространяющихся волн высших типов. Причём характер возмущения определяется и электронным компонентом, и линией передачи, в которую он установлен. В этой связи возникает вопрос о правомерности поиска собственных параметров электронных компонентов, инвариантных к линиям передачи.

Цель настоящего исследования – разработать способ измерения волнового сопротивления микрополосковых линий передачи векторным анализатором цепей в широком диапазоне частот. При этом данный способ должен иметь логическую основу, доказательную базу и высокую точность получаемых оценок. Для достижения поставленной цели в настоящей статье следует решить следующие задачи: предложить широкополосный метод измерения фазовой скорости и коэффициента затухания электромагнитной

волны в микрополосковой линии передачи и s-параметров искажающих адаптеров; разработать способ измерения волнового сопротивления векторным анализатором цепей в частотных точках в низкочастотной части СВЧ-диапазона; получить частотную зависимость волнового сопротивления в широком диапазоне частот, проходящую через найденные частотные точки в низкочастотной части СВЧ-диапазона; показать эффективность и целесообразность использования полученного инструментальными методами волнового сопротивления для идентификации параметров схемных моделей электронных компонентов; оценить правомерность поиска собственных параметров электронных компонентов, инвариантных к линиям передачи и контактными площадкам.

LTR-метод измерения S-параметров электронных компонентов. LTR-метод отличается от известного TRL-метода [2] принципиально иным способом измерения S-параметров электронных компонентов в микрополосковой линии передачи и лишён главного недостатка TRL-метода, обусловленного ограничением диапазона частот, в котором определяются искомые параметры. В LTR-методе реализована новая процедура определения S-параметров искажающих адаптеров и постоянной распространения – соответственно фазовой скорости $v(f)$ и коэффициента затухания $\alpha(f)$ электромагнитной волны в линии передачи. Использование электрически длинной микрополосковой линии передачи в L-соединении коаксиально-полосковых переходов позволяет сначала найти коэффициенты отражения со стороны коаксиальных портов адаптеров на массиве базовых точек во всём диапазоне работы анализатора цепей, а затем и все S-параметры адаптеров и постоянную распространения электромагнитной волны на всех рабочих частотах прибора. Верхняя граница частотного диапазона применения LTR-метода определяется условиями распространения основного типа электромагнитной волны в микрополосковой линии передачи. Метод характеризуется минимальным комплектом полосковых калибровочных мер. Калибровочный набор состоит из микрополосковых линий: электрически длинной в L-соединении и короткой в T-соединении переходов. R-соединение каждого из переходов образуется подключением к нему короткой (рис. 1) либо длинной линии.

Реактивные сопротивления X_a , X_b искажающих адаптеров A, B обозначают области контакта коаксиальной и полосковой линий, каждый адаптер образован коаксиально-полосковым переходом и отрезком микрополосковой линии длиной $l/2$ либо $L/2$ (см. рис. 1).

Коэффициенты отражения $S_{11}^a(f)$, $S_{11}^b(f)$ со стороны коаксиальных портов искажающих адаптеров вначале определяют на массиве частотных точек f_n , $n=1, 2, \dots$, по результатам измерений S -параметров L - и T -соединений переходов из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} S_{11}^a(f_n) &= \frac{S_{11}^L S_{12}^T - S_{11}^T S_{12}^L T(f_n)}{S_{12}^T - S_{12}^L T(f_n)}, \\ S_{11}^b(f_n) &= \frac{S_{22}^L S_{21}^T - S_{22}^T S_{21}^L T(f_n)}{S_{21}^T - S_{21}^L T(f_n)}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Волновую функцию $T(f_n) = \exp(-i\gamma\Delta L)$ (γ – постоянная распространения электромагнитной волны в полосковой линии; $\Delta L = L - l$ – разность длин отрезков линий в L - и T -соединениях) получают дифференциально-фазовым методом [3] из отношения коэффициентов передачи $T(f_n) = S_{21}^L(f_n)/S_{21}^T(f_n)$, при котором аргумент $T(f_n)$ принимает значения $\pm\pi/2$. Затем на массиве частотных точек выполняется кусочная интерполяция всего диапазона сплайнами Акимы [4], в результате которой находят коэффициенты отражения $S_{11}^a(f)$, $S_{11}^b(f)$ во всём диапазоне частот. Остальные параметры искажающих адаптеров определяют из соотношений

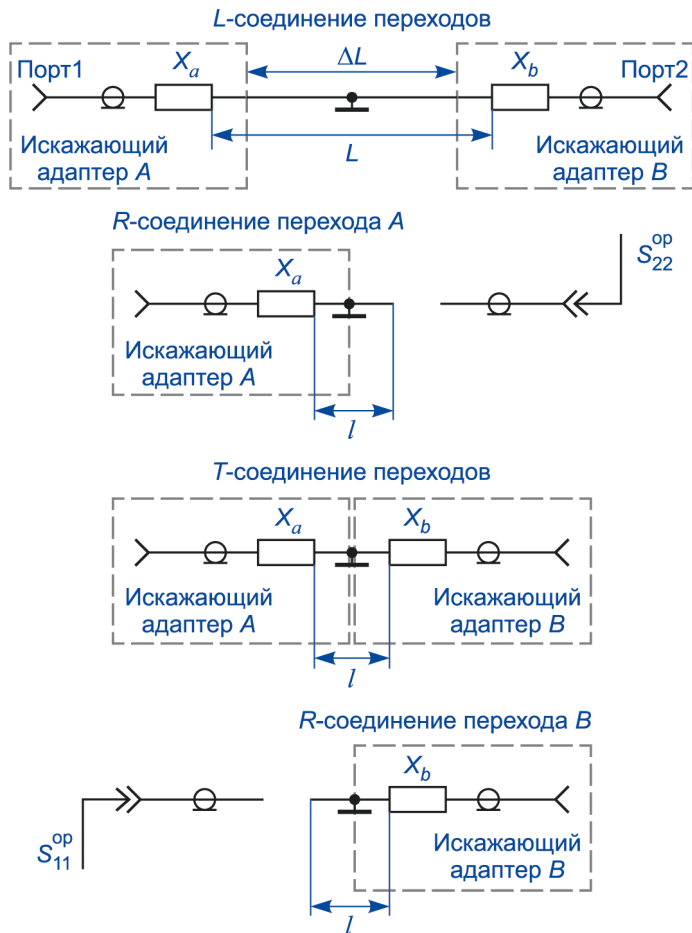


Рис. 1. Схема L -, T - и R -соединений переходов в LTR-методе

Fig. 1. Scheme of L -, T -, and R -junction connections in the LTR-method

$$\left. \begin{aligned} S_{22}^a &= K(S_{22}^T - S_{11}^b)/S_{12}^T; \\ S_{22}^b &= (S_{11}^T - S_{11}^a)/(KS_{12}^T); \\ S_{21}^a S_{12}^a &= KS_{21}^T(1 - S_{22}^a S_{22}^b); \\ S_{21}^b S_{12}^b &= S_{12}^T(1 - S_{22}^a S_{22}^b)/K; \\ S_{21}^a S_{12}^b &= S_{21}^T(1 - S_{22}^a S_{22}^b); \\ S_{21}^b S_{12}^a &= S_{12}^T(1 - S_{22}^a S_{22}^b). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Коэффициент K в (2) рассчитывают с учётом результатов измерений коэффициентов отражения R -соединения переходов:

$$\left. \begin{aligned} \Gamma_a &= \frac{S_{11}^R - S_{11}^a}{S_{11}^R S_{22}^a - S_{11}^a S_{22}^a + S_{21}^a S_{12}^a}; \\ \Gamma_b &= \frac{S_{22}^R - S_{11}^b}{S_{22}^R S_{22}^b - S_{11}^b S_{22}^b + S_{21}^b S_{12}^b}; \\ K &= \sqrt{\frac{\Gamma_b(S_{11}^R - S_{11}^a)(1 - S_{22}^a \Gamma_a)}{\Gamma_a(S_{22}^R - S_{11}^b)(1 - S_{22}^b \Gamma_b)}}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Последний шаг вычислительной процедуры поиска S -параметров искажающих адаптеров – определение точного значения волновой функции $T(f)$

$$\left. \begin{aligned} T(f) &= \frac{S_{21}^L(f) S_{12}^a S_{21}^b}{S_{22}^a (S_{22}^b \det S^L - S_{11}^L \det S^b) + (\det S^b - S_{22}^L S_{22}^b) \det S^a}; \\ \det S^a &= S_{11}^a S_{22}^a - S_{21}^a S_{12}^a; \det S^b = S_{11}^b S_{22}^b - S_{21}^b S_{12}^b; \\ \det S^L &= S_{11}^L S_{22}^L - S_{21}^L S_{12}^L \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

и получение нового массива частотных точек f_n , при котором аргумент $T(f_n)$ принимает значения $\pm\pi/2$. Итерационная процедура поиска S -параметров искажающих адаптеров (1)–(4) быстро сходится. На первом шаге итерационного процесса параметр K следует приравнять единице, на четвёртом шаге поиск искомых параметров можно остановить.

Фазовую скорость, коэффициент затухания электромагнитной волны в микрополосковой линии передачи и относительную эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{эфф}$ находят из соотношений

$$\left\{ \begin{aligned} v(f) &= -2\pi f \Delta L / \arg[T(f)]; \\ \alpha(f) &= -\ln|T(f)| / \Delta L; \\ \epsilon_{эфф}(f) &= [v_0 / v(f)]^2. \end{aligned} \right.$$

Исключение из результатов измерений S -параметров искажающих адаптеров выполняется с помощью известной процедуры [1, 2].

Измерение волнового сопротивления в диапазоне 0,02–2,00 ГГц. Волновое сопротивление $Z_{\text{в}}$ является комплексной величиной в силу конечной проводимости плёнки

проводника микрополосковой линии и отличного от нуля тангенса угла диэлектрических потерь изоляционного основания [5]:

$$\dot{Z}_B = Z_B - iZ_B[R_1/(\omega L_1) - G_1/(\omega C_1)]/2,$$

где $Z_B = \sqrt{L_1/C_1}$; L_1 , C_1 , R_1 , G_1 – соответственно индуктивность, ёмкость, сопротивление и проводимость лестничной эквивалентной схемы линии с распределёнными параметрами [3].

В области контакта коаксиально-полоскового перехода с полосковой линией возникает возмущение электромагнитного поля, которое можно интерпретировать как неоднородность индуктивного характера. Существуют две дискретные частоты f_1 , f_2 , при которых наблюдается полная компенсация ёмкостной составляющей волнового сопротивления индуктивной неоднородностью области контакта. Этот эффект можно обнаружить с помощью LTR-метода в частотной зависимости коэффициентов отражения $S_{11}^a(f)$ и $S_{11}^b(f)$ со стороны коаксиальных портов искажающих адаптеров, если перенести внешние границы адаптеров к областям контакта коаксиальных и микрополосковых линий. Процедура переноса $S_{ik}(f) \rightarrow s_{ik}(f)$, $i, k=1,2$, внешних границ адаптеров к областям контакта переходов с микрополосковой линией описывается соотношениями

$$\begin{cases} s_{11}(f) = S_{11}(f)/S_{11}^{op}(f); \\ s_{22}(f) = S_{22}(f)/S_{22}^{op}(f); \\ s_{21}(f) = 2S_{21}(f)/[S_{11}^{op}(f) + S_{22}^{op}(f)]; \\ s_{12}(f) = 2S_{12}(f)/[S_{11}^{op}(f) + S_{22}^{op}(f)], \end{cases}$$

где $S_{11}^{op}(f)$, $S_{22}^{op}(f)$ – коэффициенты отражения от коаксиально-полосковых переходов в режиме холостого хода (open) без контакта с полосковой линией, как показано на рис. 1.

Численные оценки волновых сопротивлений $Z_B^a(f_1)$, $Z_B^b(f_2)$ получены из результатов измерений S-параметров L-, T- и R-соединений коаксиально-полосковых переходов 292-04A-5 с экранированными микрополосковыми линиями. Линии длиной 30 и 120 мм изготовлены из фольгированного материала RO4003C (ROGERS Corp., США).

Частоты f_1 , f_2 , на которых ёмкостная составляющая волнового сопротивления компенсируется индуктивностями областей контактов переходов с микрополосковой линией, определяют из следующих условий:

$$\begin{cases} X_B^a(f_1) = \frac{100 \operatorname{Im}(s_{11}^a(f_1))}{1 - 2\operatorname{Re}(s_{11}^a(f_1)) + |s_{11}^a(f_1)|^2} = 0; \\ X_B^b(f_2) = \frac{100 \operatorname{Im}(s_{11}^b(f_2))}{1 - 2\operatorname{Re}(s_{11}^b(f_2)) + |s_{11}^b(f_2)|^2} = 0. \end{cases}$$

Оценки волновых сопротивлений находят как

$$\begin{cases} Z_B^a(f_1) = \frac{50(1 - |s_{11}^a(f_1)|^2)}{1 - 2\operatorname{Re}(s_{11}^a(f_1)) + |s_{11}^a(f_1)|^2}; \\ Z_B^b(f_2) = \frac{50(1 - |s_{11}^b(f_2)|^2)}{1 - 2\operatorname{Re}(s_{11}^b(f_2)) + |s_{11}^b(f_2)|^2}. \end{cases}$$

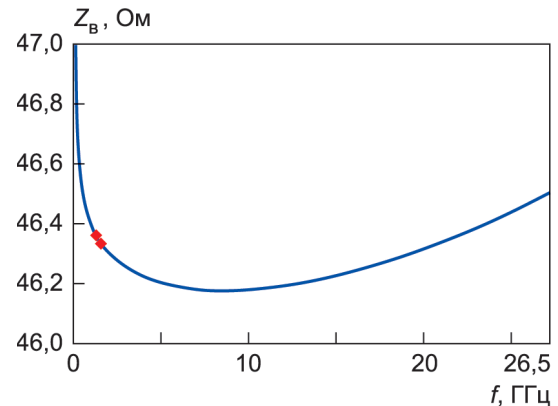


Рис. 2. Частотная зависимость волнового сопротивления микрополосковой линии

Fig. 2. Frequency dependence of the wave impedance of a microstrip line

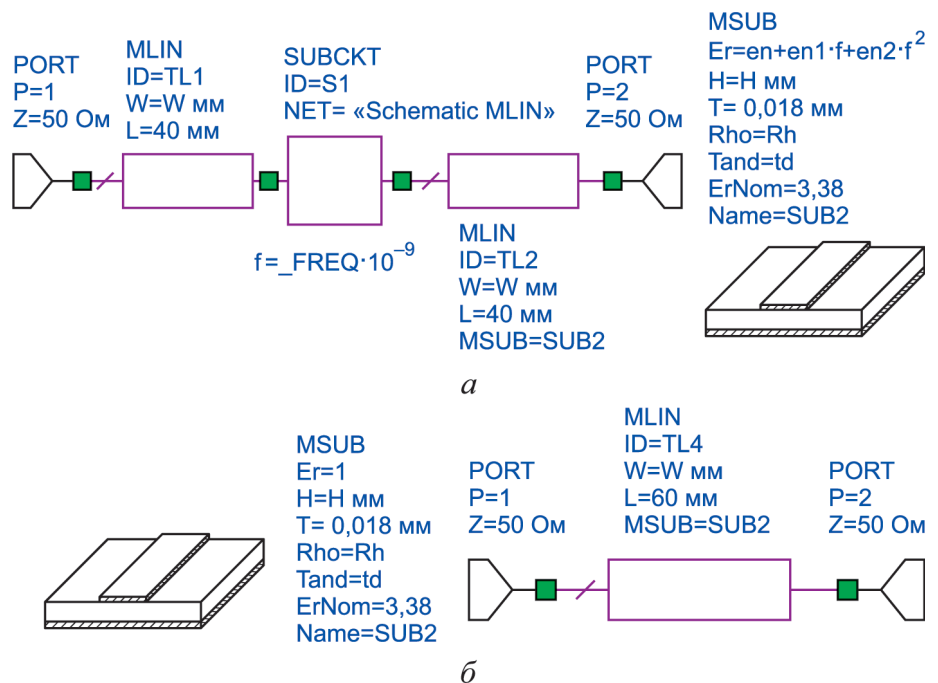


Рис. 3. Схемная реализация стандарта Битти: трёхсекционная схемная модель из отрезков микрополосковых линий передачи (а) и схемная модель полосковой линии с воздушным диэлектриком (б); PORT – модель порта, к которому подключается микрополосковая линия; MLIN – схемная модель микрополосковой линии; SUBCKT – блок, моделирующий воздушную полосковую линию; MSUB – схемная модель изоляционного основания микрополосковой линии

Fig. 3. Circuit implementation of the Beatty standard: three-section circuit model of segments of microstrip transmission lines (a); circuit model of a strip line with an air dielectric (b); PORT is the model of the port to which the microstrip line is connected; MLIN is the schematic model of the microstrip line; SUBCKT is the block simulating the overhead strip line; MSUB is the schematic model of the insulating base of the microstrip line

Полученные оценки волнового сопротивления (рис. 2) отмечены двумя точками красного цвета, их среднее значение и отклонение от среднего значения составляют 46,21 и $\pm 0,13$ Ом соответственно. Малая разница между частотами f_1, f_2 свидетельствует о высоком качестве переходов 292-04A-5 и экспериментально подтверждает существование частотной зависимости волнового сопротивления микрополосковой линии в низкочастотной области СВЧ-диапазона.

Определение частотной зависимости волнового сопротивления методом стандарта Битти. Ключевое значение при определении волнового сопротивления микрополосковой линии в СВЧ-диапазоне имеют относительная эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{\text{эфф}}$ и коэффициент затухания α . В [1] показано, что при решении этой задачи точность LTR-метода выше точности дифференциально-фазового метода [3]. Схемную модель микрополосковой линии MLIN, адекватную её физическому прототипу, можно получить с использованием средств оптимизации и частотных зависимостей $\varepsilon_{\text{эфф}}(f)$ и $\alpha(f)$ в системе автоматизированного проектирования AWR. В результате построения схемного аналога устанавливают аналитическую частотную зависимость относительной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_r(f)$ изоляционного основания

$$\varepsilon_r(f) = a_0 + a_1 f + a_2 f^2 \quad (5)$$

и параметр $Rh_0 > 1$, задающий сопротивление плёнки проводника относительно меди. Зависимость (5) не столько характеризует истинное значение диэлектрической проницаемости изоляционного основания, сколько моделирует влияние конструктивных особенностей объекта измерений, например, экранированные слои в верхней части изоляционного основания, зазор между полосковым проводником и экраном, диаметр металлизированных отверстий и расстояние между ними.

Частотную зависимость $\dot{Z}_B(f)$ следует определять методом стандарта Битти [2]. Для микрополосковой линии таким стандартом является отрезок воздушной линии без изоляционного основания. Техническая реализация микрополоскового стандарта не представляется возможной, поэтому использованы средства автоматизированного проектирования AWR. На рис. 3, а показана схемная модель микрополоскового стандарта Битти. Между двумя отрезками микрополосковых линий произвольной длины, например 40 мм, включают блок SUBCKT, моделирующий воздушную полосковую линию длиной, например 60 мм (рис. 3, б).

Волновые параметры $S_{ik}^{\text{air}}(f)$, $i, k = 1, 2$, отрезка полосковой линии с воздушным диэлектриком в канале с волновым сопротивлением $\dot{Z}_B(f)$ позволяют определить отношение волновых сопротивлений

$$r(f) = Z_0(f) / \dot{Z}_B(f),$$

где $Z_0(f)$ – волновое сопротивление полосковой линии с воздушным диэлектриком, с помощью быстросходящейся итерационной процедуры

$$\left. \begin{aligned} r(f) &= \frac{1 + S_{11}^{\text{air}}(f) - S_{21}^{\text{air}}(f)t(f)}{1 - S_{11}^{\text{air}}(f) - S_{21}^{\text{air}}(f)t(f)}; \\ t(f) &= \frac{S_{21}^{\text{air}}(f)[r(f)+1]^2}{4r(f)} \left\{ 1 - \left[\frac{r(f)-1}{r(f)+1} t(f) \right]^2 \right\} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

На первом шаге вычислений (6) следует предположить $t(f) = 0$.

Искомые S-параметры полосковой линии с воздушным диэлектриком $S_{ik}^{\text{air}}(f)$ получают экстракцией портов 50 Ом с отрезками полосковых линий длиной 40 мм из трёхкаскадного соединения линий (см. рис. 3, а). Процедуру экстракции выполняют экспресс-методом [5]. С этой целью следует собрать двухкаскадную электрическую цепь из трёхкаскадной цепи (см. рис. 3, б), удалив средний блок NET="Schematic MLIN". В результате получим соединение двухпортовых цепей A, B, включённых навстречу друг другу. S-параметры $S_{ik}^{a,b}$, $i, k = 1, 2$, этого соединения позволяют определить S-параметры цепей A, B как

$$\begin{cases} S_{22}^a = S_{22}^b = (S_{11}^{ab} - S_{11}^a) / S_{21}^{ab}, \\ S_{21}^a S_{12}^a = S_{21}^b S_{12}^b = S_{21}^{ab} (1 - S_{22}^a S_{22}^b); \\ \det S^a = \det S^b = S_{11}^a S_{22}^a - S_{21}^a S_{12}^a, \end{cases}$$

где S_{11}^a – коэффициент отражения от микрополосковой линии в режиме идеального согласования второго порта.

Процедуру экстракции цепей A, B из S-параметров трёхкаскадного соединения S_{ik}^{alb} выполняют по соотношениям [4]:

$$\begin{cases} S_{11}^{\text{air}} = [(\det S^{\text{alb}} - S_{11}^a S_{22}^{\text{alb}}) S_{22}^b - (S_{11}^{\text{alb}} - S_{11}^a) \det S^b] Z^{-1}, \\ S_{21}^{\text{air}} = S_{21}^{\text{alb}} S_{12}^a S_{21}^b Z^{-1}, \\ Z = S_{22}^a (S_{22}^b \det S^{\text{alb}} - S_{11}^{\text{alb}} \det S^b) + (\det S^b - S_{22}^{\text{alb}} S_{22}^b) \det S^a, \\ \det S^{\text{alb}} = S_{11}^{\text{alb}} S_{22}^{\text{alb}} - S_{21}^{\text{alb}} S_{12}^{\text{alb}}. \end{cases}$$

Запишем частотную зависимость комплексного волнового сопротивления в виде

$$\dot{Z}_B(f) = \frac{50}{r(f)} \frac{1 + S_{11}(f)}{1 - S_{11}(f)},$$

где коэффициент отражения $S_{11}(f)$ определён с помощью схемной модели электрически длинной полосковой линии с воздушным диэлектриком.

В схемной модели необходимо установить длину электрически длинной линии с воздушным диэлектриком настолько большой (например 100 м), чтобы отражение электромагнитной волны от второго порта имело исчезающее малое значение. Волновое сопротивление $Z \approx 50$ Ом портов следует выбрать таким, чтобы график частотной зависимости $\dot{Z}_B(f)$ максимально приближался к полученным LTR-методом оценочным значениям волнового сопротивления

(см. рис 2). Существенно, что найденную частотную зависимость можно представить аналитическим выражением [1]:

$$Z_B(f) = Z_B(f_0) \left\{ q(f) - [q(f) - 1] \frac{\varepsilon_r(f_0) - \varepsilon_{эфф}(f)}{\varepsilon_r(f_0) - \varepsilon_{эфф}(f_0)} \right\},$$

где $Z_B(f_0) = 46,62 \text{ Ом}$; $\varepsilon_r(f_0) = 3,39$; $\varepsilon_{эфф}(f_0) = 2,85$;
 $q(f) = 1,067 + 0,0011f/f_k$, $f_k = 26,5 \text{ ГГц}$.

Известное значение $Z_B(f)$ позволяет представить результаты измерений S-параметров электронных компонентов в микрополосковых линиях передачи для удобства пользователей в формате touchstone-файлов в виртуальном полосковом канале с волновым сопротивлением 50 Ом.

Идентификация параметров схемных моделей чип-резисторов. Актуальность измерения волнового сопротивления микрополосковой линии подтверждена на примере идентификации параметров схемных моделей чип-резисторов трёх номиналов 50; 100; 270 Ом. S-параметры измерены относительно физических границ объектов в оснастке, показанной на рис. 4. Резистор установлен между центральным полосковым проводником и экраном. При таком подключении контактные площадки отсутствуют, и можно определить собственные параметры контролируемого объекта. Экстракция коаксиально-полосковых переходов и отрезков полосковых линий выполнена LTR-методом.

Коэффициенты передачи S_{21} , S_{12} инвариантны к положению объектов в оснастке. Влияние погрешности позиционирования на коэффициенты отражения S_{11} , S_{22} устранено заменой этих параметров их полусуммой. Схемная модель резистора показана на рис. 5. Собственные параметры схемных моделей контролируемых объектов определены в двух вариантах: В1 – с вероятным (стандартным) значением 50 Ом и В2 – с фактическим значением $Z_B(f)$ волнового сопротивления полосковой линии. Собственные параметры чип-резисторов идентифицированы в системе автоматизированного проектирования AWR путём минимизации целевой функции симплекс-методом. Результаты приведены в табл. 1 в виде дробей «В1/В2»; $R_{ном}$ – номинальное сопротивление резистора.

Согласно табл. 1 оценки сопротивлений R для резисторов трёх номиналов с использованием фактических значений волнового сопротивления полосковой линии оказались более близкими к ожидаемым значениям, чем в случае стандартного волнового сопротивления 50 Ом.

Альтернативным способом определения собственных параметров резисторов является использование виртуальных S-параметров в формате touchstone-файлов, трансформированных к стандартному значению волнового сопротивления 50 Ом. Процедура преобразования измеренных параметров к виртуальным известна и основана на S-параметрах скачка волнового сопротивления $r = \dot{Z}_B/50$ [6]. Результаты идентификации собственных параметров чип-резисторов с применением виртуальных S-параметров достаточно близки к результатам, полученным с помощью фактического значения волнового сопротивления.

Остаётся исследовать, являются ли полученные рассмотренными способами собственные параметры электронных компонентов инвариантными по отношению к полосковым линиям с разной геометрией поперечного сечения и разными материалами изоляционного основания. С этой целью для проведения экспериментальных исследований выбраны материалы изоляционного основания полосковых линий разной толщины, из которых изготовили экранированные полосковые линии номиналом 50 Ом. Параметры материалов

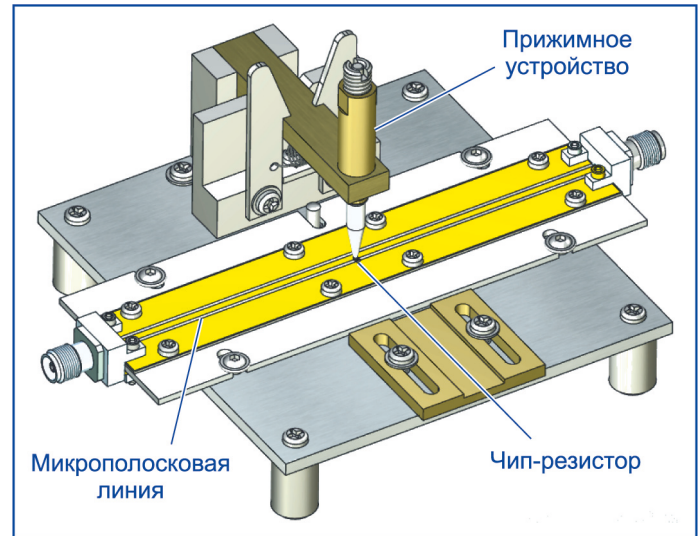


Рис. 4. Оснастка для измерения S-параметров электронных компонентов

Fig. 4. Equipment for measuring S-parameters of electronic components

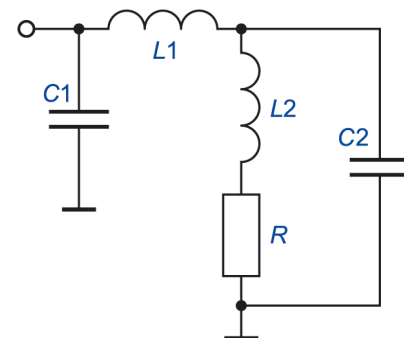


Рис. 5. Схемная модель резистора

Fig. 5. Resistor circuit model

Таблица 1

Параметры схемной модели чип-резисторов
при различном волновом сопротивлении полосковой линии

$R_{ном}, \text{Ом}$	$R, \text{Ом}$	$C_1, \text{пФ}$	$C_2, \text{пФ}$	$L_1, \text{нГн}$	$L_2, \text{нГн}$
50	55,27/51,38	-0,013/-0,021	0,03/0,04	-0,27/-0,20	0,61/0,52
100	107,75/100,16	-0,066/-0,067	0,036/0,041	-0,009/-0,025	-0,45/-0,30
270	286,07/265,92	-0,014/-0,013	0,022/0,022	-0,216/-0,214	0,89/0,83

Таблица 2

Параметры полосковых линий с изоляционным основанием
из различных материалов

Материал	N	H , мм	W , мм	T , мм	ε	$\text{tg}\delta$	$f_{\text{гр}}$, ГГц
RO4003C	1	0,813	1,84	0,035	3,38	0,0027	5
	2	1,524	3,50	0,018			
AD255C	3	2,032	5,64	0,035	2,55	0,0018	1

и геометрические размеры линий передачи приведены в табл. 2, где H – толщина изоляционного основания; W , T – соответственно ширина и толщина полоскового проводника; $f_{\text{гр}}$ – верхняя граница частоты; N – вариант линии передачи.

Собственные параметры схемных моделей контролируемого резистора P1-8B определены в диапазоне частот 0,01–1 ГГц. Верхняя граница частотного диапазона 1 ГГц обусловлена граничной частотой третьего варианта линии передачи. Результаты восстановления искомых параметров для резистора P1-8B номинальным сопротивлением 50 Ом получены минимизацией целевой функции симплекс-методом и представлены в табл. 3 в виде дробей, аналогичных приведённым в табл. 1.

Полученные результаты показывают достаточно большой разброс оценок реактивных элементов схемных моделей одного и того же объекта, контролируемого в полосковых линиях с разными материалами изоляционного основания и разной геометрией поперечного сечения. Такой результат объясняется, как и предполагалось, уникальным взаимодействием объекта с конкретной линией передачи, в которую он установлен. По этой причине проектирование микроволновых интегральных устройств на схемном уровне не всегда даёт удовлетворительные результаты, и приходится доводить решения с помощью 3D-моделей, требующих больших вычислительных и временных затрат.

Закключение. Предлагаемый способ измерения волнового сопротивления микрополосковой линии векторным анализатором цепей повышает степень достоверности получаемой информации об электромагнитных параметрах электронных компонентов. По сравнению с зондовыми станциями такое решение представляется более корректным, поскольку воспроизводит близкие к реальным условия диагностики объектов. Тем не менее обсуждаемая задача всё ещё далека от окончательного решения ввиду уникального взаимодействия электронных компонентов с реальной линией передачи, в которой они используются. Даже если удастся исключить влияние окружающих цепей, коаксиально-полосковых переходов, отрезков линий и контактных площадок, схемные модели электронных компонентов в определённой степени несвободны от той линии, в которой проводились испытания. Особенно чувствительны к используемой линии реактивные параметры индуктивности и ёмкости.

Таблица 3

Параметры схемной модели резистора P1-8B

N	R , Ом	C_1 , пФ	C_2 , пФ	L_1 , нГн	L_2 , нГн
1	54,030/52,204	1,462/1,590	0,410/0,373	0/0	4,388/4,130
2	54,090/51,002	1,809/1,923	0/0	0,696/0,664	4,845/3,659
3	55,120/51,755	1,522/1,597	0/0	0,507/0,344	4,143/4,127

Список источников

1. Лупанова Е. А., Никулин С. М. Метод определения собственных параметров полосковых линий передачи // Измерительная техника. 2021. № 5. С. 47–52. <https://doi.org/10.32446/0368-1025it.2021-5-47-52>
2. Дансмор Д. П. Настольная книга инженера. Измерение параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей: Пер. с англ. М.: Техносфера, 2018. 736 с.
3. Das N. K., Voda S. M., Pozar D. M., *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1987, vol. 35, no. 7, pp. 636–642. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1987.1133722>
4. Akima H., *Journal of the Association for Computing Machinery*, 1970, vol. 17, no. 4, pp. 589–602. <https://doi.org/10.1145/321607.321609>
5. Wadell B. C., *Transmission line design hand book*, Arctech House, Inc, 1991, 513 p. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1987.1133722>
6. Евсеев В. И., Никулин С. М. LR и экспресс-метод контроля параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2020. Т. 1. С. 18–22.

References

1. Lupanova E. A., Nikulin S. M., *Measurement Techniques*, 2021, vol. 64, no. 5, pp. 398–404. <https://doi.org/10.1007/s11018-021-01945-x>
2. Joel P. Dunsmore, *Handbook of Microwave Component Measurements: With Advanced VNA Techniques*, John Wiley and Sons Limited, 2012, 640p. <https://doi.org/10.1002/9781118391242>
3. Das N. K., Voda S. M., Pozar D. M., *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1987, vol. 35, no. 7, pp. 636–642. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1987.1133722>
4. Akima H., *Journal of the Association for Computing Machinery*, 1970, vol. 17, no. 4, pp. 589–602. <https://doi.org/10.1145/321607.321609>
5. Wadell B. C., *Transmission line design hand book*, Arctech House, Inc, 1991, 513 p. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1987.1133722>
6. Evseev V. I., Nikulin S. M., LR i ekspress-metod kontrolya parametrov elektronnykh komponentov v poloskovykh liniyakh peredachi [LR and express method for monitoring the parameters of electronic components in strip transmission lines], *Elektronika i mikroelektronika SVCh* [Microwave electronics and microelectronics], 2020, pp. 18–22 (in Russ.)

Статья поступила в редакцию 28.03.2022; одобрена после рецензирования 19.04.2022; принята к публикации 20.04.2022.
The article was submitted 28.03.2022; approved after reviewing 19.04.2022; accepted for publication 20.04.2022.