УДК 621.317.7

Контроль параметров изделий электронной техники в микрополосковых линиях передачи

А.А. Терентьев[1,3], Е.А. Лупанова[2], С.М. Никулин[2,3]

[1]Институт прикладной физики им. А.В. Гапонова-Грехова РАН, г. Нижний Новгород
[2]Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева
[3]ООО «Скоростные системы связи», г. Нижний Новгород

Аннотация: в работе обсуждаются перспективы векторного анализа SMD-электронных компонентов и интегральных схем в микрополосковых линиях передачи, основанного на сочетании оконной фильтрации квазипериодических функций с решением системы линейных уравнений в комплексной области. Предлагаемое решение исключает ошибки повторяемости разъемных соединений и позволяет проводить векторный анализ изделий электронной техники в линиях передачи, изготовленных из различных материалов: ламинатов RT и RO, углеводородной керамики, а также на основе кварцевого стекла, керамики и стеклокерамики.

Ключевые слова: микрополосковая линия, характеристический импеданс, коаксиально-полосковый переход, четырехполюсники ошибок.

1. Введение

Векторный анализ SMD-электронных компонентов и интегральных схем в микрополосковых направляющих системах выполняют анализаторами цепей с коаксиальными соединителями в специальной оснастке - контактных устройствах, обеспечивающих переходы с коаксиальных линий в микрополосковую линию, в которую поджимом или пайкой устанавливают контролируемое изделие. В контактном устройстве происходит трансформация плоской электромагнитной волны, распространяющейся в коаксиальном волноводе, в квази-плоскую волну в микрополосковой линии, и наоборот при распространении волны в обратном направлении. Трансформация электромагнитных волн сопровождается возбуждением не распространяющихся электромагнитных волн высших типов в локальных областях коаксиально-полосковых переходов. Всю совокупность электромагнитных процессов, происходящих в контактном устройстве, моделирует трехкаскадная электрическая цепь, представленная на рисунке 1.

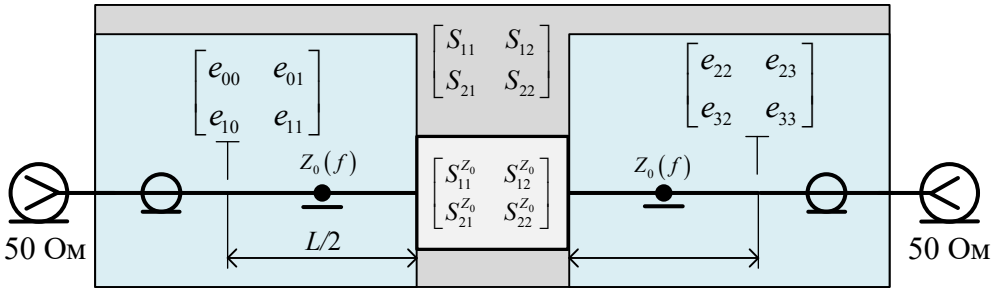

Рисунок 1. Схемная модель контактного устройства с контролируемым объектом.

Крайние коаксиально-полосковые схемы с S-параметрами $e_{ik}\ i,k=0,1$ и $e_{ik}\ i,k=2,3$ в векторном анализе электрических цепей называют

четырехполюсниками ошибок [1]. Волновые параметры электронного компонента $S_{ik}^{Z_0}(f), i,k=1,2$ относительно частотно-зависимого характеристического импеданса $Z_0(f)$ микрополосковой линии определяют процедурой экстракции четырехполюсников ошибок из соотношений:

$$\begin{aligned}
&S_{11}^{Z_0}=\left(\left(\left(\det S-e_{00}S_{22}\right)e_{22}-\left(S_{11}-e_{00}\right)\det S^b\right)\right)/D,\ S_{12}^{Z_0}=S_{12}e_{10}e_{32}/D,\\
&S_{22}^{Z_0}=\left(\left(\det S-e_{33}S_{11}\right)e_{11}-\left(S_{22}-e_{33}\right)\det S^a\right)/D,\ S_{21}^{Z_0}=S_{21}e_{01}e_{23}/D,\\
&D=e_{11}\left(e_{22}\det S-S_{11}\det S^b\right)+\left(\det S^b-S_{22}e_{22}\right)\det S^a,\\
&\det S^a=e_{00}e_{11}-e_{01}e_{10},\ \det S^b=e_{22}e_{33}-e_{23}e_{32},\ \det S=S_{11}S_{22}-S_{21}S_{12}.
\end{aligned} \tag{1}$$

Основная погрешность определения параметров четырехполюсников ошибок и измерения $S_{ik}^{Z_0}(f)$ связана с проблемой повторяемости разъемных соединений [1,2]. В работе предлагаются способы преодоления этого негативного эффекта.

2. Lrt-метод векторного анализа в микроволновых направляющих системах

Предлагаемый Lrt-метод векторного анализа объектов в микрополосковых линиях передачи отличается от известных решений тем, что вместе со строгим решением систем уравнений с комплексными неизвестными в частотной области использует способы фильтрации данных, характерные для временных методов зондирования. Такой подход позволяет сократить количество калибровочных мер волнового сопротивления до одной ключевой меры и тем самым преодолеть проблему повторяемости разъемных соединений.

Определение параметров четырехполюсников ошибок основано на измерении S-параметров $S_{ik}^{L}(f)$ и коэффициентов отражения $S_{11}^{R}(f)$ и $S_{22}^{R}(f)$ контактного устройства с отрезком электрически длинной микрополосковой линии в режиме холостого хода на свободном конце. Последовательность измерений $S_{11}^{R}\to S_{ik}^{L}\to S_{11}^{R}$ свободна от погрешности повторяемости разъемных соединений и позволяет определить поправки на направленность $e_{00}(f)$, $e_{33}(f)$ и отношение $e_{01}/e_{32}=k(f)$ как средние линии квазипериодических комплексных функций частоты *f*:

$$\begin{aligned}
&e_{00}(f)\to\tilde{S}_{11}^{L}(f),\ e_{33}(f)\to\tilde{S}_{22}^{L}(f),\\
&e_{01}/e_{32}=k(f)\to\tilde{K}(f)=\sqrt{\left(S_{11}^{R}(f)-e_{00}(f)\right)/\left(S_{22}^{R}(f)-e_{33}(f)\right)}.
\end{aligned} \tag{2}$$

Математическую операцию поиска средних линий в (1) выполняют адаптивным фильтром типа скользящее окно [5]. Существенно, что эти три параметра четырехполюсников ошибок получают не решением калибровочных уравнений на каждой частоте *f*, а математической процедурой фильтрации во всем частотном диапазоне.

Согласование источников e_{11}, e_{22} определяют из S-параметров $S_{ik}^{L}(f)$:

$$\begin{aligned}
&e_{11}(f)=k(f)\left(S_{22}^{L}(f)-e_{33}(f)\right)/S_{12}^{L}(f),\\
&e_{22}(f)=\left(S_{11}^{L}(f)-e_{00}(f)\right)/\left(S_{21}^{L}(f)k(f)\right),
\end{aligned} \tag{3}$$

[1] Здесь использованы общепринятые обозначения четырехполюсников ошибок [1,2].

а поправки на прохождение $e_{10}e_{32}, e_{01}e_{32}$ и на отражение $e_{10}e_{01}, e_{23}e_{32}$ из коэффициентов передачи $S_{21}^{L}(f)$ и $S_{12}^{L}(f)$:

$$\begin{aligned} e_{10}e_{32} &= \left(1-e_{11}(f)e_{22}(f)\right)S_{21}^{L}(f), \\ e_{01}e_{23} &= \left(1-e_{11}(f)e_{22}(f)\right)S_{12}^{L}(f), \\ e_{10}e_{01} &= \left(1-e_{11}(f)e_{22}(f)\right)k(f)S_{21}^{L}(f), \\ e_{23}e_{32} &= \left(1-e_{11}(f)e_{22}(f)\right)S_{12}^{L}(f)/k(f). \end{aligned} \tag{4}$$

Измерение коэффициента передачи $S_{21}^{T}(f)$ с отрезком короткой линии длиной l позволяет вместе с $S_{21}^{L}(f)$ определить фазовую скорость $v(f)$ и коэффициент затухания $\alpha(f)$ распространяющихся в микрополосковой линии электромагнитных волн фазоразностным методом из соотношений [4,5]:

$$\begin{aligned} &v(f) = -2\pi f\Delta L/(\arg(t(f)) - n\pi),\ n = 0,1,2\ldots \\ &\alpha(f) = -\ln|t(f)|/\Delta L,\ \Delta L = L - l, \\ &t(f) = S_{21}^{L}(f)/S_{21}^{T}(f) = \exp\left(-\alpha(f)\Delta L - i2\pi f\Delta L/v(f)\right). \end{aligned} \tag{5}$$

Аналитическую частотную зависимость характеристического импеданса $Z_0(f)$ [6] во всем (либо заданном) частотном диапазоне работы векторного анализатора цепей предлагается получать с помощью $Z_0^{Line}(f)$ схемного аналога микрополосковой линии, например, GPW1LINE в системе автоматизированного проектирования AWR из соотношений:

$$\begin{aligned} &Z_0(f) = Z_0(f_0)\left\{q(f) - \left[q(f)-1\right]\frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(f)}{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(f_0)}\right\} = Z_0^{Line}(f), \\ &Z_0^{Line}(f) = 50\frac{\left(1 + S_{11}^{Line}(f) - \left(S_{21}^{Line}(f)\right)^2\right)}{\left(1 - S_{11}^{Line}(f) - \left(S_{21}^{Line}(f)\right)^2\right)}. \end{aligned} \tag{6}$$

Здесь $\varepsilon_{eff}(f) = \left(v(f)/v_0\right)^2$ - относительная эффективная диэлектрическая проницаемость микрополосковой линии, $q(f) < 1$ - степенная функция частоты f, определяемая по частотной зависимости характеристического импеданса $Z_0^{Line}(f)$, а ε_r - относительная диэлектрическая проницаемость изоляционного основания схемного аналога, которую находят из условия $Z_0^{Line}(f \to f_0, \varepsilon_r) = Z_0(f \to f_0)$ [5].

Если процедура определения параметров четырехполюсников ошибок предлагаемым Lrt- методом выполнена успешно, то в задаче контроля S-параметров изделий электронной техники преодолеть проблему повторяемости разъемных соединений существенно проще. Контролируемые объекты следует устанавливать не на минимально допустимых, как рекомендуют в [1,2], а на достаточно больших расстояниях от коаксиально-полосковых переходов, близких к $L/2$. Такое положение объекта в микрополосковой линии позволяет исключить погрешность повторяемости в S-параметрах, полученных из соотношений (1) их фильтрацией адаптивным фильтром типа «скользящее окно»[5]. Процедуру фильтрации следует выполнять не

для модулей и аргументов комплексных функций, а для их реальных и мнимых частей.

3. Экспериментальные результаты

Экспериментальная оценка эффективности векторного анализа цепей в микрополосковых направляющих системах была проведена в заземленной слабосвязанной копланарной линии, изготовленный из углеводородной керамики R04350B. Контролируемые объекты могут устанавливаться в копланарную линию поджимом, как показано на рисунке 2, или пайкой.

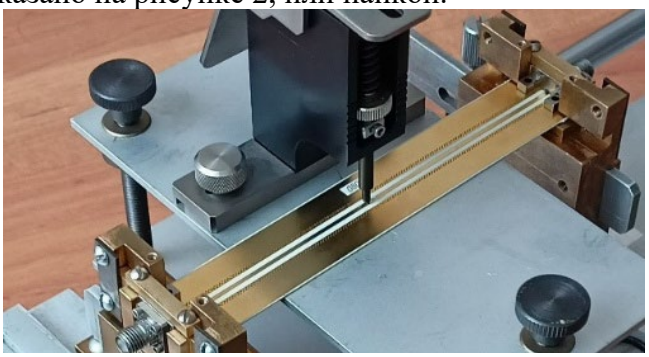

Рисунок 2. Контактное устройство с копланарной линией из углеводородной керамики R04350B

Эффективность векторного анализа цепей в микрополосковых линиях подтверждают результаты измерений коэффициентов отражения от нагрузки короткого замыкания, холостого хода, оконечной нагрузки - SMD-резистора типоразмера 0805 с номинальным сопротивлением 50 Ом и от контактной площадки микрополоскового проводника под резистором, представленные на рисунке 2.

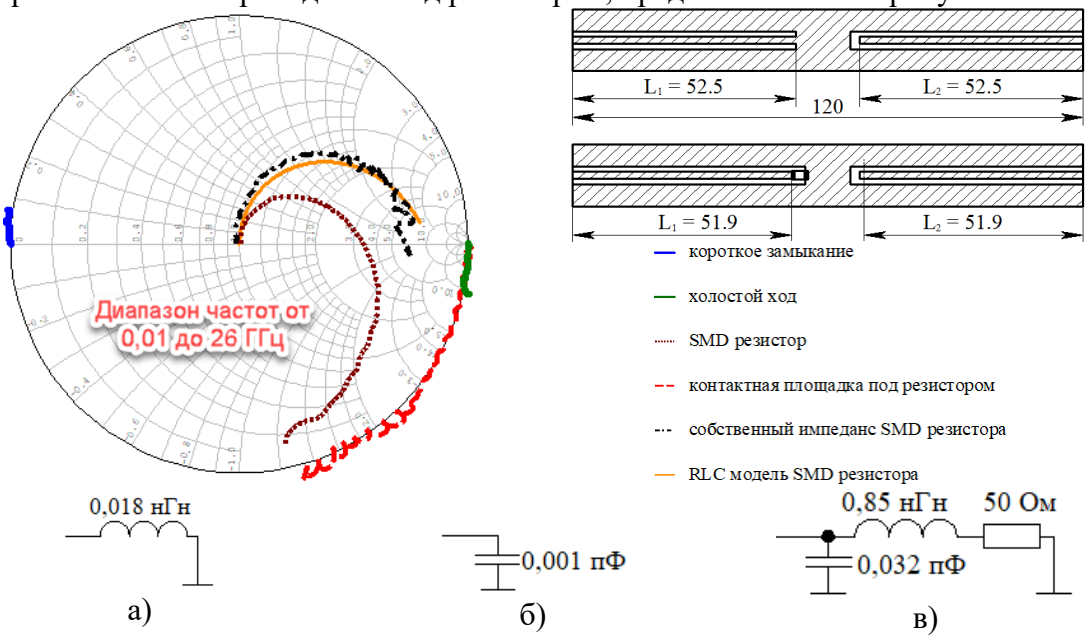

Рисунок 3. Комплексные импедансы контролируемых объектов на диаграмме полных сопротивлений исхемы замещения: *а* – короткого замыкания; *б* – холостого хода; *в* – SMD резистора

Экспериментальная оценка волнового сопротивления копланарной линии показала практически постоянную величину характеристического импеданса $Z_0(f) = 48,3$ Ом в диапазоне частот от 0,01 до 26,0 ГГц. Результаты измерений контролируемых объектов в стандартном коаксиальном канале 3,5/1,5 мм были

преобразованы экстракцией четырехполюсников погрешностей (1) в $S_{ik}^{Z_0}(f)$ с учетом их физических границ, расположенных на расстояниях L_1 и L_2 от коаксиально-полосковых переходов, показанных на рисунке 3. Затем полученные коэффициенты отражения $S_{11}^{Z_0}(f)$ и $S_{22}^{Z_0}(f)$ были трансформированы к стандартному волновому сопротивлению 50 Ом и обработаны адаптивными фильтрами типа «скользящее окно». Полученные результаты, представленные на диаграмме полных сопротивления, и схемные аналоги оконечных нагрузок демонстрируют работоспособность Lrt-метода векторного анализа объектов в микрополосковых линиях передачи.

4. Заключение

Предлагаемое в работе решение задачи векторного анализа цепей в микрополосковых линиях передачи авторы назвали Lrt-методом. Заглавная L указывает на использование ключевой калибровочной меры волнового сопротивления для определения параметров четырехполюсников ошибок – отрезка электрически длинной микрополосковой линии, прописная r – на дополнительное измерение с этой мерой коэффициентов отражения в режимах холостого хода. Прописная t обозначает измерение коэффициента передачи $S_{21}^{T}(f)$ с короткой линией, необходимое для определения вместе с $S_{21}^{L}(f)$ фазовой скорости и коэффициента затухания. Казалось бы, ввиду недостатка измерительной информации, невозможно определить шесть параметров четырехполюсников погрешности, постоянную распространения электромагнитной волны и волновое сопротивление микрополосковой линии. Однако использование процедуры фильтрации квазипериодических комплексных функций частоты адаптивным фильтром типа скользящее окно, позволяющее дополнительно найти три неизвестные комплексных величины: e_{11}, e_{22}, e_{01}/e_{32}, что не только приводит к корректному решению поставленной задачи, но и обеспечивает исключение погрешности повторяемости разъемных соединений.

Список литературы

1. Хибель М. Основы векторного анализа цепей. – Издательский дом МЭИ. – 2009.
2. Дансмор Д. П. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей – Москва: Техносфера. – 2018.
3. Das N. K., Voda S. M., Pozar D. M., IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1987, vol. 35, no. 7.
4. Кунрод Д., Рентюк В. Определение параметров материалов печатных плат в миллиметровом диапазоне // СВЧ-электроника. 2019, № 3.
5. Терентьев А. А., Лупанова Е. А., Никулин С. М., Петров В. В. Контроль параметров печатных полосковых линий в микроволновом диапазоне электромагнитных волн. Измерительная техника, 2024,**73**(6).
6. Лупанова Е. А., Никулин С. М. Метод определения собственных параметров полосковых линий передачи // Измерительная техника. 2021. №. 5.