

Определение волнового сопротивления микрополосковой линии из результатов измерений векторным анализатором цепей

И.Г. Белков¹, ЕА. Лупанова², И.Н. Малышев¹, С.М. Никулин^{1,2}, В.В. Петров²

¹АО «НПО «ЭРКОН»

²Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Аннотация: в работе предложен способ измерения волнового сопротивления микрополосковой линии передачи. В диапазоне от 0.02 до 2,0 ГГц волновое сопротивление определяют из результатов измерений S-параметров T и L-соединений коаксиально-полосковых переходов с отрезками короткой и электрически длинной линии. Частотную зависимость волнового сопротивления в диапазоне от 0.02 до 26,50 ГГц определяют с помощью широкополосного TRL-метода и схемной модели полосковой линии в системе автоматизированного проектирования AWR. В основу предлагаемого решения положена концепция стандарта Битти. Актуальность решения задачи 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

1. Введение

Волновое сопротивление микрополосковой линии определяется ее конструкцией, геометрией поперечного сечения, относительной диэлектрической проницаемостью изоляционного основания и другими факторами, которые не поддаются точному оцениванию и аналитическому моделированию. В работе [1] аналитическая модель волнового сопротивления, параметры которой в принципе можно установить с помощью СВЧ измерений, однако вопрос о достоверности получаемых оценок остается открытым ввиду того, что поиск ряда параметров предлагается проводить на основе измерительной информации, которая не поддается верификации и стандартизации.

Цель исследования состоит в поиске альтернативных решений, которые имеют логическую основу, доказательную базу и содержат информацию о рассеянии получаемых оценок.

2. Измерение волнового сопротивления в диапазоне 0.02 – 2.0 ГГц

Волновое сопротивление микрополосковой линии \dot{Z}_B является комплексной величиной в силу конечной проводимости проводников и отличного от нуля тангенса угла диэлектрических потерь:

$$\dot{Z}_B = Z_B - i \frac{1}{2} Z_B (R/\omega L - G/\omega C). \quad (1)$$

Здесь $Z_B = \sqrt{L/C}$ - действительная величина \dot{Z}_B , L, C, R, G - соответственно индуктивность, емкость, сопротивление и проводимость лестничной эквивалентной схемы линии с распределенными параметрами. Ввиду малой величины второго

слагаемого емкостной характер \dot{Z}_B проявляется лишь в низкочастотной части СВЧ диапазона. В области контакта коаксиально-полоскового перехода с полосковой линией возникает возмущение электромагнитного поля, которое можно интерпретировать как неоднородность индуктивного характера. Причем возникают дискретные частоты, при которых наблюдается полная компенсация емкостной составляющей волнового сопротивления индуктивной неоднородностью области контакта. Этот эффект позволяет выполнить измерение \dot{Z}_B в низкочастотной части СВЧ диапазона векторным анализатором цепей.

Измерения волнового сопротивления микрополосковой линии анализатором цепей выполняют широкополосным TRL-методом [1]. Оценку волновых сопротивлений Z_B^a и Z_B^b получают по результатам измерений S-параметров электрически длинной и короткой полосковой линии из соотношений:

$$\begin{aligned} Z_B^a(f_1) &= 50 \left(1 - |s_{11}^a(f_1)|^2 \right) / \left(1 - 2 \operatorname{Re}(s_{11}^a(f_1)) + |s_{11}^a(f_1)|^2 \right), \\ Z_B^b(f_2) &= 50 \left(1 - |s_{11}^b(f_2)|^2 \right) / \left(1 - 2 \operatorname{Re}(s_{11}^b(f_2)) + |s_{11}^b(f_2)|^2 \right), \end{aligned} \quad (2)$$

в которых коэффициенты отражения $s_{11}^a(f)$ и $s_{11}^b(f)$ со стороны коаксиальных портов искажающих адаптеров А и В вначале получают на массиве базовых частотных точек, а затем в интервалах между ними аппроксимируют сплайнами Акимы. Частоты f_1 и f_2 , при которых $Z_B^a(f_1)$ и $Z_B^b(f_2)$ имеют чисто действительные значения, получают из условия:

$$\begin{aligned} X_B^a(f_1) &= 100 \operatorname{Im}(s_{11}^a(f_1)) / \left(1 - 2 \operatorname{Re}(s_{11}^a(f_1)) + |s_{11}^a(f_1)|^2 \right) = 0, \\ X_B^b(f_2) &= 100 \operatorname{Im}(s_{11}^b(f_2)) / \left(1 - 2 \operatorname{Re}(s_{11}^b(f_2)) + |s_{11}^b(f_2)|^2 \right) = 0, \end{aligned} \quad (3)$$

Полученные оценки на рисунке 1 отмечены двумя точками зеленого цвета.

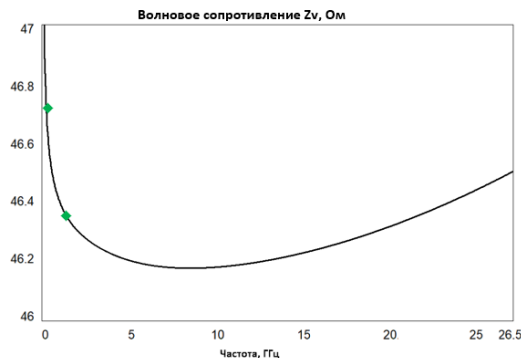


Рисунок 1. Волновое сопротивление.

3. Определение частотной зависимости волнового сопротивления методом стандарта Битти

Частотную зависимость волнового сопротивления микрополосковой линии получают по результатам измерения относительной эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{eff}(f)$ и коэффициента затухания $\alpha(f)$ широкополосным TRL-методом. Эта информация используется для построения схемной модели микрополосковой линии MLIN в САПР AWR, адекватной ее физическому прототипу. В результате построения схемного аналога устанавливают аналитическую частотную

зависимость относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_r(f)$ изоляционного основания и параметр $Rh > 1$, задающий относительно меди сопротивление пленки проводника. Частотную зависимость $\dot{Z}_B(f)$ предлагается определять методом стандарта Битти [2]. Для микрополосковой линии таким стандартом является отрезок воздушной линии, без изоляционного основания. Техническая реализация микрополоскового стандарта не представляется возможной. По этой причине предлагается воспользоваться средствами автоматизированного проектирования NI AWR Design Environment. На рисунке 2а показана схемная модель микрополоскового стандарта Битти. Между двумя отрезками микрополосковых линий произвольной длины, например, 40 мм, включают блок SUBCKT, моделирующий воздушную полосковую линию длиной L, например L = 60 мм, как показано на рисунке 2б.

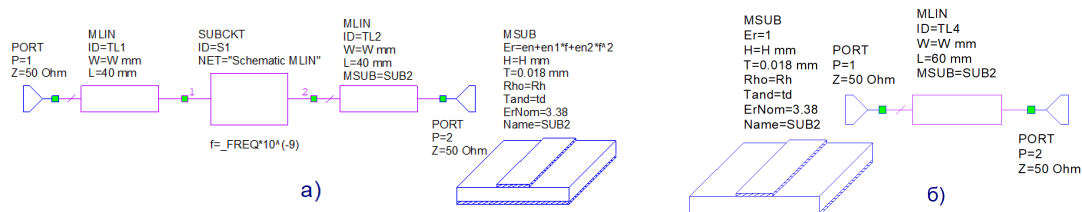


Рисунок 2. Трех секционная схемная модель из отрезков микрополосковых линий передачи

Выполнив экстракцию портов 1 и 2 вместе с отрезками линий длиной 40 мм Экспресс - методом [5], получают S-параметры воздушной полосковой линии относительно волнового сопротивления $\dot{Z}_B(f)$. Отношение волновых сопротивлений воздушной и микрополосковой линий $r(f)$ находят итерационной процедурой, а частотную зависимость $\dot{Z}_B(f)$, получают из соотношения:

$$\dot{Z}_B(f) = \frac{50 (1 + S_{11}(f))}{r(f) (1 - S_{11}(f))}, \quad (4)$$

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

Волновое сопротивление $Z \approx 50$ Ом портов 1 и 2 на этой схеме следует выбрать таким, чтобы график частотной зависимости $\dot{Z}_B(f)$ (линия черного цвета) проходил максимально близко к двум зеленым точкам, как показано на рисунке 1.

4. Идентификация параметров схемных моделей чип резисторов

Актуальность измерения волнового сопротивления микрополосковой линии подтверждена на примере идентификации параметров схемных моделей чип резисторов трех номиналов 50, 100 и 270 Ом. Измерение S-параметров относительно физических границ объектов выполнялось в контактном устройстве, показанном на рисунке 3.

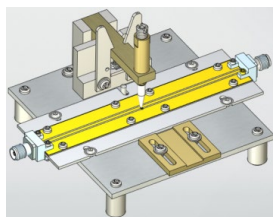


Рисунок.3. Оснастка для измерения S-параметров электронных компонентов

Резистор устанавливался между центральным полосковым проводником и экраном при таком подключении контактные площадки отсутствуют, что позволяет определить собственные параметры контролируемого объекта. Экстракция коаксиально-полосковых переходов и отрезков полосковых линий выполнена широкополосным TRL-методом.

Коэффициенты передачи S21 и S12 инвариантны к положению объектов в оснастке. Влияние погрешность позиционирования на коэффициенты отражения S11 и S22 устранялась заменой этих параметров их полу суммой. Схемная модель резистора показана на рисунке 4. Собственные параметры схемных моделей контролируемых объектов определялись в двух вариантах:

- в предположении о значении волнового сопротивления полосковой линии, равном 50 Ом;
- с фактической величиной волнового сопротивления $Z_B(f)$

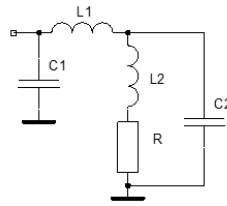


Рисунок.4. Схемная модель резистора

Идентификация собственных параметров чип резисторов выполнялась минимизацией целевой функции Симплекс-методом. Результаты приведены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры схемной модели чип резисторов

Волновоесопротивление полосковой линии	$50/Z_B(f)$		
Номинальное сопротивление резистора, Ом	50	100	270
Сопротивление, R, Ом	55,27/51,38	107,75/100,16	286,07/265,92
Емкость C1, пФ	-0,013/-0,021	-0,066/-0,067	-0,014/-0,013
Емкость C2, пФ	0,03/0,04	0,036/0,041	0,022/0,022
Индуктивность L1, нГн	-0,27/-0,20	-0,009/-0,025	-0,216/-0,214
Индуктивность L2, нГн	0,61/0,52	-0,45/-0,30	0,89/0,83

Полученные результаты показывают, что оценки сопротивлений R для резисторов трех номиналов с использованием $Z_B(f)$ оказались более близкими к ожидаемым значениям, чем в случае волнового сопротивления полосковой линии, равного стандартной величине 50 Ом. Остается исследовать являются ли полученные 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 были выбраны три материала разной толщины, из которых были изготовлены 50-омные экранированные полосковые линии. Параметры материалов и геометрические размеры линий передачи приведены в таблице 2. Измерения и определение собственных параметров схемных моделей контролируемого резистора P1-8B проводились в диапазоне частот от 0,01 до 1 ГГц. Верхняя граница частотного диапазона в 1 ГГц обусловлена граничной частотой третьего варианта линии передачи. Результаты восстановления искомых параметров для резистора P1-8B с номинальным значением сопротивления 50 Ом, полученные минимизацией целевой функции Симплекс-методом, приведены в таблице 3.

Таблица 2. Параметры полосковых линий

Материал изоляционного основания полосковых линий	ε	$\text{tg}\delta$	$H, \text{мм}$	$W, \text{мм}$	$T, \text{мм}$	$f_{\text{гр}}, \text{ГГц}$
1. RO4003C	3.38	0.0027	0.813	1.84	0.035	>5
2. RO4003C	3.38	0.0027	1.524	3.50	0.018	>5
3. AD255C	2.55	0.0018	2.032	5.64	0.035	>1

Результаты измерений приведены дробью, в числителе относительно волнового сопротивления 50 Ом, в знаменателе – относительно фактической величины.

Таблица 3. Параметры схемной модели резистора P1-8B

Вариант линии передачи	1	2	3
Волновое сопротивление линий, Ом	50/47,4	50/47,2	50/47,8
Сопротивление R, Ом	54,03/52,204	54,09/51,002	55,12/51,755
Емкость C1, пФ	1,462/1,590	1,809/1,923	1,522/1,597
Емкость C2, пФ	0,410/0,373	0/0	0/0
Индуктивность L1, нГн	0/0	0,696/0,664	0,507/0,344
Индуктивность L2, нГн	4,388/4,130	4,845/3,659	4,143/4,127

Полученные результаты показывают достаточно большой разброс оценок реактивных элементов у схемных моделей одного и того же объекта контролируемого в полосковых линиях с разной геометрией поперечного сечения и имеющих разные материалы изоляционного основания. 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 дает удовлетворительные результаты и приходится доводить решения с помощью 3 моделей, требующих больших вычислительных и временных затрат.

5. Заключение

Подводя итог выполненного исследования, отметим, что 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 условия диагностики объектов, близкие к реальным условиям. Тем не менее, мы понимаем, что обсуждаемая задача все еще далека от окончательного решения ввиду уникального взаимодействия электронных компонентов с реальной линией передачи, в которой они используются. Следует понимать, что даже если удастся исключить окружающие цепи, коаксиально-полосковые переходы, отрезки линий и контактные площадки, схемные модели электронных компонентов в определенной степени несвободны от той линии, в которой проводились испытания. Особенно чувствительны к используемой линии реактивные параметры индуктивности и емкости.

Список литературы

1. Лупанова Е. А., Никулин С. М. Метод определения собственных параметров полосковых линий передачи //Измерительная техника. – 2021. – №. 5. – С. 47-52.
2. Дансмор Д. П. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей //М.: ТЕХНОСФЕРА. – 2019.
3. 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. – №. 1. – С. 18-22.