

УДК 621. 317. 791

Ю.Б. Гимпилевич, профессор, д-р техн. наук,

С.Е. Зебек, магистр

Севастопольский национальный технический университет

ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: stanislavzebek@mail.ru

СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ МИКРОВОЛНОВЫХ УЗЛОВ

Разработан алгоритм определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения, основанный на спектральном анализе выходного сигнала коммутационного преобразователя.

Ключевые слова: *комплексный коэффициент отражения, коммутатор, спектрометрический алгоритм, многозондовая измерительная линия, прямое дискретное преобразование Фурье.*

Микроволновая техника широко используется в радиотехнических системах. На ее основе строятся приемные и передающие тракты этих систем. К таким системам можно отнести: радиолокационные системы; системы космической связи и телевидения; навигационные системы; радиоастрономические системы и др.

Для тестирования параметров и настройки микроволновых узлов разрабатываются и выпускаются измерители комплексных коэффициентов отражения (ККО) и комплексных коэффициентов передачи (ККП). Совершенствование характеристик этих измерителей является актуальной задачей радиоизмерительной отрасли. В настоящее время широкое применение находят так называемые анализаторы микроволновых цепей. Эти приборы обладают большой широкополосностью, многофункциональностью и высокими метрологическими характеристиками. Однако существенным недостатком этих приборов является их высокая стоимость, которая может достигать нескольких сотен тысяч долларов США. Этот недостаток ограничивает применение таких анализаторов в промышленности, особенно на малых предприятиях, в образовательной сфере (колледжи, университеты). Кроме того, анализаторы микроволновых цепей обладают значительными габаритами и массой, что исключает их использование для целей встроенного контроля параметров микроволновых трактов.

В связи с выше изложенным, возникает необходимость создания методов и средств измерения комплексных параметров микроволновых устройств, которые свободны от указанных недостатков.

Преодолеть указанные недостатки позволяет многоэлементный интерферометрический метод измерения, называемый также методом многозондовой измерительной линии [1]. Суть этого метода в том, что используют несколько неподвижных зондов, размещаемых вдоль линии передачи. Микроволновые сигналы, ответвляемые этими зондами, детектируются несколькими СВЧ детекторами, что обеспечивает переход на низкую частоту. Дальнейшая обработка измерительной информации осуществляется на низкой частоте, что упрощает аппаратную реализацию устройства вторичной обработки. Такой подход позволяет уменьшить габариты и массу первичного измерительного преобразователя, а также повысить точность измерений. На основе рассмотренного метода можно реализовать достаточно простые приборы, ориентированные на применение в условиях встроенного контроля параметров радиотехнических систем и технологического контроля параметров производственных процессов.

Существенным недостатком этого метода является наличие погрешности, связанной с неидентичностью вольтамперных характеристик (ВАХ) СВЧ детекторов. При старении или воздействии внешних дестабилизирующих факторов, параметры детекторов изменяются неодинаково, поэтому коэффициенты преобразования детекторов будут разными. Так, например, при отклонении температуры окружающей среды от номинальной на $\pm 40^\circ$ значение СКО погрешности измерения модуля составляет около 18 %, а аргумента — около 10° [2].

Этот недостаток устраняется путем создания коммутационного первичного измерительного преобразователя [2]. При этом используют один СВЧ детектор, который поочередно подключают к зондам с помощью управляемого многоканального микроволнового коммутатора. Такое решение исключает многодетекторность и уменьшает погрешность измерения модуля и аргумента ККО не менее чем в 3 раза [2]. Недостатком известных технических решений, реализующих этот подход, является сложный алгоритм обработки измерительной информации.

Целью статьи является разработка цифрового спектрометрического алгоритма определения ККО микроволнового двухполосника с помощью многозондового коммутационного измерительного преобразователя.

На рисунку 1 зображена структурна схема вимірювального мікрохвильового перетворювача комутаційного типу. В тракт між СВЧ генератором ГСВЧ і навантажкою Н встроєна чотирьохзондова вимірювальна лінія (ІЛ). Зонди розміщені на відстані $\lambda/8$ друг від друга (λ — довжина хвилі в лінії передачі). Сигнали з виходів зондів подаються на входи чотирьохканального мікрохвильового коммутатора (К). Цей коммутатор здійснює послідовне підключення сигналів з зондів на один вихід. К цьому виходу підключений єдиний детектор (Д), який забезпечує послідовне детектування всіх сигналів, поступаючих з зондів ІЛ. В разі впливу дестабілізуючого фактора (температури, радіації і пр.) на СВЧ детектор відбувається зміна його коефіцієнта перетворення і це в рівній ступені відобразиться на всіх відліках вихідного напруги, що призведе до зміщення загального рівня вихідного сигналу. Це зміщення не призведе до виникнення похибки вимірювання модуля і аргумента ККО, оскільки при обробці вимірювальної інформації його вплив виключається.

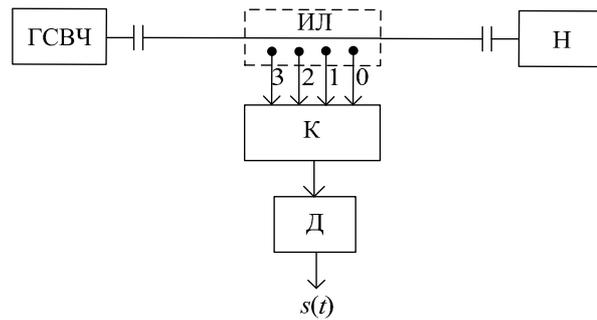


Рисунок 1 — Структурна схема мікрохвильового вимірювального перетворювача комутаційного типу

Обозначим модуль ККО через Γ , а аргумент ККО в площині підключення першого зонда (ближчий зонд до навантаження з індексом «0») через φ . Тоді при переході від зонда до зонду аргумент ККО буде змінюватися на величину $\frac{4\pi\lambda}{\lambda 8} = \frac{\pi}{2}$. Ураховуючи, що напруга на виході детектора при квадратичному детектуванні пропорційно квадрату амплітуди коливання [3], отримуємо наступну систему рівнянь, описує відліки вихідного сигналу мікрохвильового перетворювача на інтервалі, рівному періоду комутуючого сигналу:

$$U_0 = KE_n^2(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos\varphi), \tag{1}$$

$$U_1 = KE_n^2(1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \sin\varphi); \tag{2}$$

$$U_2 = KE_n^2(1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos\varphi); \tag{3}$$

$$U_3 = KE_n^2(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \sin\varphi), \tag{4}$$

де K — коефіцієнт перетворення детектора Д;

При цьому напруга $s(t)$ на виході детектора Д (для загального випадку розгортаєного тракту) представляє собою ступінчасту функцію, зображену на рисунку 2.

Вихідне напруга детектора Д, як це випливає з формул (1)–(4), несе інформацію про модуль Γ і аргумент φ ККО, а також об рівні падаючої потужності в мікрохвильовому тракті (величина KE_n^2).

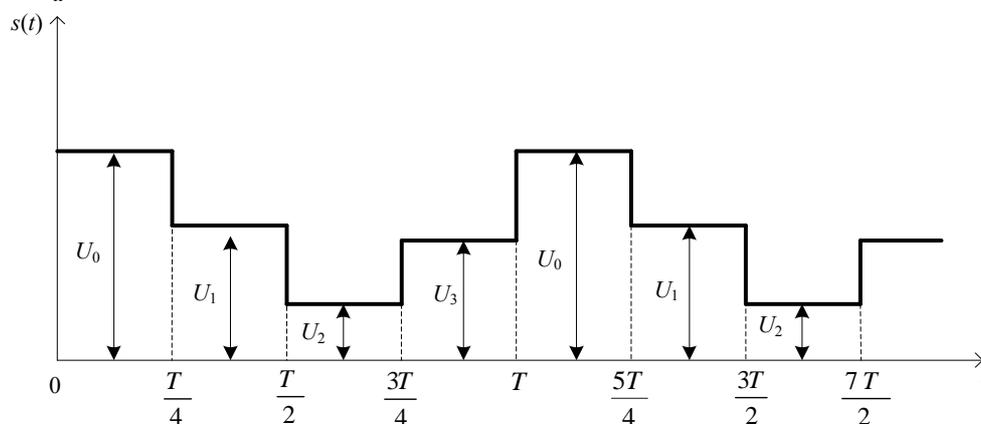


Рисунок 2 — Напруга на виході мікрохвильового перетворювача при періодичній комутації

Напруга $s(t)$ з виходу детектор Д посилюється і з допомогою аналого-цифрового перетворювача перетворюється в цифровий код, який поступає в систему цифрової обробки

измерительной информации, основой которой является ЭВМ. В ЭВМ осуществляется реализация цифрового спектрометрического алгоритма определения модуля и аргумента ККО.

Из рисунка 2 следует, что при периодическом опросе зондов связи ИЛ с периодом T , сигнал на выходе детекторной головки представляет периодическую функцию времени. При этом информация о модуле и аргументе ККО, а также уровне падающей мощности в первичном тракте (KE_n^2) будет содержаться в спектральных составляющих выходного сигнала. Для того, чтобы исключить результаты измерения модуля ККО от уровня падающей мощности, необходимо получить корректирующий сигнал. В качестве такого сигнала можно использовать постоянную составляющую спектра выходного сигнала микроволнового преобразователя. Однако это породит зависимость результата измерения от дрейфа нуля измерительного канала, то есть приведет к дополнительной погрешности. Для исключения погрешности, связанной с дрейфом нуля, необходимо отказаться от использования постоянной составляющей спектра в качестве корректирующего сигнала. Но при этом необходимо получить корректирующий сигнал на переменном токе.

С целью решения измерительной задачи сформируем следующую дискретную последовательность из выходного напряжения детектора:

$$s_k = \begin{cases} U_0 = KE_n^2(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos\varphi) & \text{при } k = 0, 1; \\ 0 & \text{при } k = 2, 3; \\ U_1 = KE_n^2(1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \sin\varphi) & \text{при } k = 4, 5; \\ 0 & \text{при } k = 6, 7; \\ U_2 = KE_n^2(1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos\varphi) & \text{при } k = 8, 9; \\ 0 & \text{при } k = 10, 11; \\ U_3 = KE_n^2(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \sin\varphi) & \text{при } k = 12, 13; \\ 0 & \text{при } k = 14, 15. \end{cases} \quad (5)$$

В этом случае число отсчетов сформированной последовательности будет равно $N=16$, а номер отсчета k будет изменяться от 0 до $N-1$ ($k=0, 1, 2, 3 \dots 15$). Особенность этой последовательности заключается в том, что она содержит пары одинаковых отсчетов U_0, U_1, U_2, U_3 , следующих через два нулевых отсчета. Это позволяет обогатить спектр и получить дополнительную информацию.

Проведем спектральный анализ этой последовательности, используя для этого прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ). Общее выражение для прямого ДПФ имеет следующий вид [3]

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}; \quad (6)$$

где C_n — комплексные амплитуды гармоник спектра дискретного сигнала; n — номер гармоники, принимающий значения от 0 до $(N-1)/2$.

Определим комплексные амплитуды первой C_1 и четвертой C_4 и гармоник этой последовательности, положив в (6) $N=16$:

$$C_1 = \frac{1}{16} \sum_{k=0}^{15} s_k e^{-j\frac{12\pi}{16}k} = \frac{\sqrt{2 + \sqrt{2 + \sqrt{2}}}}{4} KE_n^2 \Gamma e^{j(\varphi - \arctg \frac{\sqrt{2 - \sqrt{2}}}{2 + \sqrt{2 + \sqrt{2}}})}; \quad (7)$$

$$C_4 = \frac{1}{16} \sum_{k=0}^{15} s_k e^{-j\frac{42\pi}{16}k} = \frac{\sqrt{2}}{4} KE_n^2 (1 + \Gamma^2) e^{-j\frac{\pi}{4}}. \quad (8)$$

Сформируем систему из двух уравнений относительно модулей комплексных амплитуд (7), (8). Эта система содержит два неизвестных Γ и KE_n^2 :

$$\begin{cases} |C_1| = \frac{\sqrt{2 + \sqrt{2 + \sqrt{2}}}}{4} KE_n^2 \Gamma; \\ |C_4| = \frac{\sqrt{2}}{4} KE_n^2 (1 + \Gamma^2). \end{cases} \quad (9)$$

Решим эту систему уравнений относительно модуля ККО. Для этого сначала разделим второе уравнение системы (9) на первое

$$\frac{|C_1|}{|C_4|} = \frac{\sqrt{2 + \sqrt{2 + \sqrt{2}}}}{\sqrt{2}(1 + \Gamma^2)} \Gamma. \quad (10)$$

Введем обозначение для константы

$$\frac{\sqrt{2 + \sqrt{2 + \sqrt{2}}}}{\sqrt{2}} = m.$$

С учетом этого преобразуем выражение (10) к виду

$$\Gamma^2 - m \frac{|C_4|}{|C_1|} \Gamma + 1 = 0. \quad (11)$$

Соотношение (11) представляет собой квадратное уравнение. Определим корни этого уравнения

$$\Gamma = \frac{m|C_4|}{2|C_1|} \pm \sqrt{\left(\frac{m|C_4|}{2|C_1|}\right)^2 - 1}. \quad (12)$$

Физический смысл имеет только один из двух полученных корней (12), меньший единицы, поскольку модуль ККО не может превышать значения, равного единице. Поэтому в дальнейшем при расчете модуля ККО будем использовать следующую формулу

$$\Gamma = \frac{m|C_4|}{2|C_1|} - \sqrt{\left(\frac{m|C_4|}{2|C_1|}\right)^2 - 1}. \quad (13)$$

Используя (7), запишем выражение для аргумента комплексной амплитуды C_1

$$\arg(C_1) = \varphi - \theta, \quad (14)$$

где $\theta = \arctg\left(\frac{\sqrt{2 - \sqrt{2}}}{2 + \sqrt{2 + \sqrt{2}}}\right) \approx 0,2$ — постоянная величина.

Из (14) следует, что аргумент комплексной амплитуды C_1 зависит от аргумента ККО φ , что позволяет определить его значение. Решая (14) относительно φ , получаем

$$\varphi = \arg(C_1) + \theta. \quad (15)$$

Так же можно определить уровень падающей мощности, выразив из второго уравнения системы (9) величину KE_n^2 . В результате получим

$$KE_n^2 = 2\sqrt{2} \frac{|C_4|}{1 + \Gamma^2}. \quad (16)$$

Из формулы (13) следует, что изменение амплитуды падающей волны (E_n) и коэффициента преобразования K не приводит к изменению результата измерения модуля ККО, то есть осуществляется коррекция мультипликативной погрешности. Аргумент ККО в соответствии с формулой (15) с точностью до константы θ совпадает с аргументом коэффициента C_1 . Константа θ определяется при калибровке прибора (например, по короткозамыкателю).

Таким образом, разработан алгоритм цифровой обработки измерительной информации, который позволяет найти модуль и аргумент ККО путем определения амплитуды и начальной фазы первой гармоники сформированного дискретного сигнала, а коррекцию мультипликативной погрешности измерения модуля ККО осуществлять с использованием четвертой гармоники этого сигнала. Зная амплитуду четвертой гармоники и модуль ККО, удастся определить уровень падающей мощности в тракте. Задачей дальнейших исследований является оценка погрешности измерения, вызываемой влиянием шумов и разработка структуры цифрового фильтра, уменьшающего эту погрешность.

Библиографический список использованной литературы

1. Измерение параметров СВЧ двухполюсников путем многозондовой измерительной линии / А.А. Львов [и др.] // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. — 1987. — Вып. 7. — С. 48–51.

2. Гимпилевич Ю.Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов / Ю.Б. Гимпилевич. — Севастополь: СевНТУ, 2009. — 293 с.

3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. — М.: Дрофа, 2006. — 720 с.

Поступила в редакцию 19.03.2014 г.

Гімпілевич Ю.Б., Зебек С.Є. Спектрометричний метод вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття мікрохвильових вузлів

Розроблено алгоритм визначення модуля та аргументу комплексного коефіцієнта відбиття, заснований на спектральному аналізі вихідного сигналу комутаційного перетворювача.

Ключові слова: комплексний коефіцієнт відбиття, комутатор, спектрометричний алгоритм, багатозондова вимірювальна лінія, дискретне перетворення Фур'є.

Gimpilevich Yu.B., Zebek S.E. Spectrometric method for measurement of complex reflection coefficient of microwave devices

The algorithm for determining modulus and argument of the complex reflection coefficient, based on the spectral analysis of the output signal of the switching converter is presented.

Keywords: the complex reflection coefficient, switch, spectrometric algorithm, multiprobe measuring line, discrete Fourier transform.