УДК 621.396.97:621.317.75

ИЗМЕРЕНИЕ СВЧ-ПАРАМЕТРОВ МИКРОВОЛНОВЫХ ДВУХПОЛЮСНИКОВ

Николаенко А.Ю., магистрант[1]; Львов А.А., д.т.н., проф.[1]; Львов П.А., к.т.н.[2]
([1]Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А., г. Саратов, Россия, [2]ОАО Энгельсское ОКБ «Сигнал» им. А.И. Глухарёва, г. Энгельс, Россия)

Для автоматического измерения комплексных коэффициентов отражения двухполюсников в настоящее время применяются два широко известных метода: векторного вольтметра (ВВ) и многополюсного рефлектометра (МР) [1]. Недостатком автоматического анализатора цепей (ААЦ), основанного на методе ВВ [1,2], является сложность изготовления и высокая стоимость. Главным недостатком метода МР является трудность калибровки.

В работе [2] предлагается объединить в одном устройстве достоинства обоих методов, максимально устранив недостатки. Для этого разработан ААЦ, блок-схема которого показана на рис. 1. Предлагается выходы измерительных плеч МР подсоединить к смесителям блока понижения частоты. После гетеродинирования аналоговые сигналы преобразуются в цифровую форму и вводятся в память компьютера. Вся последующая обработка данных производится в цифровой форме с использованием соответствующего математического обеспечения.

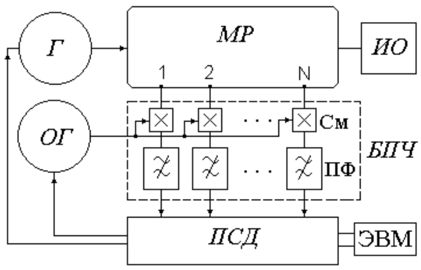


Рисунок1 - Структурная схема ААЦ на основе многоканального ВВ

На рис. 1 обозначено: *Г*, *ОГ* – основной и опорный СВЧ генераторы; *МР* – многополюсный рефлектометр; 1, 2, ..., *N* – измерительные плечи; *ИН* – исследуемая нагрузка; *См* – смесители; *ПФ* – полосовые фильтры; *БПЧ* – блок понижения частоты; *ПСД* – плата сбора данных.

Если сигнал с измерительного порта МР подать на вход смесителя, на второй вход которого поступает напряжение от опорного генератора, то действительный сигнал на выходе *j*-го смесителя будет иметь вид [2]:

$$\upsilon_j = U_j \cos(\omega \cdot t + \varphi_j) \cdot \cos[(\omega - \nu)t] =$$
$$0{,}5 \cdot U_j \{\cos(\nu \cdot t + \varphi_j) + \cos[(2\omega - \nu)t + \varphi_j]\}, \; j=1,2,...,N$$

где U_j, φ_j – неизвестные амплитуда и фаза СВЧ-сигнала в *j*-м измерительном плече МР соответственно; ω – известная круговая частота СВЧ сигнала; ν – известная разность между частотами основного Г и опорного ОГ генераторов.

Полосовой фильтр выделяет только низкочастотную составляющую сигнала $\upsilon_j(t)$:

$$\vartheta_j(t) = U_j \cos(\nu \cdot t + \varphi_j) + \xi_j, \; j=1,2,...,N$$

где ξ_j – ошибка измерения в j-м канале.

После аналого-цифрового преобразователя ПСД сигналы ϑ_j преобразуются в цифровую форму, образуя *N* последовательностей по *K* отсчетов в каждой:

$$\vartheta_j(t_k) = \vartheta_{jk} = U_j \cdot \cos(\nu \cdot k \cdot \tau + \varphi_j) + \xi_{jk}, \; (j=1,2,...,N;\; k=1,2,...,K) \quad (1)$$

где τ – время между двумя последовательными отсчетами в одной последовательности; *k* – номер отсчета измеренного оцифрованного сигнала.

Задача заключается в нахождении оценок неизвестных параметров a и b по цифровым отсчетам измеренных напряжений ϑ_{jk} (1). Комплексная амплитуда отклика j-го измерительного плеча u_j связана с комплексными амплитудами падающей b и отраженной a волн уравнением [2]:

$$u_j = A_j \cdot a + B_j \cdot b + \Xi_j, \; j=1,2,...,N \tag{2}$$

где A_j, B_j – известные комплексные коэффициенты передачи j-го канала для отраженной и падающей волн соответственно, найденные при калибровке; Ξ_j – комплексная ошибка измерения u_j.

Таким образом, если оценки амплитуд u_j известны, то можно вычислить оценки параметров a и b, характеризующих исследуемый двухполюсник. Следовательно, первый этап обработки данных ϑ_{jk}, полученных с измерительных плеч МР должен заключаться в оценивании на их основе комплексных амплитуд u_j.

Систему (1) преобразуем для удобства следующим образом:

$$v_{jk} = U_j \cdot cos(\nu \cdot k \cdot \tau) \cdot cos(\varphi_j) - U_j \cdot sin(\nu \cdot k \cdot \tau) \cdot sin(\varphi_j) + \xi_{jk}, \tag{3}$$

Тогда после замены переменных

$$\begin{cases} y_j = U_j \, cos(\varphi_j), \\ z_j = U_j \, sin(\varphi_j), \end{cases} \quad \begin{cases} x_{1k} = cos(\nu \cdot k \cdot \tau), \\ x_{2k} = -sin(\nu \cdot k \cdot \tau), \end{cases} \text{(j=1,2,...,N; k=1,2,...,K)} \tag{4}$$

система (3) может быть переписана следующим образом:

$$v_{jk} = y_j \cdot x_{1k} + z_j \cdot x_{2k} + \xi_{jk}, \tag{5}$$

Параметры ν, x_{1k} и x_{2k} считаются известными в каждом измерении. Ошибки ξ_{jk} возникают в значительной степени вследствие действия теплового шума согласующих усилителей ПСД, следовательно, они могут считаться независимой выборкой нормального процесса с нулевым математическим ожиданием и неизвестной фиксированной дисперсией σ^2.

Из (4) очевидно, что неизвестные величины y_j и z_j суть действительные и мнимые части соответствующих комплексных амплитуд u_j. Оценки этих компонентов могут быть определены из линейной системы (5) с помощью метода максимального правдоподобия (ММП) [4]. В случае нормальных погрешностей измерения он состоит в решении (5) по методу наименьших квадратов. Таким образом, оценки y_j и z_j получаются из выражения

$$\hat{\boldsymbol{u}}_j = \left(\boldsymbol{X}^T \boldsymbol{X}\right)^{-1} \left(\boldsymbol{X}^T \boldsymbol{V}_j\right), \; j=1,2,...,N \tag{6}$$

где $\hat{\boldsymbol{u}}_j = \left(\hat{y}_j, \hat{z}_j\right)^T$ – вектор соответствующих оценок; $\boldsymbol{V}_j = \left(v_{j1},...,v_{jK}\right)^T$ – вектор, состоящий из K отсчетов напряжения в j-м канале; X – матрица плана эксперимента, состоящая из величин x_{qk} (4)

$$\boldsymbol{X}^T = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1K} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2K} \end{bmatrix}.$$

После того, как найдены оценки из (6), легко построить оценки комплексных амплитуд

$$\hat{u}_j = U_j \cdot exp\{i \cdot \varphi_j\} = \hat{y}_j + i \cdot \hat{z}_j \tag{7}$$

где i – единичный орт в направлении мнимой оси на комплексной плоскости.

Так как ошибки ξ_{jk} нормально распределены и независимы, то действительные и мнимые части погрешностей Ξ_j из системы (2) будут распределены тоже нормально [3]. Подставляя оценки u_j из (7) в (2) можно получить систему уравнений относительно неизвестных переменных a и b, подобную системе (5). Оптимальные оценки параметров a и b могут быть получены по ММП. Для простоты система из N комплексных уравнений преобразована в эквивалентную систему из $2N$ действительных уравнений

$$\begin{aligned} \hat{y}_j &= Re(A_j)Re(a) - Im(A_j)Im(a) + Re(B_j)Re(b) - Im(B_j)Im(b) + Re(\Xi_j), \\ \hat{z}_j &= Im(A_j)Re(a) + Re(A_j)Im(a) + Re(B_j)Re(b) + Re(B_j)Im(b) + Im(\Xi_j), \end{aligned} \tag{8}$$

где Re и Im – действительная и мнимая части комплексной величины, j =1,...,N.

Но составляющие y_j и z_j не независимы, и система (8) должна быть решена в соответствии с взвешенным методом наименьших квадратов [4]:

$$\hat{\boldsymbol{T}} = \left(\boldsymbol{H}^T \cdot \boldsymbol{W} \cdot \boldsymbol{H}\right)^{-1}\left(\boldsymbol{H}^T \cdot \boldsymbol{W} \cdot \boldsymbol{Z}\right), \tag{9}$$

где $\mathbf{T}=[\mathrm{Re}(a), \mathrm{Im}(a), \mathrm{Re}(b), \mathrm{Im}(b)]^T$ – вектор неизвестных параметров, подлежащих оценке; $\boldsymbol{Z} = (\hat{y}_1, \hat{z}_1, ..., \hat{y}_N, \hat{z}_N)^T$ – соответствующие оценки; **H** и **W** – матрица плана эксперимента и диагональная весовая матрица ковариаций вектора **Z** соответственно

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} Re(A_1) & -Im(A_1) & Re(B_1) & -Im(B_1) \\ Im(A_1) & Re(A_1) & Im(B_1) & Re(B_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Re(A_N) & -Im(A_N) & Re(B_N) & -Im(B_N) \\ Im(A_N) & Re(A_N) & Im(B_N) & Re(B_N) \end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{W} = diag(\boldsymbol{C}, \boldsymbol{C}, ..., \boldsymbol{C});$$

C – ковариационная матрица (2×2) векторов $\dot{\boldsymbol{u}}_j$, определяемая соотношением (6)

$$\mathbf{C} = (\mathbf{X}^T \cdot \mathbf{X})^{-1}.$$

После того, как оценки a, b были найдены из (9), легко можно вычислить комплексный коэффициент отражения исследуемой нагрузки

$$\rho = a/b \tag{10}$$

Все операции, выполняемые с исходными данными (напряжениями ϑ_{jk}), являются линейными вплоть до самого последнего шага (10).

С целью проведения статистического имитационного моделирования процесса измерения с помощью описанного векторного измерителя с четырьмя измерительными датчиками был разработан специальный пакет программ для оптимального оценивания параметров исследуемых нагрузок по дискретным отсчетам на выходах измерительных каналов по ММП.

Исследовалась точность измерения, характеризуемая средней квадратической ошибкой в зависимости от отношения сигнал/шум на выходах измерительных плеч ААЦ. Собственные константы МР считались точно известными. Отношение сигнал/шум равнялось b^2/σ^2, где σ^2 – дисперсия погрешностей измерений ξ_{jk} в модели (5). Моделирование проводилось для различных значений коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВн) исследуемой нагрузки.

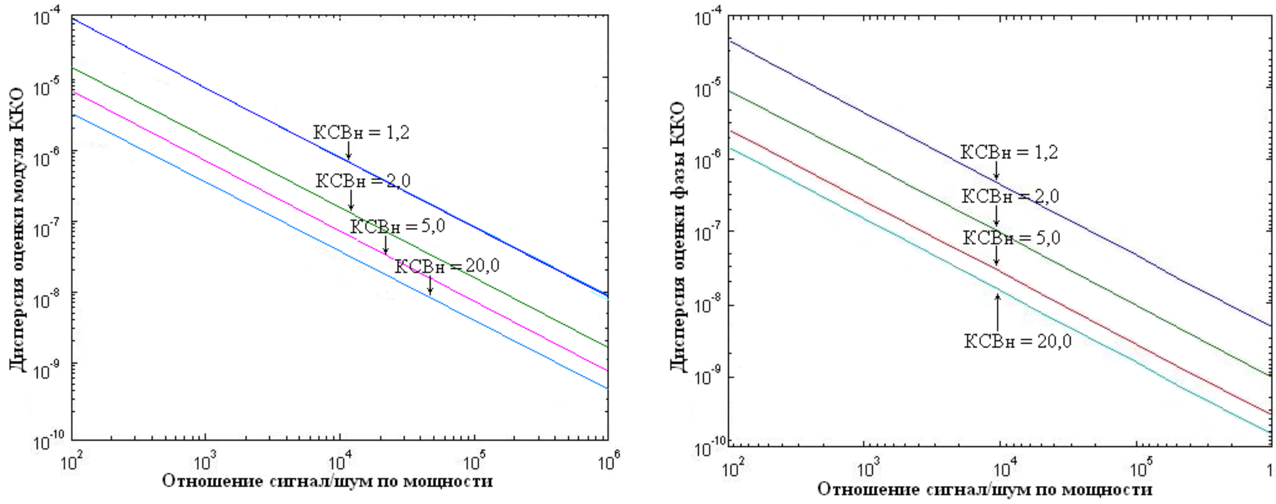
$$КСВн = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

Для каждого заданного значения отношения сигнал/шум и каждого значения КСВн проводилось по 10000 модельных экспериментов по оцениванию модуля и фазы ККО ρ. После чего рассчитывался средний квадрат погрешности измерений по формуле:

$$\bar{S}_{\lambda}^{2} = \frac{1}{10000} \sum_{m=1}^{10000} \left(\hat{\lambda}_m - \lambda^* \right)^2 ,$$

где λ обозначает модуль или фазу оцениваемого ККО, $\hat{\lambda}_m$ – оценка параметра в m-ом модельном эксперименте, λ^* – истинное значение параметра в опыте.

На рис. 2 а, б показаны некоторые результаты, где приведены зависимости дисперсии погрешности оценивания модуля и фазы ККО от отношения сигнал/шум на выходе датчиков для различных значений КСВн измеряемых нагрузок. Как видно из графиков, систематические погрешности измерения отсутствуют. Это подтверждает теоретический вывод о высокой потенциальной точности предлагаемого ААЦ.



а б

Рисунок 2 - Зависимость дисперсии погрешности оценивания модуля и фазы ККО от отношения сигнал/шум по мощности

В работе описан векторный ААЦ, сочетающий достоинства традиционно применяемых анализаторов, основанных на ВВ и МР и лишённый их основных недостатков. В новом методе измерения применяется МР в комбинации с гетеродинированием частоты измерений. Разработан оптимальный алгоритм измерения параметров СВЧ-нагрузок. Он заключается в оптимальной обработке сигналов с выходов блока понижения частоты по ММП. Показано, что в случае распределения ошибок по гауссову закону решение уравнений обеспечивает эффективные и оптимальные оценки параметров, подлежащих измерению. Предложенный статистический подход позволяет получить потенциально достижимую точность измерения.

Перечень ссылок

1. Рейзенкинд, Я.А. Состояние и перспективы развития методов измерения параметров двухполюсников и четырехполюсников на СВЧ / Я.А. Рейзенкинд, В.А. Следков // Зарубежная радиоэлектроника. – 1988, N°8. - С.30-60.

2. L'vov, A.A. A New Technique for Microwave Circuit Parameter Measurement / A.A. L'vov, K.V. Semenov // The Automatic RF Techniques Group Conference Digest, ARFTG 47th, San Francisco, U.S.A., 1996. – P. 188-195.

3. Линник, Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений / Ю.В. Линник. – М.: ГИФМЛ, 1958. – 334 с.

4. Engen, G.F. The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer / G.F. Engen // IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-25, no. 12, Dec. 1977. – P. 1075-1079.