

LTR метод исключения влияния окружающих цепей в П-образном волноводе

Е.А. Лупанова, С.М. Никулин

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Аннотация: предлагается новый LTR метод исключения влияния параметров окружающих цепей на измерения S-параметров объектов. Использование LTR-метода рассмотрено на примере П-образного волновода, в качестве объекта измерения использован поляризационный аттенуатор. Были определены значения вносимого аттенуатором ослабления и собственные параметры волновода – фазовая скорость и размер широкой стенки как функция частоты.

Ключевые слова: П-образный волновод, искажающий адаптер, калибровка, фазовая скорость, аттенуатор.

1. Введение

При работе в нестандартном П-образном волноводе возникает проблема исключения влияния окружающих цепей на объекты измерения. Широко известный TRL метод [1,2] имеет ряд недостатков – применимость в узкой полосе частот, проблемы с определением корня квадратного уравнения. Использование OSM метода невозможно из-за отсутствия согласованной нагрузки. Совсем недавно был разработан ряд новых методов, позволяющих работать в нестандартных линиях передачи в широкой полосе частот без меры согласованной нагрузки – это LRT [3], LR [4] и Экспресс [5] методы. Но их общий недостаток – алгоритм определения коэффициента отражения со стороны коаксиального разъема как средней линии коэффициента отражения электрически длинной линии. В качестве алгоритмов предлагается использовать метод Минимакса или МНК. Но эти методы в нестандартных линиях передачи могут давать не валидные результаты из-за сложного характера средней линии.

2. LTR-метод исключения параметров окружающих цепей

Новый LTR метод контроля параметров объектов является продолжением LRT, LR и Экспресс методов, но предлагает совершенно новый алгоритм определения коэффициентов отражения со стороны коаксиальных разъемов. Для этого LTR метод использует формулы, известные из TRL метода.

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

Коэффициент T , в отличие от TRL метода, предлагается определять непосредственно из результатов измерений S-параметров электрически длинной S_{ik}^L и короткой S_{ik}^T линий, а именно, по отношению фаз их коэффициентов передачи. Соотношение (1) хорошо работает на частотах, в которых отношение фаз близко к 90° :

$$\left[T_n = \arg(S_{21}^L) / \arg(S_{21}^T) \right] \rightarrow \pm \pi/2. \quad (2)$$

Таким образом удается найти несколько частотных точек, в которых точно определяются коэффициенты отражения $S_{11}^{a,b}(f)$. Чем больше разность длин длинного и короткого отрезков и шире частотный диапазон, в котором проводились измерения, тем больше частотных точек получится.

Для определения значений коэффициентов отражения со стороны коаксиальных портов $S_{11}^{a,b}(f)$ во всем частотном диапазоне выполняется интерполяция сплайнами Акимы [6].

Любые переходы неидеальны [7, 8]. Неидеальность переходов предлагается учесть через частотно-зависимые реактивные импедансы $X_a(f)$ и $X_b(f)$, как показано на рисунке 1.

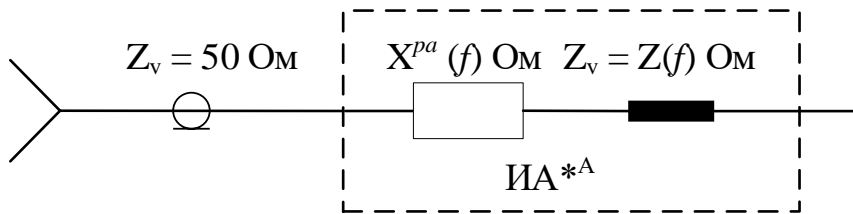


Рисунок 1. Схемная модель искажающего адаптера

Отношение коэффициентов отражения цепей А и В рассчитывается совершенно новым способом, с учетом реактивных импедансов и соотношений, предложенных в [9]:

$$K(f) = \frac{\sqrt{R_a} (1 + R_b + iX_b)}{\sqrt{R_b} (1 + R_a + iX_a)},$$

$$X_{a,b}(f) = \frac{2\text{Im}(S_{11}^{a,b})}{1 - 2\text{Re}(S_{11}^{a,b}) + |S_{11}^{a,b}|^2}, \quad (3)$$

$$R_{a,b}(f) = \frac{1 - |S_{11}^{a,b}|^2}{1 - 2\text{Re}(S_{11}^{a,b}) + |S_{11}^{a,b}|^2}.$$

Оставшиеся параметры цепей А и В определяют из соотношений, известных из Экспресс метода [5]:

$$S_{22}^a(f) = K(S_{22}^L(f) - S_{11}^b(f))/S_{12}^L(f),$$

$$(S_{22}^b)^p(f) = (S_{11}^L(f) - S_{11}^a(f))/S_{21}^L(f)K,$$

$$S_{21}^a(f)S_{12}^a(f) = S_{21}^L(f)K(1 - S_{22}^a(f)S_{22}^b(f)),$$

$$S_{21}^b(f)S_{12}^b(f) = S_{12}^L(f)(1 - S_{22}^a(f)S_{22}^b(f))/K, \quad (4)$$

$$S_{21}^a(f)S_{12}^b(f) = S_{21}^L(f)(1 - S_{22}^a(f)S_{22}^b(f)),$$

$$S_{12}^a(f)S_{21}^b(f) = S_{12}^L(f)(1 - S_{22}^a(f)S_{22}^b(f)).$$

После этого из измерения коэффициента передачи Т-соединения вычитаются параметры цепей А и В и рассчитывается обратный коэффициент передачи короткого

отрезка линии.

Затем все вычисления повторяются, но теперь уже по обратному коэффициенту передачи T-соединения.

После окончательного определения S-параметров цепей А и В можно устранить их влияние на результаты измерения объектов по соотношениям [8]:

$$\begin{aligned}
 S_{11}^x &= \frac{(\det S - S_{11}^a S_{22}^b) S_{22}^b - (S_{11} - S_{11}^a) \det S^b}{S_{22}^a (S_{22}^b \det S - S_{11} \det S^b) + (\det S^b - S_{22} S_{22}^b) \det S^a}, \\
 S_{21}^x &= \frac{S_{21} S_{12}^a S_{21}^b}{S_{22}^a (S_{22}^b \det S - S_{11} \det S^b) + (\det S^b - S_{22} S_{22}^b) \det S^a}, \\
 S_{12}^x &= \frac{S_{12} S_{21}^a S_{12}^b}{S_{22}^a (S_{22}^b \det S - S_{11} \det S^b) + (\det S^b - S_{22} S_{22}^b) \det S^a}, \\
 S_{22}^x &= \frac{(\det S - S_{11}^b S_{11}^a) S_{22}^a - (S_{22} - S_{11}^b) \det S^a}{S_{22}^a (S_{22}^b \det S - S_{11} \det S^b) + (\det S^b - S_{22} S_{22}^b) \det S^a}.
 \end{aligned} \tag{6}$$

3. Контроль объектов LTR методом в П-образном волноводе

Экспериментальные исследования проводились в П-образного волноводе. Были использованы отрезки волновода длиной 306 мм, 153 мм, 9,9 мм, 5 мм и соединение встык. В качестве объекта измерения использовался поляризационный аттенюатор с вносимым ослаблением 0 dB, 1 dB, 3 dB, 5 dB, 10 dB, 15 dB, 20 dB. На рисунке 2 показан аттенюатор с установленными переходами с прямоугольного на П-образный волновод.



Рисунок 2. Внешний вид аттенюатора Д33-34 с установленными переходами

На рисунке 3 показан модуль коэффициента передачи поляризационного аттенюатора с вносимым ослаблением 0 dB, 1 dB, 3 dB, 5 dB, 10 dB, 15 dB, 20 dB, полученный методом LTR на отрезках волновода L 306 мм и T 9,9 мм. В диапазоне от 14 до 16,5 ГГц возникает некоторый шум, что можно объяснить особенностью конструкции переходов с прямоугольного на П-образный волновод.

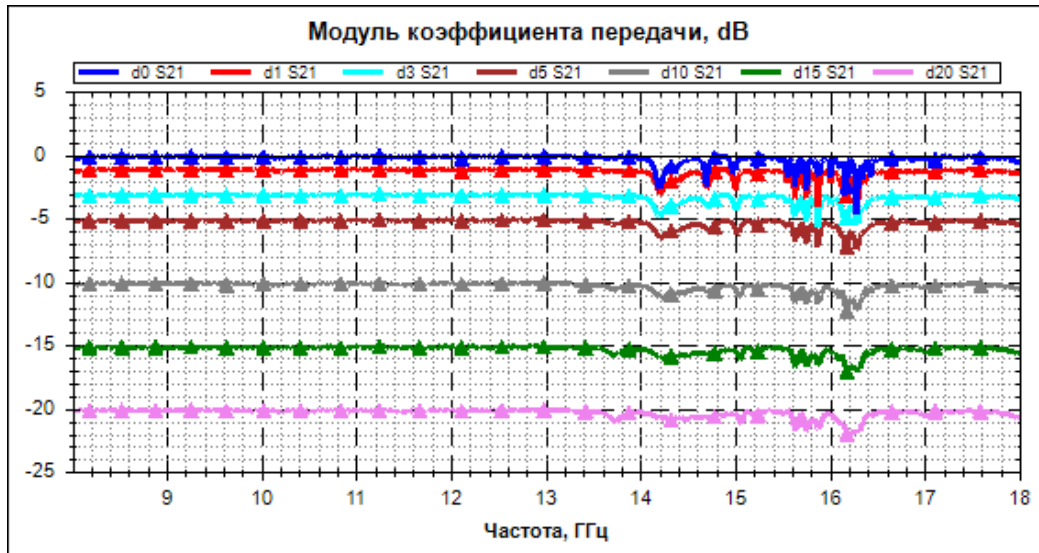


Рисунок 3. Коэффициент передачи поляризационного аттенюатора с вносимым ослаблением 0 dB, 1 dB, 3 dB, 5 dB, 10 dB, 15 dB, 20 dB

4. Определение фазовой скорости и размера широкой стенки П-образного волновода LTR методом

По результатам эксперимента в П-образном волноводе была найдена фазовая скорость и определены размеры широкой стенки волновода как функции частоты. Фазовая скорость определялась по соотношению:

$$v(f) = \frac{-2\pi f \Delta L}{\arg(S_{21}^L / S_{21}^T)} \times 10^6 \left[\frac{\text{м}}{\text{с}} \right], \quad (7)$$

где f - частота, ГГц,

$\Delta L = L - T$ - разница длин длинного и короткого отрезков волновода, мм,

$\arg(S_{21}^L / S_{21}^T)$ - полный угол отношения коэффициентов передачи длинного S_{21}^L и короткого S_{21}^T отрезков волновода.

После этого полученные данные аппроксимируют с помощью алгоритма МНК полиномом третьей степени. На рисунке 4 показан график фазовой скорости, полученный на отрезках волновода L 153 мм и T 9,9 мм

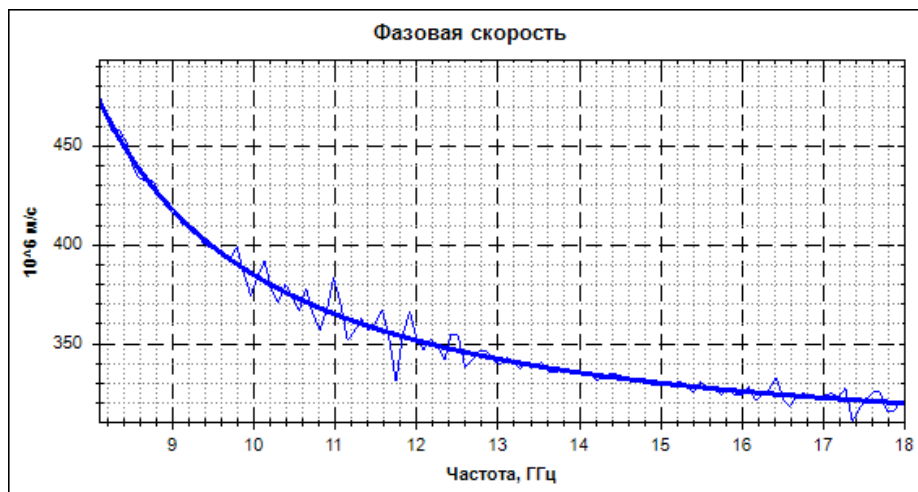


Рисунок 4. Фазовая скорость

Методом золотого сечения из соотношения

$$v(f) = \frac{v_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{v_0}{2f(a + a_1 f)} \right)^2}} \times 10^6 \left[\frac{\text{М}}{\text{с}} \right] \quad (8)$$

вычисляются коэффициенты a и a_1 .

В ходе эксперимента определены значения коэффициентов $a=23,94429$ и $a_1=-0,00286$.

5. Заключение

В рамках проведенного исследования была доказана эффективность нового LTR метода для исключения параметров цепей в нестандартных волноведущих системах на примере П-образного волновода. Были определены коэффициенты передачи поляризационного аттенюатора, совпадающие с вносимым ослаблением. Также были определены собственные параметры П-образного волновода, а именно фазовая скорость и вычислен размер широкой стенки волновода как линейная функция частоты.

Список литературы

1. Engen G. F., Hoer C. A. Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer //IEEE transactions on microwave theory and techniques. – 1979. – Т. 27. – №. 12. – С. 987-993.
2. Agilent Technologies. Network analysis applying the 8510 TRL calibration for non-coaxial measurements. – 2001.
3. Лавричев О. В., Никулин С. М. LRT-метод определения параметров объектов в нестандартных направляющих системах //Датчики и системы. – 2017. – №. 8-9. – С. 39-44.
4. Евсеев В. И. и др. Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве //Ural Radio Engineering Journal. 2019. Vol. 3.№ 1. – 2019. – Т. 3. – №. 1. – С. 53-71.
5. Евсеев В. И., Никулин С. М. LR и экспресс-метод контроля параметров электронных компонентов в полосковых линиях передачи //Информационные системы и технологии ИСТ-2020. – 2020. – С. 1290-1294.
6. Akima H. A new method of interpolation and smooth curve fitting based on local procedures //Journal of the ACM (JACM). – 1970. – Т. 17. – №. 4. – С. 589-602.
7. Хибель М. Основы векторного анализа цепей/Михаэль Хибель.–пер. с англ. СМ Смольского; под ред. У. Филипп //М: Издательский дом МЭИ. – 2009.
8. Дансмор Д. П. Настольная книга инженера. Измерения параметров СВЧ-устройств с использованием передовых методик векторного анализа цепей //Москва: Техносфера. – 2018.
9. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. – Сов. радио, 1963.