

АНАЛИЗ ВЫСОКОТОЧНЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОТРАЖЕНИЯ В КООКСИАЛЬНЫХ ТРАКТАХ

Ю.А. Пальчун^{1,3}, В.Б. Малинкин²,
В.П. Пологрудов³, С.В. Владимирова³

*Кафедры: «Передача дискретных сообщений и метрология» (1),
«Многоканальная электрическая связь и оптические системы» (2),
ФГОБУ ВПО «Сибирский государственный университет
телекоммуникаций и информатики»; mvb_sibsutis@mail.ru;
ФГУП «Сибирский государственный ордена Трудового Красного Знамени
научно-исследовательский институт метрологии» (3), г. Новосибирск*

Представлена членом редколлегии профессором В.Ф. Калинин

Ключевые слова и фразы: моделирование; параметры двухполосников; параметры отражения; погрешности измерения; СВЧ-тракт.

Аннотация: Рассмотрены вопросы анализа и моделирования измерителей параметров отражения СВЧ-цепей на основе многополосных датчиков и методов повышения их точности.

Необходимость передачи неуклонно растущих информационных потоков, создания современных устройств в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) и радиотехнических средств различного назначения (радиолокация, радионавигация, управление, быт), освоения новых частотных диапазонов остро обозначили проблему обеспечения на государственном уровне единства измерений параметров радиочепей в коаксиальных трактах в диапазоне СВЧ. От точности измерения параметров радиочепей в данном диапазоне существенно зависит эффективность передачи информации по каналам связи, точностные и массогабаритные характеристики радиотехнической аппаратуры (включая бортовую и бытовую), стоимость соответствующих радиотехнических устройств и систем. Это, в свою очередь, требует решения комплекса научно-технических задач, связанных с созданием систем метрологического обеспечения, в основе которых находятся государственные поверочные схемы, государственные первичные эталоны и установки высшей точности, прецизионные средства измерений, обеспечивающих наполнение этих поверочных схем.

Отсутствие обобщенной математической модели многополосных, многосигнальных измерителей параметров отражения в диапазоне СВЧ не позволяет на единой методологической основе разработать методы повышения точности измерения. Кроме того, это усложняет разработку методов и устройств для передачи размеров единиц между различными эталонными установками и методов аттестации мер комплексного коэффициента отражения.

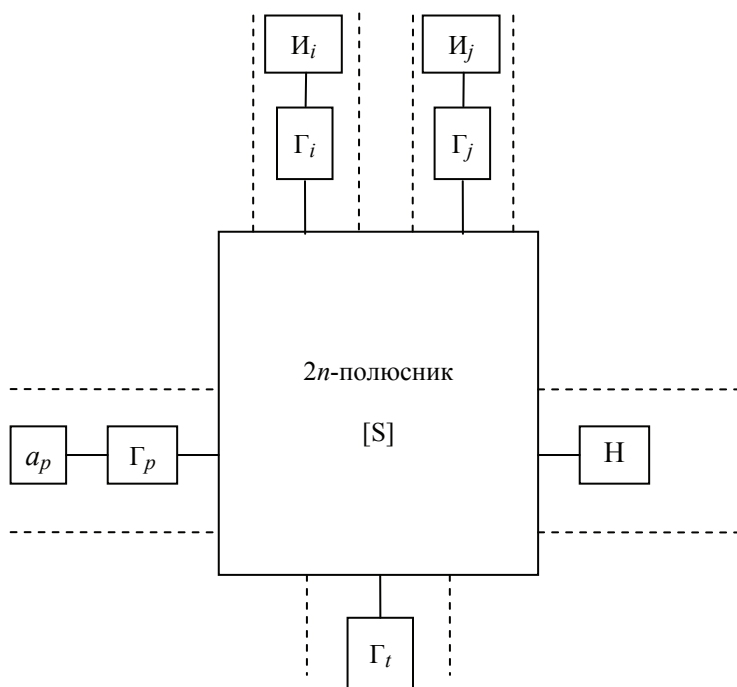
В статье проведен анализ многополюсных измерителей цепей СВЧ в режиме измерения параметров отражения при наложении соответствующих условий на эквивалентные параметры измерителя и различных граничных условий. Рассмотрены векторные и скалярные измерители на базе шести-, восьми- и $2n$ -полюсных датчиков, проведен анализ методов калибровки и принципов построения коммутационных измерителей коэффициентов отражения.

На рисунке представлена обобщенная схема измерителя параметров отражения, где \dot{a}_p и $\dot{\Gamma}_p$ – амплитуда волны и комплексный коэффициент отражения (ККО) p -го генератора; $\dot{\Gamma}_t$ – ККО нагрузки, подключенной к t -му входу; I_i, I_j – индикаторы, подключенные к i -му, j -му входам соответственно; $\dot{\Gamma}_i, \dot{\Gamma}_j$ – ККО индикаторов, подключенных к i -му, j -му входам соответственно; H – нагрузка; $p \in [1, a], i \in [1, b], j \in [0, c], t \in [1, v]$; a, b, c, v – количество входов $2n$ -полюсников с подключенными генераторами, индикаторами, нагрузками соответственно; Γ_n – коэффициент отражения нагрузки. Индикаторы I_i, \dots, I_j используются при измерении комплексных коэффициентов отражения.

При определении коэффициента отражения нагрузки используем метод эквивалентного генератора [1]. При этом будем считать, что выделение падающих на нагрузку и отраженных волн осуществляется i -ми и j -ми индикаторами.

Определим параметры эквивалентного генератора для p -го генератора и i -го индикатора

Обозначим нормированную амплитуду волны эквивалентного генератора для рассматриваемого случая через \dot{b}_{ip} , а коэффициент отражения эквивалентного генератора, приведенного к i -му выходу через $\dot{\Gamma}_{ii}$.



Обобщенная схема измерителя параметров отражения

При этом \dot{b}_{ip} определяется выражением

$$\dot{b}_{ip} = \frac{\dot{\Delta}_1}{\dot{\Delta}_2} = \frac{\sum_K \dot{G}_K \dot{D}_K}{\dot{D}}, \quad (1)$$

где \dot{G}_K – коэффициент передачи K -го разомкнутого пути; \dot{D}_K – определитель части графа, не соприкасающийся с K -м разомкнутым путем; $\dot{\Delta}_2 = \dot{D}$ – определитель графа, то есть определитель системы уравнений, отображаемым графом; \dot{G}_K , \dot{D}_K – определяются по известным правилам [2].

$\dot{\Gamma}_{ii}$ определяется выражением для коэффициента отражения эквивалентного генератора, приведенного к j -му выходу

$$\dot{\Gamma}_{ii} = \frac{\dot{\Delta}_3}{\dot{\Delta}_2} = \frac{\sum_M \dot{G}_M \dot{D}_M}{\dot{D}}, \quad (2)$$

где \dot{G}_M – коэффициенты передачи M -го разомкнутого пути; \dot{D}_M – определитель части графа, не соприкасающийся с M -м разомкнутым путем; \dot{G}_M и \dot{D}_M – определяются по правилам [2].

Используя принцип суперпозиции, можно определить суммарные амплитуды \dot{B}_{ip} волн эквивалентных генераторов в i -х входах $2n$ -полюсников соответственно:

$$\dot{B}_{ip} = \sum_{p=1}^a \dot{b}_{ip} \dot{a}_p. \quad (3)$$

Определим параметры эквивалентного генератора для p -го генератора и j -го индикатора.

Обозначим нормированную амплитуду волны эквивалентного генератора для рассматриваемого случая через \dot{b}_{jp} , а коэффициент отражения через $\dot{\Gamma}_{jj}$.

При этом \dot{b}_{jp} определяется выражением

$$\dot{b}_{jp} = \frac{\dot{\Delta}_3}{\dot{\Delta}_2} = \frac{\sum_S \dot{G}_S \dot{D}_S}{\dot{D}}, \quad (4)$$

где \dot{G}_S – коэффициент передачи S -го разомкнутого пути; \dot{D}_S – определитель части графа, не соприкасающийся с S -м разомкнутым путем; \dot{G}_S , \dot{D}_S – определяются по правилам, изложенным [2].

$\dot{\Gamma}_{jj}$ определяется выражением

$$\dot{\Gamma}_{jj} = \frac{\dot{\Delta}_4}{\dot{\Delta}_2} = \frac{\sum_T \dot{G}_T \dot{D}_T}{\dot{D}}, \quad (5)$$

где \dot{G}_T – коэффициенты передачи T -го разомкнутого пути; \dot{D}_T – определитель части графа, не соприкасающийся с T -м разомкнутым путем; \dot{G}_T и \dot{D}_T – определяются по правилам [2].

Используя принцип суперпозиции, можно определить суммарные амплитуды \dot{B}_{jp} волн эквивалентных генераторов в j -х входах $2n$ -полюсников соответственно:

$$\dot{B}_{jp} = \sum_{p=1}^a \dot{b}_{jp} \dot{a}_p. \quad (6)$$

Из выражения (1) и (4) путем группирования элементов получим следующие соотношения:

$$\dot{b}_{ip} = \frac{\dot{A}'_i \dot{\Gamma}_H + \dot{B}'_i}{\dot{F}' + \dot{D}' \dot{\Gamma}_H} = \frac{\dot{A}'_i \dot{\Gamma}_H + \dot{B}'_i}{1 + \dot{D}' \dot{\Gamma}_H}, \quad (7)$$

$$\dot{b}_{jp} = \frac{\dot{A}'_j \dot{\Gamma}_H + \dot{B}'_j}{\dot{F}' + \dot{D}' \dot{\Gamma}_H} = \frac{\dot{A}'_j \dot{\Gamma}_H + \dot{B}'_j}{1 + \dot{D}' \dot{\Gamma}_H}, \quad (8)$$

где $\dot{A}'_i = \frac{\dot{A}'_i}{\dot{F}'}$, $\dot{B}'_j = \frac{\dot{B}'_j}{\dot{F}'}$, $\dot{D}' = \frac{\dot{D}'}{\dot{F}'}$.

При $i = 1, j = 0, p = 1$ соотношение (7) характеризует измеритель на базе шестиполюсного элемента.

В общем случае соотношения (7) и (8) описывают измеритель на базе $2n$ -полюсного элемента.

Обычно в измерителе на базе $2n$ -полюсного элемента по выходу i осуществляется нормировка измерительных уравнений. Используя соотношения (7) и (8), получим для данного случая

$$\dot{\Gamma}_{ij} = \frac{\dot{b}_{jp}}{\dot{b}_{ip}} = \frac{\dot{A}'_j \dot{\Gamma}_H + \dot{B}'_j}{\dot{A}'_i \dot{\Gamma}_H + \dot{B}'_i}. \quad (9)$$

Из обобщенного уравнения (9) для одного генератора в измерителе восьми-полюсного типа, использующего направленные датчики (ответители на базе направленных датчиков на падающую и отраженную волны), получим следующее измерительное уравнение, характеризующее данный измеритель,

$$\dot{N} = \frac{\dot{A}' \dot{\Gamma}_H + \dot{B}'}{1 + \dot{C}' \dot{\Gamma}_H}, \quad (10)$$

где \dot{N} – измеренное значение ККО; $\dot{\Gamma}_H$ – действительное значение ККО; \dot{A}' – отношение коэффициентов передачи каналов отраженной и падающей волн; \dot{B}' – эквивалентная направленность; \dot{C}' – эквивалентное рассогласование и межканальная связь в измерителе.

В идеальном случае значения параметров \dot{B}' и \dot{C}' равны нулю, а параметр $\dot{A}' = 1$. Отличие эквивалентных параметров от идеальных значений и определяет погрешность измерения ККО.

Выражение (10) может быть преобразовано к виду

$$\dot{N} = \dot{A}' \dot{\Gamma}_H \frac{1 + \dot{B}' \dot{\Gamma}_H^{-1}}{1 + \dot{C}' \dot{\Gamma}_H}, \quad (11)$$

где учтено приближенное равенство параметра \dot{A}' единице.

Из уравнения (11) видно, что, и в данном случае, точное определение измеряемых параметров отражения возможно путем или определения всех эквивалентных параметров (алгоритмические методы измерения), или минимизацией их влияния на результат измерения (неалгоритмические методы измерения).

Для реальных измерителей справедливы обычно неравенства [3]

$$\dot{B} \ll \dot{A}, \quad \dot{C} \ll 1. \quad (12)$$

Ввиду этого на практике до последнего времени использовалось выражение [3]

$$\dot{N} \approx \dot{A} \dot{\Gamma}_H. \quad (13)$$

В рабочих средствах измерения удалось довести систематическую погрешность измерения, при использовании уравнения (13) вместо уравнения (11), до 15° как по фазе коэффициента отражения, так и по модулю.

В эталонных системах и устройствах повышение точности измерения заставило разработчиков пойти по пути определения эквивалентных параметров измерителя в выражении (11) с использованием калибровочных процедур (алгоритмические методы измерения).

При использовании приближенного выражения (13) наибольшее влияние на точность измерения модуля и фазы измеряемого ККО оказывают систематические погрешности, обусловленные рассогласованием и конечной величиной направленности измерительных датчиков. В тех случаях, когда результирующая погрешность измерения превышает допустимые значения, целесообразно использовать соответствующие методы и алгоритмы, исключающие влияние систематических факторов. Эти методы и алгоритмы, как уже отмечалось, базируются на экспериментальном определении эквивалентных параметров, например, с использованием соответствующих калибровочных элементов.

Результат измерения параметров отражения в выражении (11) удобно представить в виде некоторого значения, определяемого в идеализированном тракте идеализированным измерителем и функцией поправки, учитывающих влияние основных систематических факторов.

Использование концепции анализа измерителей на основе функций поправки позволяет унифицировать как подходы к анализу измерителей параметров отражения, так и сам анализ [3].

Функции поправки по модулю и фазе коэффициента отражения определяются уравнениями:

$$|\dot{N}| = |\dot{N}_0| (1 + \Delta A_N); \quad (14)$$

$$\varphi_N = \varphi_{N_0} + \Delta \varphi_N, \quad (15)$$

где ΔA_N , $\Delta \varphi_N$ – функции поправки.

Из (11), полагая

$$\dot{N} = |\dot{N}| e^{-j\varphi_N}, \quad \dot{A} = |\dot{A}| e^{-j\varphi_A}, \quad \dot{B} = |\dot{B}| e^{-j\varphi_B}, \quad \dot{C} = |\dot{C}| e^{-j\varphi_C}, \quad \dot{\Gamma}_H = |\dot{\Gamma}_H| e^{-j\varphi_H},$$

получим следующие выражения

$$\dot{N} = |\dot{N}| e^{-\varphi_N} = \frac{|\dot{A}| |\dot{\Gamma}_H| \left| 1 + \frac{\dot{B} \dot{\Gamma}_H^{-1}}{1 + \dot{C} \dot{\Gamma}_H} \right|}{|1 + \dot{C} \dot{\Gamma}_H|} e^{-j(\varphi_A + \varphi_{\Gamma_H} - \varphi_3 + \varphi_4)}, \quad (16)$$

$$\text{где } \varphi_3 = \arctg \frac{\text{Im } \dot{C} \dot{\Gamma}_H}{\text{Re}(1 + \dot{C} \dot{\Gamma}_H)}, \quad \varphi_4 = \arctg \frac{\text{Im } \dot{B} \dot{\Gamma}_H}{\text{Re}(1 + \dot{B} \dot{\Gamma}_H)}.$$

Из (16), с учетом нормировки, получим:

$$\Delta A_N = \text{Re}[\dot{B} \dot{\Gamma}_H - \dot{B} \dot{\Gamma}_H(0) - \dot{C} \dot{\Gamma}_H + \dot{C} \dot{\Gamma}_H(0)]; \quad (17)$$

$$\Delta \varphi_N = \text{Im}[-\dot{B} \dot{\Gamma}_H + \dot{B} \dot{\Gamma}_H(0) + \dot{C} \dot{\Gamma}_H - \dot{C} \dot{\Gamma}_H(0)], \quad (18)$$

где $\dot{\Gamma}_H(0)$ – начальная калибровка измерителя.

При определении эквивалентных параметров измерителя целесообразно использовать калибровочные процедуры, в которых влияние тех или иных нежелательных факторов минимально, и для которых калибровочные элементы имеют наименьшие погрешности и просты в изготовлении.

В общем случае для определения эквивалентных параметров в выражениях (17) и (18) необходимо использовать два калибровочных элемента с известными параметрами и известного элемента, определяющего условия начальной калибровки. В качестве последнего наиболее часто используется короткозамыкающий элемент с нулевой (или с известной) электрической длиной.

Определенными преимуществами обладают алгоритмы, в которых в качестве калибровочных элементов используется набор из двух мер в виде отрезков воздушного коаксиального волновода с волновым сопротивлением, равным волновому сопротивлению тракта, и элемента, определяющего условия начальной калибровки.

Подставляя известные параметры мер и определенные по результатам калибровочных измерений ΔA_N и $\Delta \varphi_N$ в выражения (17) и (18), получим систему уравнений для определения эквивалентных параметров. При этом определение параметров произвольного элемента с параметрами Γ_n и φ_n производится с использованием соотношений (14) и (15).

При использовании для определения эквивалентных параметров массивов только амплитудных или фазовых измерений требуемое число калибровочных элементов удваивается.

Анализ полученных соотношений позволил сделать следующие выводы [3].

Функции поправки по модулю и фазе коэффициента отражения подобны и находятся в квадратуре. Это позволяет перенести результаты анализа функции поправки по фазе на функции поправки по амплитуде и наоборот.

При использовании алгоритмических методов измерения коэффициента отражения погрешность измерения зависит как от параметров калибровочных элементов и их погрешности, так и от погрешностей самого измерителя. При этом повышение точности измерения возможно как путем правильного выбора характеристик калибровочных элементов, так и путем уменьшения их погрешностей.

Для измерителей коэффициента отражения повышение точности измерения параметров отражения требует как повышения точности индикаторных устройств, что может быть осуществлено посредством использования нониусных методов, так и повышения точности калибровочных элементов, используемых в алгоритмических методах. Это, в свою очередь, требует проведения на единой методологической основе соответствующего анализа калибровочных мер и элементов с целью поиска методов повышения их точности.

Список литературы

1. Nemoto, T. Microwave Circuit Analysis Using the Equivalent Generator Concept / T. Nemoto, D.F. Wait // IEEE Trans. Instrum. and Meas. – 1968. – Vol. MTT-16, № 10. – P. 866–873.
2. Силаев, М.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств / М.А. Силаев, С.Ф. Брянцев. – М. : Сов. радио, 1970. – 248 с.
3. Пальчун, Ю.А. Разработка и исследование методов и эталонных средств для обеспечения единства измерения параметров передачи в коаксиальных трактах : дис. д-ра техн. наук : 05.11.15 : защищена 25.01.2002 : утв. 15.06.2002 / Пальчун Юрий Анатольевич. – Новосибирск, 2002. – 292 с.

The Analysis of High Precise Method of Measuring Reflection Parameters in Coaxial Highways

Yu.A. Palchun, V.B. Malinkin, V.P. Pologrudov, S.V. Vladimirova

Departments: "Transmission of Discrete Data and Metrology" (1),
"Multichannel Electro Communication and Optical Systems" (2), Siberian State
University of Telecommunications and Computer Science; *mvb_sibsutis@mail.ru*;
Siberian State Research Institute of Metrology (3), Novosibirsk

Key words and phrases: measurement error microwave path; modeling; reflection parameters; two-terminal parameters.

Abstract: The paper discusses the issues of analysis and modeling of measuring reflection parameters of microwave circuits based on multi-pole sensors and methods to improve their accuracy.

Analyse der hochgenauen Methoden der Messung der Parameter der Reflexion in den Koaxialtrakte

Zusammenfassung: Es sind die Fragen der Analyse und der Modellierung der Messgeräte der Parameter der Reflexion der Mikrowellenketten aufgrund der mehrpoligen Sensoren und der Methoden der Erhöhung ihrer Genauigkeit betrachtet.

Analyse des méthodes de haute précision de la mesure des paramètres de la réflexion dans les canaux coaxiaux

Résumé: Sont examinées les questions de l'analyse et du modélage des mesureurs des paramètres de la réflexion des chaînes V.H.F. à la base des capteurs multipolaires et des méthodes de l'augmentation de la précision.

Авторы: *Пальчун Юрий Анатольевич* – доктор технических наук, профессор кафедры «Передача дискретных сообщений и метрология», ФГОБУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики», академик Метрологической академии России и Академии проблем качества, ученый секретарь и начальник сектора ФГУП «Сибирский государственный ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт метрологии»; *Малинкин Виталий Борисович* – доктор технических наук, профессор кафедры «Многоканальная электрическая связь и оптические системы» ФГОБУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики», академик РАЕ, исполнительный директор МОО «Сибирское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени имени А.С. Попова»; *Пологрудов Виктор Петрович* – старший научный сотрудник кафедры «Многоканальная электрическая связь и оптические системы», ФГОБУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»; *Владимирова Светлана Владимировна* – аспирант ФГУП «Сибирский государственный ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт метрологии», г. Новосибирск.

Рецензент: *Горлов Николай Ильич* – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Линии связи», ФГОБУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики», г. Новосибирск.