

Контроль волнового сопротивления полосковых линий передачи

А.А. Терентьев, С.М. Никулин

ООО «Скоростные системы связи», г. Нижний Новгород

Аннотация: В настоящей статье обсуждается метод контроля волнового сопротивления полосковых линий. Приводится математический аппарат предлагаемого решения и результаты его экспериментального исследования, даётся сравнение экспериментальных результатов и результатов математического моделирования.

Ключевые слова: волновое сопротивление, полосковая линия, векторный анализ цепей.

1. Введение

Восстановление значения волнового сопротивления полосковой линии по экспериментальным данным является актуальной задачей, поскольку реальное значение волнового сопротивления отличается от расчётного и оказывает влияние на точность определения других связанных величин в метрологических задачах. Так, например, в измерительных системах для контроля параметров SMD компонентов [1] обязательным является контроль волнового сопротивления линий, в которые устанавливают измеряемые компоненты.

Известны решения поставленной задачи по результатам измерения нескольких полосковых калибровочных мер TRL-методом [2]. Общим недостатком таких решений является погрешность повторяемости разъемных соединений [3]. В настоящей работе предлагается получать оценку значения волнового сопротивления полосковой линии по результатам измерения S-параметров только одной меры. Поставленная задача решается на основании того факта, что волновые параметры рассеяния L-соединения двух коаксиально-полосковых переходов отрезком электрически длинной микрополосковой линии в скрытой форме содержат информацию о ее волновом сопротивлении $Z_B(f)$. В статье теоретически и экспериментально продемонстрирована возможность извлечения такой информации из результатов измерений.

2. Математический аппарат извлечения величины волнового сопротивления

Результаты измерения параметров рассеяния $S_{ik}^L(f)$, $i, k = 1, 2$ L-соединения двух коаксиально-полосковых переходов отрезком электрически длинной ($L \gg \lambda$, L – длина линии, λ – длина электромагнитной волны в середине частотного диапазона) микрополосковой линии содержат информацию о величине $Z_B(f)$, однако прямое извлечение этого значения из результатов измерений не представляется возможным. Это обусловлено возмущением электромагнитного поля в областях контакта коаксиальных волноводов с полосковой линией, которое влияет на результат измерения. На рисунке 1 приведена упрощенная схемная модель L-соединения, учитывающая указанное влияние, состоящая из двух отрезков коаксиальных линий, полосковой линии длиной L и двухпоследовательных импедансов $X_a(f)$ и $X_b(f)$, занимающих на краях полосковой линии некоторые электрически малые пространственные участки, моделирующие локальные возмущения электромагнитного поля.

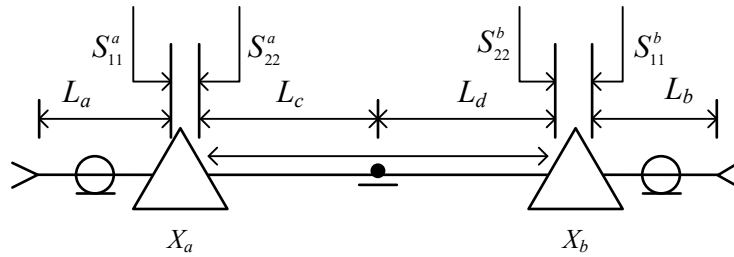


Рисунок 1. Схемная модель соединения коаксиально-полосковых переходов микрополосковой линией.

Коэффициенты отражения $S_{11}^a(f)$, $S_{11}^b(f)$ со стороны коаксиальных волноводов и $S_{22}^a(f)$, $S_{22}^b(f)$ со стороны полосковой линии позволяют определить отношение волнового сопротивления линии к волновому измерению измерительных портов $R(f) = Z_B(f)/50$ и импедансы $X_a(f)$ и $X_b(f)$ из уравнений[4]:

$$S_{11}^{a,b}(f) = \frac{X_{a,b}(f) + R(f) - 1}{X_{a,b}(f) + R(f) + 1}, S_{22}^{a,b}(f) = \frac{X_{a,b}(f) - R(f) + 1}{X_{a,b}(f) + R(f) + 1}. \quad (1)$$

По отношению к неизвестной величине $R(f)$ система уравнений (1) избыточна и позволяет получить два результата оценки искомой волнового сопротивления:

$$R_a(f) = \frac{1 - S_{22}^a(f)/k}{1 - S_{11}^a(f)}, R_b(f) = \frac{1 - S_{22}^b(f)/k}{1 - S_{11}^b(f)}, \quad (2)$$

$$Z_B(f) = 25(R_a(f) + R_b(f)).$$

Коэффициенты отражения $S_{11}(f)$ и $S_{22}(f)$ для решения уравнений (2) предлагается находить из коэффициентов отражения $S_{11}^L(f)$ и $S_{22}^L(f)$ L-соединения коаксиально-полосковых переходов, т.е. по измерению одной меры.

С этой целью вначале следует перенести референсные плоскости $S_{11}^L(f)$ и $S_{22}^L(f)$ в области контакта центральных коаксиальных и полосковых проводников:

$$s_{11}^L(f) = S_{11}^L(f) \exp(i4\pi fL_a/v_0), \quad (3)$$

$$s_{22}^L(f) = S_{22}^L(f) \exp(i4\pi fL_b/v_0).$$

Как видно из формулы (3), перенос плоскости происходит на некоторую длину $L_{a,b}$, математически соответствующую длине отрезка воздушной линии со скоростью распространения v_0 . Хотя реальная линия и не является воздушной, такая подмена вполне допустима, поскольку длины $L_{a,b}$ - это длины воображаемых, а не реальных отрезков линий. Длины $L_{a,b}$ следует выбрать из следующих условий: $Re(S_{11}^L(f_2)) \rightarrow Re(S_{11}^L(f_1))$ и $Re(S_{22}^L(f_2)) \rightarrow Re(S_{22}^L(f_1))$, где f_1 - нижняя, а f_2 - верхняя граница частотного диапазона.

После этого коэффициенты отражения $s_{11}^L(f)$ и $s_{22}^L(f)$, перенесённые математически в плоскость подключения полосковой линии, предлагается трансформировать в искомые параметры $S_{11}^a(f)$, $S_{11}^b(f)$ в (2). Поскольку $s_{11}^L(f)$ и $s_{22}^L(f)$ представляют собой квазипериодические функции частоты, целесообразно для подстановки в (2) переопределить их как средние линии квазипериодических комплексных функций частоты $S_{11}^L(f)$ и $S_{22}^L(f)$: $S_{11}^a(f) \rightarrow \overline{S_{11}^L(f)}$, $S_{11}^b(f) \rightarrow \overline{S_{22}^L(f)}$. Математическую операцию поиска средней линии следует выполнить, например, адаптивным фильтром типа скользящее среднее.

Коэффициенты отражения $S_{22}^a(f)$, $S_{22}^b(f)$ от областей контакта со стороны микрополосковой линии определяют также по результатам измерений из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} S_{22}^a(f) &= (s_{22}^L - \bar{s}_{22}^L) / (s_{12}^L)^2, \\ S_{22}^b(f) &= (s_{11}^L - \bar{s}_{11}^L) / (s_{21}^L)^2, \end{aligned} \quad (4)$$

Уточнение длины отрезков воздушных линий $L_{a,b}$ следует сделать из наблюдений за частотными зависимостями $R_a(f)$ и $R_b(f)$. На верхней границе частотного диапазона f_2 обе зависимости должны иметь близкие друг к другу значения с ожидаемым уровнем R , которое можно установить, например, с помощью калькулятора волновых сопротивлений полосковых линий разных типов. Точную длину отрезков L_a и L_b следует найти минимизацией целевых функций

$$\operatorname{Re}(R_a(f_2, L_a)) - R \Rightarrow 0, \operatorname{Re}(R_b(f_2, L_b)) - R \Rightarrow 0 \quad (5)$$

в пространстве искомых параметров. После чего из (2) определяют искомую величину волнового сопротивления.

3. Экспериментальные исследования

Для апробации предлагаемого решения был проведён эксперимент, в рамках которого измерены параметры рассеяния заземленной слабосвязанной копланарной линии длиной 120 мм с коаксиально-полосковыми переходами. Копланарная линия выполнена на подложке WL-CT350 (аналог RO4350B) толщиной 0,51 мм и имеет расчётное волновое сопротивление 50 Ом. Коаксиально-полосковые переходы – South-West, прижимные. Измерительная установка – на основе векторного анализатора цепей P4226 «Панорама». Диапазон частот измерения – от 10 МГц до 26,5 ГГц с шагом 10 МГц. Полосковая линия в оснастке для подключения к векторному анализатору цепей показана на рисунке 2.

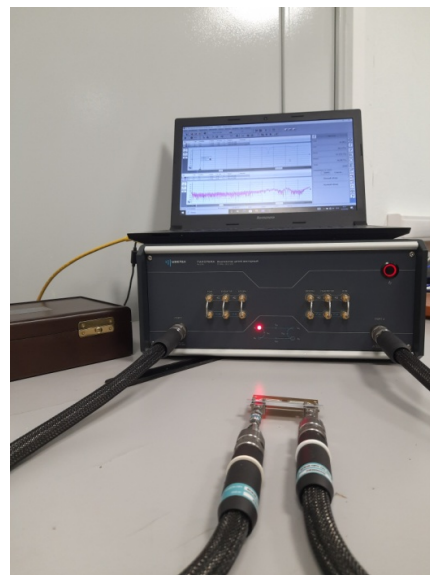


Рисунок 2. Отрезок полосковой линии в оснастке и векторный анализатор цепей для проведения экспериментальных исследований.

Способ математического извлечения величины волнового сопротивления – в соответствии с приведёнными выше формулами. Функция поиска средней линии – скользящее среднее [5] с шириной окна 70 отсчётов.

Восстановление значения волнового сопротивления по формуле (2) после усреднения полученной шумовой дорожки дал следующий результат: $\bar{Z}_B(f) = 48,2$ Ом. На рисунке 3 приведено сравнение полученного результата с результатами моделирования копланарной микрополосковой линии средствами САПР. Параметры моделируемой линии, включая её геометрические размеры, заданы в соответствии с реальными параметрами изготовленной линии. Математическое восстановление величины волнового сопротивления проводилось по результатам моделирования S-параметров линии по известной формуле [6]:

$$Z_B(f) = 50 \cdot \frac{1 + S_{11}(f) - (S_{21}(f))^2}{1 - S_{11}(f) - (S_{21}(f))^2} \quad (6)$$

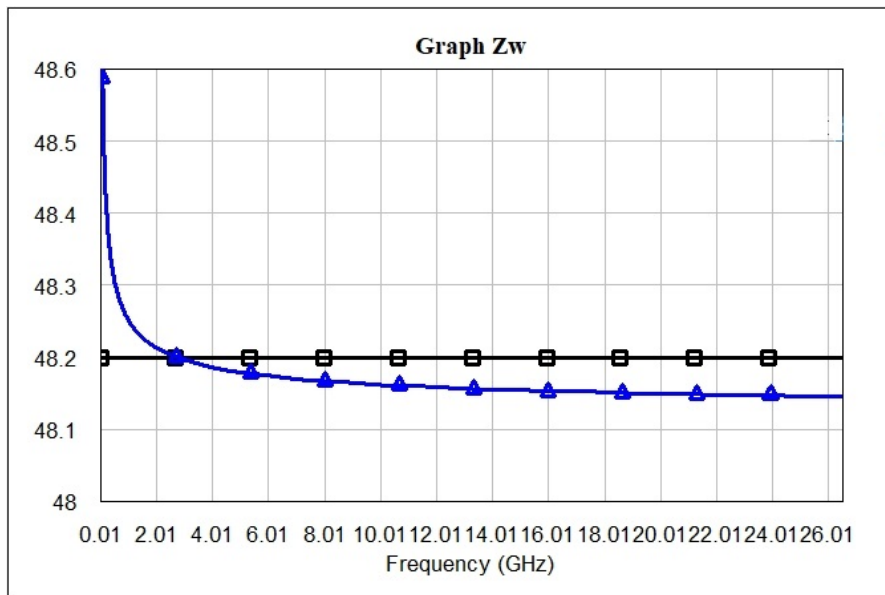


Рисунок 3. Результат математического восстановления величины волнового сопротивления в сравнении с модельными данными.

4. Заключение

Продемонстрирована возможность математического извлечения величины волнового сопротивления заземленной слабосвязанной копланарной линии по результатам измерения одной электрически длинной проходной меры. Проведена экспериментальная проверка предложенного математического аппарата и сравнение экспериментальных данных с результатами математического моделирования.

Список литературы

1. Измерение собственных параметров SMD компонентов в экранированной копланарной линии передачи / И.Н. Малышев, И.Г. Белков, Е.А. Колдина, Е.А. Лупанова, С.М. Никулин, В.В. Петров // XII Всероссийская научно-техническая конференция "Электроника и микроэлектроника СВЧ". Сборник докладов. Санкт-Петербург. 29 мая - 2 июня 2023 г. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 646 с. ISBN 978-5-7629-3208-0., стр. 49-53.
2. Лупанова Е. А., Никулин С. М. Метод определения собственных параметров полосковых линий передачи //Измерительная техника. – 2021. – №. 5. – С. 47-52.

3. Дансмор, Джоэль П. Настольная книга инженера. Измерение параметров СВЧ устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей / Джоэль П. Дансмор Москва: ТЕХНОСФЕРА. 2018. – 736 с.
4. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники // Советское радио, Москва, 1967, 652 с.
5. С. Никулин, А. Торгованов. САПР AWR: сравнение результатов моделирования с экспериментом. Алгоритм обработки данных // Современная электроника, №6, 2017, с. 96-102.
6. Roger B. Marks and Dylan F. Williams. Interconnection Transmission Line Parameter Characterization. National Institute of Standards and Technology, 1992.