

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-29-38>

УДК 621.317

Ю. Б. Гимпиевич, С. Е. Зебек✉

Севастопольский государственный университет  
Университетская ул., д. 33, Севастополь, 299053, Россия

## КВАДРАТУРНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-ДВУХПОЛЮСНИКОВ

**Аннотация.** Разработан новый метод измерения комплексного коэффициента отражения (ККО) СВЧ-двухполюсников на основе прямого преобразования частоты. Метод основан на использовании квадратурного синхронного детектирования, ответвляемого ненаправленным зондом сигнала с последующей квадратурной обработкой составляющих продетектированного сигнала. Такой подход позволяет решить измерительную задачу одновременным анализом как амплитудного, так и фазового распределения поля в линии передачи, что приводит к избыточности. Кроме того, применение прямого преобразования частоты обеспечивает линейность детектирования в существенно большем динамическом диапазоне изменения уровня ответвляемого из линии передачи сигнала. Оба фактора позволяют повысить точность измерения. Метод реализуется посредством возбуждения в линии передачи зондирующего гармонического микроволнового колебания и формирования опорного микроволнового колебания той же частоты, что и у зондирующего сигнала. Ответвленный из линии передачи ненаправленным подвижным зондом сигнал и опорный сигнал поступают на входы квадратурного синхронного детектора. На его выходах формируются I- и Q-составляющие продетектированного сигнала. Используя эти составляющие, определяются амплитудное и фазовое распределения поля в линии передачи. Затем по полученным формулам вычисляются оценки модуля и аргумента ККО. Результат измерения определяется как среднее арифметическое этих оценок. Разработана математическая модель предложенного метода. Получены соотношения для определения модуля и аргумента ККО на основе анализа как амплитудного, так и фазового распределения электромагнитного поля в линии передачи. Описана разработанная экспериментальная установка в виде векторной измерительной линии, реализующая квадратурный метод измерения. Проведен экспериментальный анализ амплитудного и фазового распределений поля в микроволновом тракте для образцовых нагрузок с различными параметрами. По результатам этого анализа рассчитаны оценки измеряемых параметров и оценены погрешности измерений. Показано, что на основе этого метода возможно создание высокоточных измерительных приборов.

**Ключевые слова:** квадратурный метод измерения, квадратурное синхронное детектирование, комплексный коэффициент отражения, амплитудное распределение поля, фазовое распределение поля

**Для цитирования:** Гимпиевич Ю. Б., Зебек С. Е. Квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполюсников // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 29–38. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-29-38

Yuriy B. Gimpilevich, Stanislav E. Zebek✉

Sevastopol State University  
33, Universitetskaya Str., 299053, Sevastopol, Russia

## QUADRATURE MEASUREMENT METHOD FOR COMPLEX PARAMETERS OF MICROWAVE TWO-POLES

**Abstract.** A new method based on direct frequency conversion is developed for measuring complex reflection coefficient of microwave two-poles. The method is based on the use of quadrature synchronous detection of the signal

*branched by omnidirectional probe with subsequent quadrature processing of the detected signal components. Such approach makes it possible to solve measuring task by simultaneously analyzing both amplitude and phase distribution of the field in transmission line which leads to redundancy. In addition, the use of direct frequency conversion provides the detection linearity in considerably higher dynamic range of the levels of the signal forwarded from the transmission line. So, both of these factors can improve the measurement accuracy. The method is performed by excitation of probing harmonic microwave oscillation in transmission line and formation of reference microwave oscillation with the same frequency. The reference signal and the signal branched from the transmission line by omnidirectional mobile probe are fed to the inputs the quadrature synchronous detector. At its outputs, I and Q components of the detected signal are formed. By means of these components, the amplitude and phase field distribution in the transmission line is obtained. It is followed by calculation of module and phase estimations using the expressions presented in the paper. The measurement result is obtained as arithmetic average of these estimations. A mathematical model of the proposed method is developed. The relations for the module and phase of the complex reflection coefficient are derived based on the analysis of both the amplitude and phase distribution of electromagnetic field in the transmission line. The paper describes the experimental unit in the form of vector measuring line that implements the quadrature method of measurement. The experimental analysis of the amplitude and phase distribution of the field in microwave path is carried out for standard loads with different parameters. Based on the analysis results, the estimations of measured parameters are calculated and measurement errors are defined. It is shown that high-precision measuring instruments can be designed using the proposed method.*

**Key words:** quadrature measurement method, quadrature synchronous detection, complex reflection coefficient, amplitude distribution of the field, phase distribution of the field

**For citation:** Gimpilevich Yu. B., Zebek S. E. Quadrature Measurement Method for Complex Parameters of Microwave Two-Poles. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 29–38. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-29-38 (In Russian)

---

**Введение.** В микроволновой технике широко используют метод определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения (ККО) СВЧ-двухполюсников, основанный на анализе амплитудного распределения поля в линии передачи с помощью ненаправленных зондов [1]. На основе этого метода созданы измерители ККО [2], комплексного коэффициента передачи [3], а также автоматические анализаторы СВЧ-цепей [4], [5]. Недостатком указанного метода является малый динамический диапазон изменения ответвляемого сигнала, определяемый неквадратичностью вольт-амперной характеристики СВЧ-диодов, применяемых для реализации операции квадратичного детектирования [6]–[8]. Динамический диапазон квадратичного детектирования у этих диодов составляет 30...40 дБ, что приводит к существенной погрешности измерения при больших значениях коэффициента стоячей волны (КСВН), а также невозможности проведения измерений при изменении мощности СВЧ-генератора в широких пределах. Эти недостатки устраняются за счет перехода к анализу фазового распределения поля в линии передачи [9]. При этом динамический диапазон изменения входного сигнала расширяется до 70...80 дБ. Однако этот метод требует применения СВЧ-фазометра и второй измерительной линии, вследствие чего увеличиваются габариты, масса и стоимость аппаратной части.

В настоящей статье представлена разработка нового квадратурного метода измерения ККО, на основе которого могут быть созданы приборы повышенной точности, обладающие малыми габаритами, массой и стоимостью аппаратной реализации.

**Реализация квадратурного метода измерения.** На первом этапе исследований была выдвинута гипотеза о возможности одновременного анализа амплитудного и фазового распределений в линии передачи на основе использования операции квадратурного синхронного детектирования сигнала, ответвляемого из линии передачи с помощью подвижного зонда. Для подтверждения этой гипотезы разработана экспериментальная установка, реализующая квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполюсников, структурная схема которой представлена на рис. 1. Гармоническое колебание от генератора СВЧ ГСВЧ через отрезок линии передачи ОЛП поступает на нагрузку Н, модуль и аргумент ККО которой необходимо определить. В ОЛП имеется продольная щель длиной  $L$ , в которую введен ненаправленный зонд НЗ, установленный на каретке К, которая может перемещаться вдоль ОЛП. На выходе ГСВЧ установлен направленный ответвитель НО, ориентированный на падающую волну. В результате на выходе НО формируется сигнал той же частоты, что и сигнал, ответвляемый НЗ. В процессе измерения НЗ находится на некото-

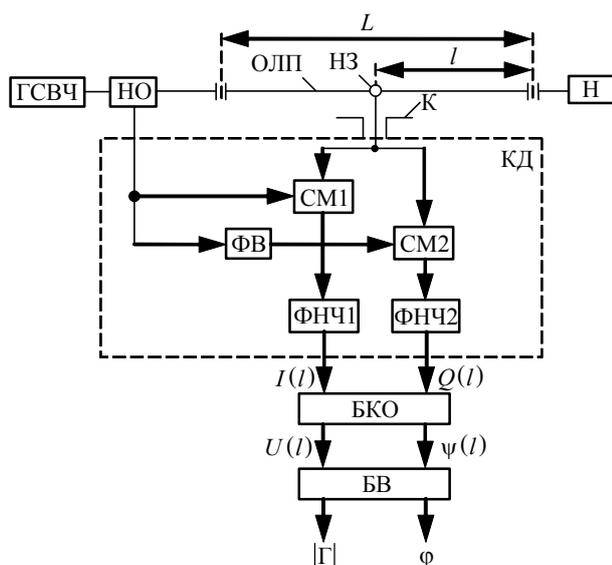


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки  
Fig. 1. Block diagram of the experimental installation

ром расстоянии  $l$  от нагрузки. Сигналы с НЗ (первичный канал) и НО (вторичный канал) подаются на входы смесителей СМ1 и СМ2, причем сигнал с выхода НО перед подачей на СМ2 сдвигается по фазе при помощи фазовращателя ФВ. При этом в спектрах токов смесителей СМ1 и СМ2 появляются комбинационные составляющие нулевой частоты, выделяемые фильтрами нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2. В результате этого обеспечивается двухканальное прямое преобразование частоты, т. е. осуществляется квадратурное детектирование СВЧ-сигнала, ответвляемого из линии передачи. Фазовращатель ФВ, смесители СМ1 и СМ2, фильтры ФНЧ1 и ФНЧ2 образуют так называемый квадратурный детектор КД, на выходах которого при перемещении НЗ вдоль ОЛП формируется пара напряжений  $I(l)$  и  $Q(l)$ , называемых квадратурными составляющими.

Эти сигналы далее поступают в блок квадратурной обработки БКО, который может быть реализован на основе персонального компьютера либо микроконтроллера, где рассчитываются амплитуда и начальная фаза ответвленного сигнала. На выходах БКО получаем амплитудное  $U(l)$  и фазовое  $\psi(l)$  распределения поля в ОЛП. Далее эта информация попадает в блок вычислительный БВ, в котором рассчитываются оценки модуля  $|\dot{\Gamma}|$  и аргумента  $\varphi$  ККО Н, а результаты получают усреднением этих оценок.

**Математическая модель.** Проведем теоретический анализ квадратурного метода измерения модуля и аргумента ККО микроволнового двухполосника.

В результате интерференции падающей и отраженной волн в ОЛП возникает режим смешанной волны. Комплексную амплитуду суммарной волны  $\dot{E}(l)$  в плоскости подключения подвижного НЗ, находящегося на расстоянии  $l$  от плоскости подключения Н, при отсутствии потерь в линии передачи и идеальном ее согласовании с ГСВЧ можно записать в виде [10]

$$\dot{E}(l) = E_{\Pi} e^{-j\beta(L-l)} (1 + \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l}), \quad (1)$$

где  $E_{\Pi}$  – амплитуда падающей волны;  $j$  – мнимая единица;  $\beta = 2\pi/\lambda$  – фазовая постоянная;  $\lambda$  – длина волны в ОЛП.

Представив в (1) ККО двухполосника  $\dot{\Gamma}$  в показательном виде и применив формулу Эйлера, получим:

$$\dot{E}(l) = E_{\Pi} e^{-j\beta(L-l)} \times [1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi) - j|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)]. \quad (2)$$

Определим амплитуду суммарной волны  $|\dot{E}(l)|$ , взяв модуль выражения для комплексной амплитуды (2) [7], [11], [12]:

$$\dot{E}(l) = E_{\Pi} \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}. \quad (3)$$

Начальная фаза суммарной волны определяется аргументом  $\psi(l)$  выражения (2):

$$\theta(l) = -\beta(L-l) - \arctg \left[ \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \right]. \quad (4)$$

Зная амплитуду (3) и начальную фазу (4) суммарной волны, запишем выражение для гармонического колебания, ответвляемого НЗ:

$$u(t, l) = K |\dot{E}(l)| \cos[\omega_0 t + \theta(l)], \quad (5)$$

где  $K$  – коэффициент передачи ненаправленного зонда;  $\omega_0$  – круговая частота микроволнового колебания;  $t$  – время.

Это колебание далее подается на сигнальные входы СМ1 и СМ2.

Опорное колебание  $u_{оп1}(t)$ , формируемое на выходе вторичного канала НО, запишем в виде

$$u_{оп1}(t) = K_{оп} E_{\Pi} \cos(\omega_0 t + \psi_{оп}), \quad (6)$$

где  $K_{оп}$  – коэффициент передачи опорного канала;  $\psi_{оп}$  – начальная фаза опорного колебания.

Опорное колебание (6) подается на опорный вход СМ1 и одновременно на вход ФВ, на выходе

которого формируется колебание  $u_{\text{оп}2}(t)$ , сдвинутое по фазе на  $-90^\circ$  относительно  $u_{\text{оп}1}(t)$ :

$$u_{\text{оп}2}(t) = K_{\text{оп}} E_{\text{п}} \sin(\omega_0 t + \psi_{\text{оп}}). \quad (7)$$

Это колебание подается на опорный вход СМ2. СМ1 и СМ2 перемножают поступающие на их входы колебания. Запишем выражения для этих произведений с учетом (5)–(7):

$$u(t, l)u_{\text{оп}1}(t) = KK_{\text{оп}} E_{\text{п}}^2 |\dot{E}(l)| \times \cos[\omega_0 t + \theta(l)] \cos(\omega_0 t + \psi_{\text{оп}}); \quad (8)$$

$$u(t, l)u_{\text{оп}2}(t) = KK_{\text{оп}} E_{\text{п}}^2 |\dot{E}(l)| \times \cos[\omega_0 t + \theta(l)] \sin(\omega_0 t + \psi_{\text{оп}}). \quad (9)$$

Перейдя в (8) и (9) от произведения тригонометрических функций к их сумме, получим:

$$u(t, l)u_{\text{оп}1}(t) = (1/2) KK_{\text{оп}} E_{\text{п}}^2 |\dot{E}(l)| \times \{ \cos[\psi_{\text{оп}} - \theta(l)] + \cos(2\omega_0 t + \psi_{\text{оп}} + \theta(l)) \}; \quad (10)$$

$$u(t, l)u_{\text{оп}2}(t) = (1/2) KK_{\text{оп}} E_{\text{п}}^2 |\dot{E}(l)| \times \{ \sin[\psi_{\text{оп}} - \theta(l)] + \sin(2\omega_0 t + \psi_{\text{оп}} + \theta(l)) \}. \quad (11)$$

Таким образом, в спектрах выходных сигналов СМ1 и СМ2 появляются постоянные составляющие (первые члены в (10) и (11)), а также составляющие, частоты которых вдвое превышают частоту микроволнового колебания (вторые члены в (10) и (11)).

Сигналы с выходов СМ1 и СМ2 поступают на входы ФНЧ1 и ФНЧ2, выделяющие низкочастотные составляющие и подавляющие высокочастотные. При этом на выходах ФНЧ1 и ФНЧ2 КД с учетом (3) и (4) получим квадратурные составляющие в виде:

$$I(l) = K_1 E_{\text{п}}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \times \cos \left[ \psi_{\text{оп}} + \beta(L-l) + \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \right]; \quad (12)$$

$$Q(l) = K_1 E_{\text{п}}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \times \sin \left[ \psi_{\text{оп}} + \beta(L-l) + \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \right], \quad (13)$$

где  $K_1 = (1/2) K_{\text{оп}} K_{\text{КД}}$  – сквозной коэффициент преобразования, причем  $K_{\text{КД}}$  – коэффициент преобразования КД.

В БКО рассчитываются амплитуда и начальная фаза ответвленного сигнала по формулам [13]:

$$U(l) = \sqrt{I^2(l) + Q^2(l)}; \quad (14)$$

$$\psi(l) = \arctg[I(l)/Q(l)]. \quad (15)$$

Подставив (12) и (13) в (14) и (15) получим соотношения для амплитудного и фазового распределений:

$$U(l) = K_1 E_{\text{п}}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}; \quad (16)$$

$$\psi(l) = \psi_{\text{оп}} + \beta(L-l) + \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}. \quad (17)$$

Проанализируем фазовое распределение  $\psi(l)$ . Из (17) следует, что две первые составляющие  $\psi_{\text{оп}}$  и  $\beta(L-l)$  не несут информации об измеряемых параметрах  $|\dot{\Gamma}|$  и  $\varphi$ , поэтому их можно исключить при обработке измерительной информации на этапе калибровки прибора. Далее не будем учитывать эти составляющие, сосредоточив внимание на третьей составляющей, которая несет информацию об измеряемых параметрах. Назовем ее "информационной составляющей" и обозначим как  $\Delta\psi(l)$ :

$$\Delta\psi(l) = \arctg \left[ \frac{|\dot{\Gamma}| \sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)} \right]. \quad (18)$$

Для удобства дальнейшего анализа введем переменную

$$x = 2\beta l - \varphi. \quad (19)$$

Тогда выражение (18) приобретет вид

$$\Delta\psi(x) = \arctg \left( \frac{|\dot{\Gamma}| \sin x}{1 + |\dot{\Gamma}| \cos x} \right). \quad (20)$$

Проанализируем информационную составляющую фазового распределения  $\Delta\psi(x)$ . Из (20) следует, что эта функция периодична по аргументу  $x$  с периодом  $2\pi$ . Сначала определим экстремальные значения этой функции. Продифференцировав (20) по переменной  $x$  и приравняв результат нулю, получим:  $|\dot{\Gamma}| \cos x + |\dot{\Gamma}| = 0$ , откуда значения  $x$ , соответствующие экстремумам (исключив тривиальный случай  $|\dot{\Gamma}| = 0$ ):

$$x_n = \arccos(-|\dot{\Gamma}|) + 2\pi n, \quad n = 0, 1, \dots \quad (21)$$

Из (20) следует, что на одном периоде функции  $\Delta\psi(x)$  существует один максимум и один минимум. Подставив (21) в (20) получим экстремальные значения:

$$\Delta\psi_1 = \arctg\left(\frac{|\dot{\Gamma}|}{1+|\dot{\Gamma}|}\right); \quad \Delta\psi_2 = -\arctg\left(\frac{|\dot{\Gamma}|}{1+|\dot{\Gamma}|}\right). \quad (22)$$

Из (22) следует, что экстремальные значения одинаковы по модулю и отличаются только знаками. Введем термин "максимальное отклонение фазового распределения  $\Delta\psi(x)$  относительно нуля", понимая под этим абсолютное значение экстремумов

$$\Delta\psi_{\max} = \arctg\left(\frac{|\dot{\Gamma}|}{1+|\dot{\Gamma}|}\right). \quad (23)$$

Из (23) следует, что  $\Delta\psi_{\max}$  зависит только от модуля ККО, что позволяет определить  $|\dot{\Gamma}|$ . Для этого решим (23) относительно  $|\dot{\Gamma}|$ :

$$\operatorname{tg}(\Delta\psi_{\max}) = |\dot{\Gamma}|/(1+|\dot{\Gamma}|),$$

откуда

$$|\dot{\Gamma}|^2 = \frac{\operatorname{tg}^2(\Delta\psi_{\max})}{1 + \operatorname{tg}^2(\Delta\psi_{\max})}.$$

Применив известное тригонометрическое соотношение  $\operatorname{tg} \alpha = \sin \alpha / \cos \alpha$ , получим формулу для определения модуля ККО:

$$|\dot{\Gamma}| = \sin(\Delta\psi_{\max}). \quad (24)$$

Далее определим положение нулей фазового распределения на ОЛП. Приравняв (20) к нулю получим уравнение  $\sin x = 0$ , решение которого при  $x \geq 0$  имеет вид

$$x_{0k} = k\pi, \quad k = 0, 1, \dots \quad (25)$$

Из (25) следует, что положение нулей фазового распределения не зависит от значения модуля  $|\dot{\Gamma}|$ , а определяется только координатой  $x$ , т. е. аргументом ККО, что позволяет найти  $\varphi$ . Проведя обратную замену переменных в соответствии с (19), из (25) найдем:

$$l_{0k} = (k\pi + \varphi)/(2\beta). \quad (26)$$

Выражение (26) позволяет определить аргумент ККО по положению нулей фазового распределения. Для этого сначала следует в качестве нагрузки подключить образцовый короткозамыкатель, аргумент ККО которого  $\varphi_{кз} = -\pi$ , и зафиксировать положение нулей фазового распределения  $l_{0k_{кз}}$ , которые в соответствии с (26) будут расположены в точках с координатами

$$l_{0k_{кз}} = (k\pi - \pi)/(2\beta). \quad (27)$$

Затем фиксируем положение нулей фазового распределения при подключенном измеряемом двухполюснике. Смещение нулей фазового распределения согласно (26) и (27) составит:

$$\Delta l_{\psi} = l_{0k} - l_{0k_{кз}} = (\pi + \varphi)/(2\beta),$$

откуда

$$\varphi = -\pi + 2\beta\Delta l_{\psi} = -\pi + (4\pi/\lambda)\Delta l_{\psi}. \quad (28)$$

Таким образом, с помощью (24) и (28) можно определить модуль и аргумент ККО по фазовому распределению.

Теперь проанализируем амплитудное распределение  $U(l)$ . С учетом (19) выражение для амплитудного распределения (16) принимает вид

$$U(l) = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos x}. \quad (29)$$

Таким образом, напряжение на выходе квадратурного детектора (29) прямо пропорционально амплитуде ответвляемого колебания, т. е. при перемещении зонда оно воспроизводит амплитудное распределение поля в ОЛП. Как известно [1], [11], в стандартных измерительных линиях напряжение на выходе квадратичного детектора пропорционально квадрату амплитуды ответвляемого сигнала, т. е. при перемещении зонда воспроизводит квадрат амплитудного распределения. В связи с этим возникает различие алгоритмов определения модуля ККО. Оно состоит в том, что при использовании стандартной измерительной линии необходимо извлекать корень квадратный из отношения максимального  $U_{\max}$  и минимального  $U_{\min}$  значений выходного напряжения, а в рассматриваемом случае эта необходимость отпадает. Расположение максимумов и минимумов функции (29) такое же, как и в случае применения стандартной измерительной линии. Поэтому алгоритм определения аргумента ККО в описываемом случае совпадает с алгоритмом для стандартной измерительной линии.

Исходя из изложенного, запишем выражения для определения модуля и аргумента ККО на основе анализа амплитудного распределения для рассматриваемого случая:

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{U_{\max}/U_{\min} - 1}{U_{\max}/U_{\min} + 1}; \quad (30)$$

$$\varphi = -\pi + 2\beta\Delta l_{\psi} = -\pi + (4\pi/\lambda)\Delta l_{\psi}, \quad (31)$$

где  $\Delta U$  – смещение минимумов амплитудного распределения при подключении в качестве нагрузки ОЛП образцового короткозамыкателя.

Таким образом, с помощью (30) и (31) можно также определить модуль и аргумент ККО по амплитудному распределению.

Основными источниками погрешности измерения при реализации квадратурного метода являются неидеальность элементов КД (перемножители, ФВ и пр.), а также влияние зонда на фазовое распределение поля в ОЛП. Погрешность из-за неидеальности квадратурного детектора при его реализации на основе интегральной схемы оценена авторами в [14], где показано, что в наихудшем случае относительная погрешность измерения амплитуды не превышает 1.21 %, а абсолютная погрешность измерения начальной фазы 0.32°. Теоретическая оценка погрешности из-за влияния зонда на фазовое распределение поля в ОЛП является задачей отдельного исследования.

**Результаты экспериментов.** Для проведения экспериментальных исследований разработана и изготовлена измерительная установка (см. рис. 1). В качестве ОЛП с подвижным НЗ использована доработанная измерительная линия типа P1-17, предназначенная для измерений в коаксиальных линиях передачи сечением 7/3 мм. Доработка измерительной линии заключалась в удалении из конструкции детекторной секции с СВЧ-диодом и подключении НЗ связи измерительной линии непосредственно к дополнительному СВЧ-разъему, к которому через отрезок жесткого коаксиального кабеля подключен измерительный вход КД. КД реализован на интегральной схеме ADL5382 [15], в состав которой входят 2 смесителя и ФВ. Элементы согласования, высокочастотные трансформаторы и ФНЧ реализованы в навесном исполнении с использованием SMD-компонентов. Динамический диапазон входного сигнала, в пределах которого обеспечивается линейность тракта такого КД,  $-60...+15$  дБм (75 дБ) [15]. В установке использован стандартный СВЧ-генератор с выходной мощностью 5 мВт (7 дБм). Для уменьшения влияния зонда на результат измерения глубина его погружения в СВЧ-тракт выбиралась так, чтобы обеспечить переходное ослабление порядка  $-40$  дБ. Таким образом, мощность сигнала на выходе зонда составляла порядка  $-33$  дБм, что соответствовало приблизительно середине динамического диапазона КД.

С помощью разработанной установки проведен множественный экспериментальный анализ амплитудного и фазового распределений поля в ОЛП, нагруженной на различные образцовые нагрузки. Полученные результаты сравнивались с теоретическими зависимостями. Эксперименты проводились в дискретных точках частотного диапазона 0.7...2.5 ГГц. С использованием особенностей этих распределений рассчитывались значения модулей и аргументов ККО нагрузок, которые сравнивались с образцовыми значениями. Расчет модуля и аргумента ККО на основе фазового распределения проводился по формулам (24) и (28), а на основе амплитудного распределения – по формулам (30) и (31) соответственно. Далее представлены избранные результаты экспериментального определения амплитудного и фазового распределений поля в ОЛП и результаты измерения модуля и аргумента ККО двух образцовых мер на частоте  $f = 1.5$  ГГц ( $\lambda = 20$  см). В качестве образцовых мер использовались меры КСВН второго разряда ЭК9-180, которые дополнительно были аттестованы по аргументу ККО с помощью высокоточного анализатора цепей E5063A производства компании Keysight Technologies. Результаты анализа обрабатывались на персональном компьютере.

На рис. 2–4 сплошными линиями показаны графики нормированных относительно максимального значения амплитудных распределений  $U_{н.э}(l/\lambda)$  и фазовых распределений  $\Delta\psi_э(l/\lambda)$  поля в пределах одной длины волны, полученные экспериментальным путем. Здесь же штриховыми линиями изображены графики нормированных амплитудных  $U_{н.т}(l/\lambda)$  и фазовых  $\Delta\psi_т(l/\lambda)$  распределений поля в линии передачи, рассчитанные теоретическим путем.

При определении аргумента коэффициента образцовых нагрузок в качестве опорного элемента, по которому осуществлялась калибровка, использовался образцовый короткозамыкатель с модулем ККО, близким к единице. На рис. 2 представлены графики амплитудного и фазового распределений поля при подключении к линии передачи образцового короткозамыкателя. Расчет по формуле (24) дает значение модуля ККО образцового короткозамыкателя, равное 0.961 (по амплитудному распределению), а по формуле (30) – 0.998 (по фазовому распределению).

На рис. 3 представлены графики амплитудного и фазового распределений поля при подключе-

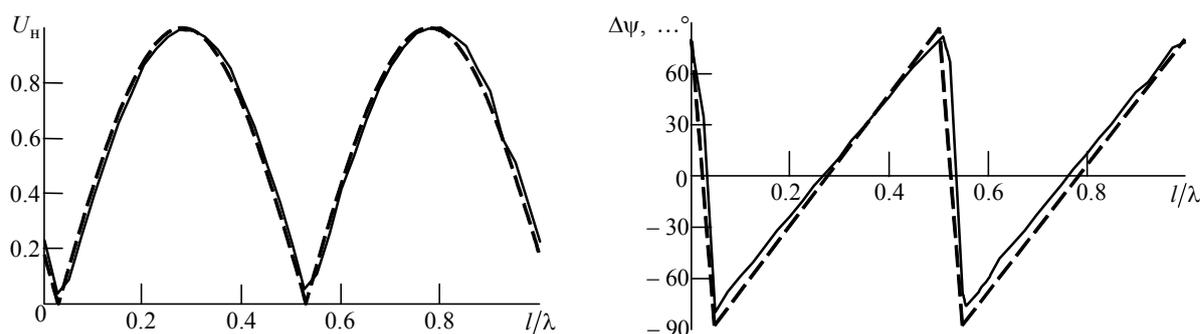


Рис. 2. Экспериментальные и теоретические результаты. Образцовый короткозамыкатель.  
Fig. 2. Experimental and theoretical results. Standard short circuit

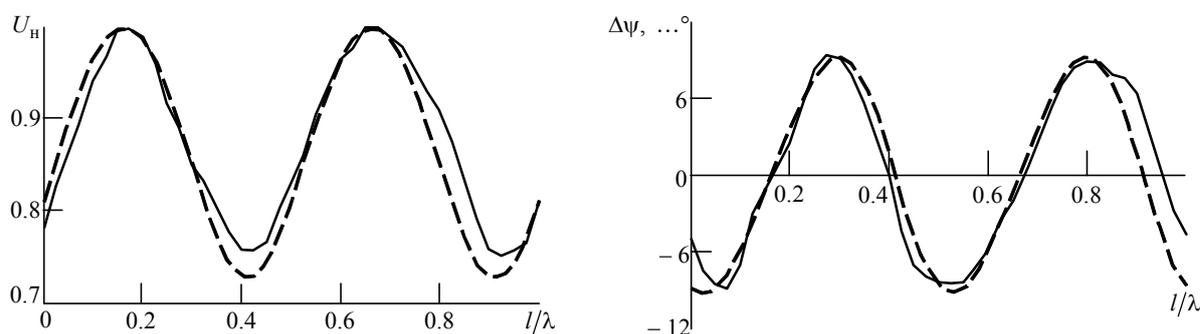


Рис. 3. Экспериментальные и теоретические результаты. Образцовая нагрузка с КСВН = 1.4  
Fig. 3. Experimental and theoretical results. Standard load with VSWR = 1.4

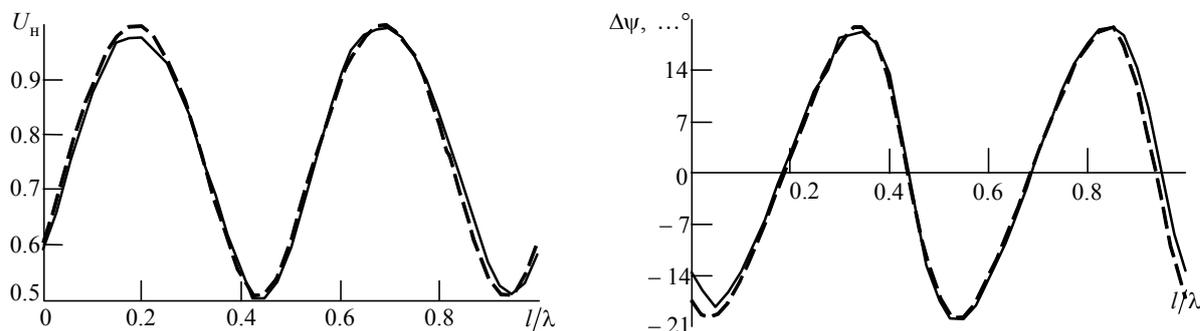


Рис. 4. Экспериментальные и теоретические результаты. Образцовая нагрузка с КСВН = 2.0  
Fig. 4. Experimental and theoretical results. Standard load with VSWR = 2.0

нии к линии образцовой нагрузки с  $|\dot{\Gamma}| = 0.167$  (КСВН = 1.4), а на рис. 4 – при подключении образцовой нагрузки с  $|\dot{\Gamma}| = 0.333$  (КСВН = 2.0).

Результаты измерения модуля  $|\dot{\Gamma}_и|$  и аргумента  $\varphi_и$  ККО образцовых нагрузок, а также результаты расчета относительной погрешности измерения  $\delta|\dot{\Gamma}|$  и абсолютной погрешности  $\Delta\varphi$  приведены в табл. 1 и 2.

Из сравнения результатов измерений следует, что погрешность измерений разработанной установки при фазовом анализе меньше, чем при амплитудном анализе, что особенно проявляется при малых значениях  $|\dot{\Gamma}|$ .

Результаты усреднения измеренных по амплитудному и фазовому распределениям значений  $|\dot{\Gamma}_ср|$  и  $\varphi_ср$ , а также расчета относительной погрешности измерения  $\delta|\dot{\Gamma}_ср|$  и абсолютной погрешности  $\Delta\varphi_ср$  для этих измерений приведены в табл. 3. Следует ожидать увеличения эффективности усреднения результатов при использовании многократных измерений, а также в условиях воздействия на измерительный канал помех.

**Заключение.** В статье исследован квадратурный метод измерения комплексных параметров микроволновых двухполюсников, основанный на использовании квадратурного синхронного детектирования ответвляемого НЗ сигнала с после-

Табл. 1. Результаты измерений по амплитудному распределению  
Table 1. Amplitude Distribution Measurement Results

Параметры образцовой нагрузки Standard load parameters	Измеренные значения Measured values		Относительная погрешность Relative error $\delta \dot{\Gamma} $ , %	Абсолютная погрешность Absolute error $\Delta\varphi$ , ...°
	$ \dot{\Gamma}_и $	$\varphi_и$ , ...°		
$ \dot{\Gamma}  = 0.167$ ; $\varphi = 109^\circ$	0.160	105.2	4.4	3.8
$ \dot{\Gamma}  = 0.333$ ; $\varphi = 107.5^\circ$	0.325	110.1	2.4	-2.6

Табл. 2. Результаты измерений по фазовому распределению  
Table 2. Phase Distribution Measurement Results

Параметры образцовой нагрузки Standard load parameters	Измеренные значения Measured values		Относительная погрешность Relative error $\delta \dot{\Gamma} $ , %	Абсолютная погрешность Absolute error $\Delta\varphi$ , ...°
	$ \dot{\Gamma}_и $	$\varphi_и$ , ...°		
$ \dot{\Gamma}  = 0.167$ ; $\varphi = 109^\circ$	0.163	106.5	2.4	2.5
$ \dot{\Gamma}  = 0.333$ ; $\varphi = 107.5^\circ$	0.327	109.6	1.8	-2.1

Табл. 3. Усредненные результаты измерений по амплитудному и фазовому распределениям  
Table 3. Amplitude and Phase Distribution Average Measurement Results

Параметры образцовой нагрузки Standard load parameters	Усредненные значения Average values		Относительная погрешность Relative error $\delta \dot{\Gamma}_{cp} $ , %	Абсолютная погрешность Absolute error $\Delta\varphi_{cp}$ , ...°
	$ \dot{\Gamma}_{cp} $	$\varphi_{cp}$ , ...°		
$ \dot{\Gamma}  = 0.167$ ; $\varphi = 109^\circ$	0.1615	105.85	3.3	3.15
$ \dot{\Gamma}  = 0.333$ ; $\varphi = 107.5^\circ$	0.326	109.85	2.1	-2.35

дующей квадратурной обработкой составляющих протектированного сигнала. Разработана и изготовлена экспериментальная установка, реализующая квадратурный метод измерения на основе подвижного зонда (векторная измерительная линия). Разработана математическая модель и получены основные теоретические соотношения, позволяющие воспроизвести как амплитудное, так и фазовое распределения поля в линии передачи. Получены формулы для расчета модуля и аргумента ККО с использованием особенностей амплитудного и фазового распределений. С помощью разработанной установки осуществлены экспериментальные исследования амплитудного и фазового распределений поля для различных образцовых нагрузок и оценены метрологические возможности квадратурного метода измерения. Экспериментальные данные подтвердили теоретические исследования. Погрешности измерения мо-

дуля и аргумента ККО при усреднении результатов, полученных при амплитудном и фазовом анализе, для нагрузки с КСВН = 1.4 составили 3.3 % по модулю и 3.15° по аргументу, а для нагрузки с КСВН = 2.0 2.1 % по модулю и 2.35° по аргументу.

Таким образом, как показали теоретические и экспериментальные исследования, на основе квадратурного метода измерения возможна реализация высокоточных и недорогих приборов для измерения ККО микроволновых двухполосников.

Задачей дальнейших исследований является создание на основе квадратурного метода автоматических измерителей параметров микроволновых трактов, что возможно, например, при использовании нескольких неподвижных зондов [14], а также расширение широкополосности автоматических измерителей посредством разработки теории калибруемых измерительных многополосников [5] на основе рассмотренного метода.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данилин А. А. Измерения в технике СВЧ. М.: Радиотехника, 2008. 182 с.
2. Гимпилевич Ю. Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов / СевНТУ. Севастополь, 2009. 296 с.
3. Gimpilevich Yu. B., Noskovich V. I. Calibrated complex reflectance meter on the basis of a two-channel micro-wave transducer // Telecommunications and Radio Engineering. 2007. Vol. 66, № 4. P. 363–371. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v66.i4.80
4. Gimpilevich Yu. B., Smailov Yu. Ya. A method for measuring of two microwave signals vector ratio // Proc. of the 5th Inter. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, 2005. P. 397–398. doi: 10.1109/ICATT.2005.1496993
5. Gimpilevich Yu. B., Vertegel V. V., Noskovich V. I. Increasing operation speed during complex parameters measurements for microwave devices with the help of 12-pole reflectometer method // Radioelectronics and Communications Systems. 2007, Vol. 50, iss. 10. P. 578–581. doi: 10.3103/S0735272707100093
6. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ: в 2 т. Т. 2. Электровакуумные приборы СВЧ / под ред. Н. Д. Девяткова. М.: Высш. шк., 1972. 376 с.
7. Абубакиров Б. А., Гудков К. П., Нечаев Э. В. Измерение параметров радиотехнических цепей. М.: Радио и связь, 1984. 276 с.
8. Бондаренко И. К., Дейнега Г. А., Маграчев З. В. Автоматизация измерения параметров СВЧ трактов. М.: Сов. радио, 1969. 304 с.
9. АС 1633367 СССР, МКИ 5G01R 27/06. Способ определения модуля и фазы коэффициента отражения СВЧ-двуполюсника / Ю. Б. Гимпилевич (СССР). Опубл. 07.03.91, Бюл. № 9.
10. Силаев М. А., Брянцев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. М.: Сов. радио, 1970. 248 с.
11. Стариков В. Д. Методы измерения на СВЧ с применением измерительных линий. М.: Связь, 1972. 144 с.
12. Дворашкин Б. В. Основы метрологии и радиоизмерения. М.: Радио и связь, 1993. 320 с.
13. Ричард Л. Цифровая обработка сигналов. 2-е изд. / пер. с англ. М.: ООО "Бином-Пресс", 2006. 656 с.
14. Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е., Таран С. Н. Оценка систематической погрешности квадратурного метода измерения амплитудного и фазового распределений поля в СВЧ-тракте // 12-я междунар. молод. конф. "Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций (РТ-2016)", Севастополь, 14–18 ноября 2016 г. / СевГУ. Севастополь, 2016. С. 131.
15. Analog devices. ADL5382 Data Sheet. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/ADL5382.pdf> (дата обращения 08.02.2019)

Статья поступила в редакцию 15 января 2019 г.

Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г.

**Гимпилевич Юрий Борисович** – доктор технических наук (2005), профессор (2006), заслуженный работник образования автономной республики Крым (2001), директор Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета. Автор более 290 научных работ. Сфера научных интересов – микроволновые измерения; контроль параметров радиотехнических систем; разработка методов анализа сигналов и цепей.

E-mail: [gimpil@mail.ru](mailto:gimpil@mail.ru)

**Зебек Станислав Евгеньевич** – магистр по направлению "Радиотехника" (2014), ассистент кафедры "Радиоэлектроника и телекоммуникации" Севастопольского государственного университета. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-измерения; контроль параметров радиотехнических систем; разработка методов анализа сигналов и цепей.

E-mail: [stanislavzebek@mail.ru](mailto:stanislavzebek@mail.ru)

## REFERENCES

1. Danilin A. A. *Izmereniya v tekhnike SVCh* [Measurements in Microwave Technology]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2008, 182 p. (In Russian)
2. Gimpilevich Yu. B. *Izmerenie i kontrol' parametrov mikrovolnovykh traktov* [Measurement and Control of Microwave Path Parameters]. Sevastopol, *SevNTU*, 2009, 296 p. (In Russian)
3. Gimpilevich Yu. B., Noskovich V. I. Calibrated Complex Reflectance Meter on the Basis of a Two-Channel Micro-Wave Transducer. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2007, vol. 66, no. 4, pp. 363–371. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v66.i4.80
4. Gimpilevich Y. B., Smailov Y. Y. A Method for Measuring of Two Microwave Signals Vector Ratio. *Proc. of the 5th Inter. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kyiv, 2005, pp. 397–398. doi: 10.1109/ICATT.2005. 1496993
5. Gimpilevich Yu. B., Vertegel V. V., Noskovich V. I. Increasing Operation Speed During Complex Parameters Measurements for Microwave Devices with the Help of 12-Pole Reflectometer Method. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2007, vol. 50, iss. 10, pp. 578–581. doi: 10.3103/S0735272707100093
6. Lebedev I. V. *Tekhnika i pribory SVCh. T. 2. Elektro-vakuumnye pribory SVCh* [Microwave Appliances and De-

vices. Vol. 2. UHF Electrovacuum Equipment]; Ed. by N. D. Devyatkov. Moscow, *Vysshaya shkola*, 1972, 376 p. (In Russian)

7. Abubakirov B. A., Gudkov K. P., Nechaev E. V. *Izmerenie parametrov radiotekhnicheskikh tsepei* [Radio Engineering Circuit Parameters Measurement]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1984, 276 p. (In Russian)

8. Bondarenko I. K., Deinega G. A., Magrachev Z. V. *Avtomatizatsiya izmereniya parametrov SVCh traktov* [Automation of Microwave Path Parameters Measurement]. Moscow, *Sovetskoe radio*, 1969, 304 p. (In Russian)

9. Gimpilevich Yu. B. *Sposob opredeleniya modulya i fazy koeffitsienta otrazheniya SVCh-dvupolyusnika* [Method for Determining Modulus and Phase of Microwave Two-Poles Reflection Coefficient]. Certificate of Authorship 1633367 USSR, 1991. (In Russian)

10. Silaev M. A., Bryantsev S. F. *Prilozhenie matrits i grafov k analizu SVCh ustroystv* [Matrices and Graphs Application to the Analysis of Microwave Devices]. Moscow, *Sovetskoe radio*, 1970, 248 p. (In Russian)

11. Starikov V. D. *Metody izmereniya na SVCh s primeneniem izmeritel'nykh linii* [Methods of Microwave Measuring

Using Measuring Lines]. Moscow, *Svyaz'*, 1972, 144 p. (In Russian)

12. Dvorashkin B. V. *Osnovy metrologii i radioizmereniya* [Fundamentals of Metrology and Radio Measurement]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1993, 320 p. (In Russian)

13. Richard G. L. *Understanding Digital Signal Processing*. 2nd ed. Moscow, *ООО "Binom-Press"*, 2010, 656 p. (In Russian)

14. Gimpilevich Yu. B., Zebek S. E., Taran S. N. *Otsenka sistematicheskoi pogreshnosti kvadraturnogo metoda izmereniya amplitudnogo i fazovogo raspredelenii polya v SVCh-trakte* [Estimation of Systematic Error for Quadrature Measuring Method of Amplitude and Phase Field Distributions in Microwave Path]. *12-ya Mezhd. molod. konf. "Sovremennye problemy radioelektroniki i telekommunikatsii (RT-2016)* [12th Intern. Youth Conference "Modern Problems of Radio Electronics and Telecommunications (RT-2016)]. Sevastopol, 14–18 November 2016, p. 131. (In Russian)

15. Analog devices. ADL5382 Data Sheet. Available at: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/ADL5382.pdf> (accessed 08.02.2019)

Received January 15, 2019

Accepted February, 11, 2019

---

**Yuriy B. Gimpilevich** – Dr. of Sci. (Engineering) (2005), Professor (2006), Honored worker of education of the Autonomous Republic of Crimea (2001), Director of the Institute of Radio Electronics and Information Security of Sevastopol State University. The author of more than 290 scientific publications. Area of expertise: microwave measurements; radio engineering system parameter control; development of signal and circuit analysis methods.

E-mail: [gimpil@mail.ru](mailto:gimpil@mail.ru)

**Stanislav E. Zebek** – Master's Degree in Radio Engineering (2014), Assistant of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of Sevastopol State University. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: microwave measurements; radio system parameter control; development of signal and circuit analysis methods.

E-mail: [stanislavzebek@mail.ru](mailto:stanislavzebek@mail.ru)

---