

А.А. Львов, Б.М. Кац, П.А. Львов, В.П. Мещанов, К.А. Саяпин

**АНАЛИЗАТОРЫ СВЧ-ЦЕПЕЙ НА ОСНОВЕ МНОГОЗОНДОВЫХ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ. ОБЗОР МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ,
ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ (ОБЗОР)**

Дальнейший прогресс в СВЧ-технологии неразрывно связан с созданием новых прецизионных автоматических измерительных систем. В нашей стране не выпускаются серийно векторные анализаторы СВЧ-цепей, которые могут измерять амплитудные и фазовые соотношения S-параметров исследуемых микроволновых нагрузок. Использование многополюсных рефлектометров (МР) в качестве измерительных устройств в составе автоматических анализаторов цепей на СВЧ позволяет создавать относительно дешевые и высокоточные приборы для исследования параметров нагрузок. В статье дан обзор работ, в которых развивается метод МР, когда последний может быть представлен многозондовой измерительной линией (МИЛ). Кратко описана история развития методов измерения с помощью традиционных МР и показано, что главной проблемой их использования является калибровка рефлектометра, которая может быть проведена точно только с использованием набора прецизионных калибровочных средств. Подробно исследована МИЛ, являющаяся частным случаем МР. Показано, что случайные ошибки измерения методом МИЛ выше, чем у точно откалиброванного МР. Однако МИЛ обладает важными достоинствами, которые обсуждаются в работе. Описана стратегия повышения точности измерения с помощью МИЛ: 1) предложены оптимальные методы обработки выходных сигналов с зондов МИЛ по методу максимального правдоподобия; 2) подробно исследованы методы калибровки датчиков МИЛ и показано, что она может быть откалибрована по набору неточно известных нагрузок с параллельной их аттестацией, поэтому значительно снижаются систематические ошибки калибровки; 3) исследованы методы оптимизации конструкции МИЛ за счет расположения зондов внутри СВЧ-тракта для измерения с максимальной точностью в узком и широком диапазонах частот, а также показано, как можно измерять с потенциально достижимой точностью за счет надлежащего выбора весовых коэффициентов у зондов МИЛ. Исследуются случайные и систематические ошибки измерения ККО СВЧ-нагрузок, а также неопределенности измерения типа А и В методом МИЛ и приводятся ссылки на соответствующие работы. В завершение рассмотрены возможности совместного использования методов МИЛ и МР, кратко описан комбинированный МР, который измеряет с точностью, характерной для традиционного МР, но может быть откалиброван по набору неизвестных нагрузок, что свойственно методу МИЛ.

Автоматический анализатор цепей; многополюсный рефлектометр; многозондовая измерительная линия; метод максимального правдоподобия; дисперсионная матрица ошибок; калибровка измерителя.

A.A. L'vov, B.M. Kats, P.A. L'vov, V.P. Meschanov, K.A. Sayapin

**MICROWAVE CIRCUIT ANALYZERS ON A MULTI-PROBE MEASURING LINE.
REVIEW OF SIGNAL PROCESSING METHODS, PROBLEMS AND PROSPECTS
(REVIEW)**

Further progress in microwave technology is inextricably linked with the creation of new precision automatic measuring systems. In our country, microwave circuit vector analyzers that can measure the amplitude and phase relationships of the S-parameters of the microwave networks under test are not mass-produced. The use of multi-port reflectometers (MPR) as measuring devices in automatic microwave circuit analyzers allows creating relatively cheap and high-precision devices for studying load parameters. The paper provides an overview of the works in which the MPR method is developed, when the latter can be represented by a multi-probe transmission line reflectometer (MTLR). The history of the development of measurement methods using traditional MPR is briefly described and it is shown that the main problem of their use is reflectometer calibration, which can be carried out accurately only using a set of precision calibration standards. MTLR, which is a special case of MPR, is studied in detail. It is shown that random measurement errors by the MTLR method are higher than those of a precisely calibrated MR. However, the MTLR has important advantages that are discussed in the paper. A strategy for increasing the measurement accuracy using the MTLR is described: 1) optimal methods for processing output signals from the MTLR probes using the maximum likelihood method are proposed; 2) methods for calibrating the

MTLR sensors are studied in detail and it is shown that it can be calibrated using a set of inaccurately known loads with their parallel certification, therefore, systematic calibration errors are significantly reduced; 3) methods for optimizing the MTLR design by arranging the probes inside the microwave path for measuring with maximum accuracy in narrow and wide frequency ranges are studied, and it is also shown how it is possible to measure with potentially achievable accuracy due to the proper choice of weighting coefficients in the MTLR probes. Random and systematic errors in measuring the complex reflection index of microwave loads, as well as uncertainties in measuring types A and B by the MTLR method are investigated, and references to relevant works are given. In conclusion, the possibilities of joint use of the MTLR and MPR methods are considered, a combined MPR is briefly described, which measures with an accuracy characteristic of a traditional MPR, but can be calibrated using a set of unknown loads, which is inherent in the MTLR method. Automatic network analyzer, multi-pole reflectometer, multi-probe measuring line, maximum likelihood method, error dispersion matrix, meter calibration.

Automatic network analyzer; multi-port reflectometer; multi-probe transmission line reflectometer; maximum likelihood method; error matrix; meter calibration.

Введение. Развитие техники связи, военной и космической техники, решение многих прикладных задач в машиностроении, например, бесконтактный контроль параметров технологических процессов и состояния оборудования, опираются на точные измерения электромагнитных величин [1, 2]. Как известно, качество функционирования систем, работающих на СВЧ, во многом зависит от точности их прецизионной настройки, которая невозможна без наличия соответствующей высокоточной измерительной аппаратуры, поэтому дальнейший прогресс в СВЧ-технологии неразрывно связан с созданием новых прецизионных автоматических измерительных систем.

К сожалению, в нашей стране не выпускаются серийно векторные анализаторы СВЧ-цепей, которые могут измерять амплитудные и фазовые соотношения S-параметров исследуемых микроволновых нагрузок и многополюсников. Поэтому отечественные исследователи, как правило, пользуются импортными автоматическими анализаторами цепей (ААЦ), выпускаемыми известными производителями (например, *Keysight Technologies*, США [3]). Все подобные анализаторы основаны на методе векторного вольтметра, понижающие частоту исследуемого сигнала гетеродинным способом. Они обладают несомненными достоинствами, но содержат большой объем высокоточного СВЧ-оборудования, сложны в настройке и, как следствие, являются очень дорогостоящими приборами [2]. По этой причине импортные ААЦ не могут широко использоваться в радиолокационных системах измерения доплеровских скоростей объектов или угла прихода сигнала, а также в измерителях контроля параметров работы динамических объектов, например, вибраций, ускорений, скоростей, перемещений.

Проблеме снижения стоимости автоматических измерителей на СВЧ без потери в их точности уделяется самое пристальное внимание с момента выхода в свет пионерских публикаций Г. Энгена и К. Хоера в 1972-1973 гг. [4, 5]. Эти авторы выдвинули идею замены традиционных дорогостоящих анализаторов СВЧ-цепей предельно простыми измерительными устройствами, содержащими многополюсный рефлектометр (МР), к выходным портам которого подсоединяются обыкновенные измерители мощности. Впоследствии метод многополюсника подвергся самым серьезным исследованиям, как за рубежом [6, 7], так и в СССР [8, 9]. Однако, несмотря на достигнутые значительные успехи и разработку большого числа самых разнообразных экспериментальных измерительных установок на основе МР, никто из исследователей не смог до конца преодолеть всех трудностей, связанных, прежде всего, с точной калибровкой его датчиков. Было предложено большое число методов калибровки измерителей, использующих МР, [10–12]. Исследователями установлено, что для точной калибровки многополюсника (чаще всего используется двенадцатиполусник) требуется использовать от четырех до семи прецизионных эталонов отражения и передачи на каждой частоте измерения. Как следствие, в мире до сих пор не выпускаются серийно векторные ААЦ, основанные на МР. Более того, подобные измерительные системы, измеряющие с высокой точностью, удалось создать только в нескольких метрологических лабораториях ведущих стран мира, где их можно точно откалибровать с помощью имеющихся там прецизионных калибровочных средств. Однако стоимость подобных автоматических измерителей превосходит стоимость ААЦ на векторном вольтметре.

Тем не менее, были попытки использования двенадцатиполусного рефлектометра (ДПР) в измерительных системах для различных технических приложений. В работе [13] описаны результаты использования ДПР для измерения малых скоростей движущихся объектов с помощью доплеровского радара, измерения угла прихода радиолокационного сигнала и в качестве волнового коррелятора в радиолокационной системе с фазированной антенной решеткой. Наконец, в работах [14, 15] даны примеры применения ДПР в качестве приемников сигналов в системах связи, в частности, программно-конфигурируемой радиосвязи. Однако эти попытки практического применения ДПР, нельзя считать удачными из-за низкой точности измерений. Основными источниками ошибок, которые подробно анализируются в [16], являются неудачно выбранная методика обработки цифровых сигналов с выходов датчиков и низкая точность калибровки измерительных систем на основе ДПР.

Отечественные исследователи, разрабатывающие СВЧ-измерители, остановили свое внимание на разновидности МР – многозондовой измерительной линии (МИЛ) – линейном устройстве с регулярным поперечным сечением (волноводное, коаксиальное или микрополосковое исполнение), вдоль центральной продольной оси которого располагаются измерительные датчики (зонды), слабо связанные с полем внутри СВЧ-тракта линии. По этой причине на выходе датчиков МИЛ отношение сигнал/шум получается малым по сравнению с выходными сигналами ДПР (как минимум на 10 дБ), и зарубежные исследователи сразу же потеряли к ней практический интерес. Однако, ААЦ, использующие МИЛ, обладают рядом важных свойств, что позволяет свести к минимуму систематические погрешности измерения и делает этот измеритель конкурентоспособным с точки зрения достигаемой точности. При этом МР в виде МИЛ существенно проще и дешевле в реализации. Кроме того, традиционная процедура калибровки МИЛ существенно проще калибровки известных ДПР и требует всего одного точно известного эталона отражения. Ввиду сказанного метод МИЛ получил достаточно широкое распространение среди отечественных разработчиков измерительной аппаратуры на СВЧ.

Цель работы: сделать обзор отечественных работ, посвященных разработке и созданию микроволновых измерительных приборов на основе многозондовой измерительной линии; продемонстрировать возможности этих приборов при работе в узком и широком диапазоне частот измерений, обсудить дальнейшие перспективы использования в СВЧ-метрологии.

1. Математическая модель МИЛ и результаты ранних исследований. Впервые ААЦ в виде МИЛ был представлен в работе Р. Калдекотта [17] практически одновременно с появлением первых работ Г. Энгена и К. Хоера.

Процесс измерения с помощью МИЛ состоит в анализе распределения электромагнитного поля внутри линии, которое зависит от параметров исследуемого двухполюсника (модуля и фазы коэффициента отражения) и амплитуды стоячей волны в линии. Структурная схема автоматической установки для измерения параметров СВЧ-нагрузок приведена на рис. 1. Она состоит из синтезатора СВЧ-сигналов *СС*, соединенного через переходное устройство *ПУ* с измерительным СВЧ-трактом МИЛ, вдоль центральной продольной оси которого расположены *N* измерительных зондов $D_1, \dots, D_N$. Ко второму фланцу линии подключается исследуемый объект *ИО* (нагрузка). Сигналы с датчиков через плату сбора данных *ПСД* поступают в память персонального компьютера *ПК*, который, в свою очередь, управляет частотой синтезатора.

В СВЧ-тракте МИЛ формируется стоячая волна, параметры которой однозначно связаны с параметрами подсоединенных синтезатора и нагрузки. При этом постулируется: 1) в тракте линии нет потерь энергии; 2) датчики расположены на точно известных расстояниях $d_1, d_2, \dots, d_N$ от измеряемой нагрузки; 3) собственные коэффициенты отражения зондов пренебрежимо малы, то есть датчики не нарушают картину поля в тракте линии; 4) детекторы датчиков имеют идеальные квадратичные характеристики.

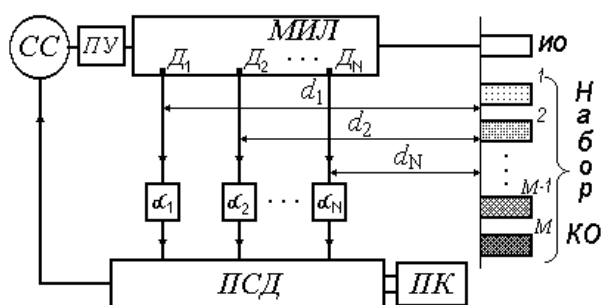


Рис. 1. Структурная схема ААЦ на основе МИЛ: СС – синтезатор СВЧ сигнала, ПУ – переходное устройство, МИЛ – СВЧ-тракт многозондовой измерительной линии, ИО – измеряемый объект (нагрузка), КО – калибровочные объекты, ПСД – плата сбора данных, ПК – персональный компьютер, $D_1, \dots, D_N$ – датчики (зонды)

Чтобы обеспечить требование малости собственных коэффициентов отражения зондов, приходится на их выходах использовать аттенюаторы, сильно ослабляющие связь датчиков с полем внутри МИЛ (менее -30 дБ). В результате на выходе детектора зонда получается относительно малое отношение сигнал/шум, что является серьезной помехой при создании прецизионных измерителей на базе МИЛ. Но при этом хорошо соблюдается требование квадратичности характеристик детекторов из-за малых амплитуд их выходных напряжений (порядка нескольких микровольт). При сделанных допущениях математическая модель МИЛ может быть представлена следующей системой уравнений [17]:

$$u_i = \alpha_i |a|^2 \left| 1 + \Gamma \cdot \exp \left(j \frac{4\pi d_i}{\lambda} \right) \right|^2 + \xi_i \quad (i = 1, 2, \dots, N), \quad (1)$$

где u_i , α_i – напряжение на выходе детектора i -го зонда и коэффициент его передачи;

$\Gamma = \rho e^{j\varphi}$ – неизвестный комплексный коэффициент отражения (ККО) исследуемой нагрузки (ρ , φ – его модуль и фаза); a – неизвестная амплитуда стоячей волны в линии; d_i – известное расстояние от фланца измеряемого двухполюсника до i -го зонда; λ – известная длина волны в тракте МИЛ; ξ_i – погрешность измерения напряжения на выходе i -го детектора; N – число зондов МИЛ. Для удобства записи вводится обозначение $\psi_i = 4\pi d_i / \lambda$ – фазовый сдвиг между падающей и отраженной волнами на i -м датчике. Предполагается, что погрешности ξ_i вызваны дробовыми шумами детекторов зондов и тепловыми шумами согласующих усилителей на ПСД, поэтому их с достаточной для практики точностью можно считать независимыми нормально распределенными величинами с нулевыми математическими ожиданиями и неизвестными дисперсиями $\sigma_1^2, \dots, \sigma_N^2$.

Если, следуя работе [17], сделать в (1) замену переменных:

$$\begin{cases} q_1 = a^2(1 + \rho^2); \\ q_2 = a^2 \rho \cos \varphi; \\ q_3 = a^2 \rho \sin \varphi, \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} x_{1i} = \alpha_i; \\ x_{2i} = 2\alpha_i \cos(4\pi d_i / \lambda) = 2\alpha_i \cos(\psi_i); \\ x_{3i} = 2\alpha_i \sin(\psi_i); \end{cases} \quad (i = 1, 2, \dots, N), \quad (3)$$

то система (1) становится линейной относительно новых неизвестных q_1, q_2, q_3 :

$$u_i = q_1 x_{1i} + q_2 x_{2i} + q_3 x_{3i} + \xi_i \quad (i = 1, 2, \dots, N). \quad (4)$$

В уравнениях (1) и (4) всего три неизвестных величины a , ρ , φ или q_1 , q_2 , q_3 , связанных друг с другом соотношениями (2). Поэтому многие исследователи воспользовались идеей Р. Калдекотта и реализовали трехзондовые измерительные линии [18], пренебрегая ошибками ξ_i и решая систему из трех линейных уравнений относительно неизвестных q_1 , q_2 , q_3 . После этого из (2) вычисляли оценки неизвестных ρ и φ , искомого ККО исследуемого двухполосника.

Для расширения частотного диапазона измерений некоторые разработчики использовали МИЛ с большим числом зондов [19–21] от четырех до шести, но при каждом отдельном измерении брались сигналы с трех датчиков. Если же учитывалась измерительная информация с четырех датчиков, то применялись неоптимальные методы ее обработки [19, 20]. По этим причинам точность измерения методом МИЛ была низкой, сравнимой с точностью измерения устройств на длинных линиях с одним подвижным зондом, перемещаемым вдоль линии вручную. Дополнительные погрешности измерения вносили ошибки калибровки МИЛ, для которой использовались согласованные или короткозамкнутые нагрузки с известными параметрами отражения [18, 21], чья точность не была идеальной.

Существенное повышение точности измерений с помощью МИЛ было достигнуто за счет применения статистической методологии к разработке подобных измерителей.

2 Стратегия повышения точности измерителей на основе МИЛ. В середине 80-х годов прошлого века отечественные исследователи начали использовать статистические методы обработки сигналов с датчиков МИЛ. Впоследствии была предложена методология оптимального оценивания параметров СВЧ-нагрузок с помощью ААЦ, использующих МИЛ, которая сформулирована и разработана в [22, 23].

Предлагаемая методология рассматривает единую систему генератор–измеритель–измеряемый объект (ГИИО), схематично показанную на рис. 2, где генератор зондирующего сигнала и измерительная цепь (МИЛ) взаимодействуют с некоторым реальным исследуемым объектом. Исследователя интересуют параметры этого объекта $\mathbf{c} = (\rho, \varphi, a)^T$ (T – операция транспонирования матрицы), которые связаны с вектором состояния всей системы ГИИО $\mathbf{q} = (q_1, q_2, q_3)^T$. Измерения сигналов $\mathbf{u} = (u_1, \dots, u_N)^T$, функционально связанных с параметрами $\mathbf{c}$ исследуемого объекта, проводятся с помощью датчиков (зондов) в точках, удаленных от плоскости АА его подсоединения к МИЛ. Причем осознанно выбирается избыточное число датчиков $N \geq 4$ и предполагается, что ошибками измерения сигналов на выходах зондов пренебрегать нельзя.

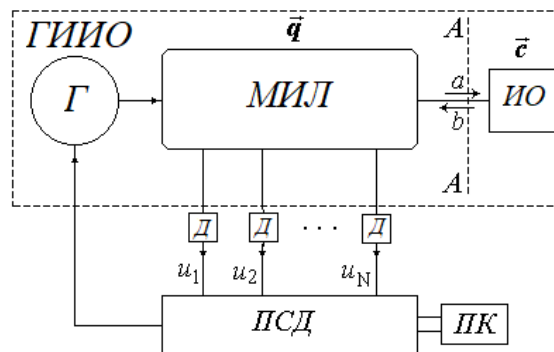


Рис. 2. Структурная схема автоматического анализатора СВЧ-цепей на основе МИЛ: Г – СВЧ-генератор, МИЛ – многозондовая измерительная линия, ИО – исследуемый объект, ГИИО – система «генератор–МИЛ–измеряемый объект», Д – датчики (зонды), ПСД – плата сбора данных, ПК – персональный компьютер

Система ГИИО описывается математической моделью [22, 23]:

$$\mathbf{c} = \mathbf{Z}(\mathbf{q}), \quad \mathbf{u} = \mathbf{F}(\mathbf{q}),$$

где $\mathbf{Z}$ и $\mathbf{F}$ – известные вектор-функции, задаваемые соотношениями (2) и (4).

Сформулированная в [22, 23] стратегия построения анализатора стоячей волны (АСВ) заключается в нахождении оценок параметров состояния системы ГИИО $\mathbf{q}$ по измерениям $\mathbf{u}$, а после из (2) рассчитываются параметры исследуемого объекта $\mathbf{c}$. Реализация предложенной методологии состоит из трех взаимосвязанных задач оптимального выбора:

- ♦ алгоритмов обработки измеряемых величин $\mathbf{q} = \mathbf{F}^{-1}(\mathbf{u})$;
- ♦ оптимальной модели системы ГИИО, которая совпадает с задачей калибровки МИЛ;
- ♦ оптимального состава измерений.

При решении первых двух задач предложено обрабатывать выходные сигналы датчиков МИЛ по методу максимального правдоподобия (ММП). Третья задача решается за счет выбора оптимального расположения зондов вдоль тракта линии. Критерием для всех задач оптимизации выступает достижение максимальной точности измерений.

3 Алгоритмы обработки сигналов с датчиков при измерениях ККО. Если число датчиков МИЛ больше трех, то система (4) получается избыточной. При выполнении сделанных допущений относительно ошибок ξ_i оптимальные оценки неизвестных параметров состояния $\mathbf{q}$ могут быть получены из (4) по ММП [22, 23], который дает состоятельные, асимптотически несмещенные и асимптотически эффективные оценки в статистическом смысле. Когда ошибки измерения распределены по нормальному закону, то оценки максимального правдоподобия (ОМП) совпадают с оценками, полученными по методу наименьших квадратов (МНК) [24], поэтому они являются оптимальными в смысле минимума среднего квадрата ошибки оценивания. Подробно алгоритмы обработки выходных сигналов МИЛ по ММП или МНК описаны в работах [25, 26]. Оценки коэффициентов вектора состояния находятся из:

$$\hat{\mathbf{q}} = (\mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{X})^{-1} (\mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{u}); \quad (5)$$

где $\mathbf{X}$ – матрица плана эксперимента, компонентами которой являются величины x_{ji} из выражений (3); $\mathbf{P} = \text{diag}(p_1, \dots, p_N)$ – диагональная матрица весовых коэффициентов, с которыми измерения $\mathbf{u}$ учитываются при оценивании.

Оценки $\hat{\mathbf{q}}$ вектора состояния, полученные по МНК (5), являются ОМП и обладают всеми их оптимальными свойствами. Далее значения измеряемых параметров $\mathbf{c} = (\rho, \varphi, |a|^2)^T$ вычисляются из выражений, полученных из (2):

$$\hat{\varphi} = \begin{cases} \varpi, & \hat{q}_2 \geq 0, \hat{q}_3 \geq 0; \\ \varpi + \pi, & \hat{q}_2 < 0; \\ \varpi + 2\pi, & \hat{q}_2 > 0, \hat{q}_3 < 0, \end{cases} \quad \hat{\rho} = \sqrt{H - \sqrt{H^2 - 1}}; \quad |\hat{a}|^2 = \hat{q}_1 \left(1 + H - \sqrt{H^2 - 1}\right)^{-1}, \quad (6)$$

где $0 \leq \hat{\varphi} \leq 2\pi$; $\varpi = \arctg(\hat{q}_3 / \hat{q}_2)$; $H = \frac{\hat{q}_1}{2(\hat{q}_2^2 + \hat{q}_3^2)} - 1$, и учтено, что $0 \leq \rho \leq 1$.

Оценивание параметров состояния на основе решения уравнений (4) по ММП обладает еще одним важным достоинством. При расчете оценок $\hat{\mathbf{q}}$ из (5) необходимо предварительно вычислить симметрическую матрицу $\mathbf{D}_i = (\mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{X})$, являющуюся информационной матрицей Фишера [24]. Если обратить эту матрицу, то с точностью до скалярного множителя σ_0^2 получается дисперсионная матрица ошибок измерения:

$$\mathbf{D}[\hat{\mathbf{q}}] = \sigma_0^2 (\mathbf{X}^T \mathbf{P} \mathbf{X})^{-1} = \sigma_0^2 \begin{pmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} \\ D_{12} & D_{22} & D_{23} \\ D_{13} & D_{23} & D_{33} \end{pmatrix}^{-1}, \quad (7)$$

где $D_{11} = \sum_{i=1}^N p_i$; $D_{12} = 2 \sum_{i=1}^N p_i \cos \psi_i$; $D_{13} = 2 \sum_{i=1}^N p_i \sin \psi_i$; $D_{23} = 4 \sum_{i=1}^N p_i \cos \psi_i \sin \psi_i$; $D_{22} = 4 \sum_{i=1}^N p_i \cos^2 \psi_i$; $D_{33} = 4 \sum_{i=1}^N p_i \sin^2 \psi_i$. Матрица ошибок $\mathbf{D}[\hat{\mathbf{q}}]$ рассчитывается одновре-

менно с оценками $\hat{\mathbf{q}}$, и она может быть использована при анализе погрешностей измерения и проектировании оптимальных АСВ на основе МИЛ, так как ее детерминант совпадает с квадратом объема эллипсоида рассеяния векторов оценок $\hat{\mathbf{q}}$ относительно истинного значения $\mathbf{q}$ [24].

4. Известные алгоритмы калибровки АСВ на основе МИЛ. В модель МИЛ (1) входят коэффициенты передачи ее зондов α_i ($i = 1, 2, \dots, N$). В [22] показано, что основным источником систематических погрешностей у метода МИЛ являются именно ошибки этих величин. Поиск α_i согласно [23] связан выбором оптимальной модели АСВ, использующего МИЛ. Предварительная оценка величин α_i также известна как калибровка измерителя.

Если вместо исследуемой нагрузки к МИЛ подсоединяется поочередно несколько нагрузок из набора калибровочных объектов, система калибровочных уравнений принимает следующий вид [22, 27]:

$$u_{ij} = q_{1j}x_{1i} + q_{2j}x_{2i} + q_{3j}x_{3i} + \xi_{ij}, \quad (i=1, 2, \dots, N; j=1, 2, \dots, M), \quad (8)$$

где

$$q_{1j} = a_j^2(1 + \rho_j^2); \quad q_{2j} = a_j^2\rho_j \cos\varphi_j; \quad q_{3j} = a_j^2\rho_j \sin\varphi_j, \quad (9)$$

индекс j относится к соответствующему калибровочному объекту (КО) рис. 1.

Известно несколько традиционных методов калибровки МИЛ [17–19]. Они заключаются в подсоединении к линии нагрузок, параметры которых ρ_j и φ_j считаются точно известными (обычно выбираются согласованная или короткозамкнутая нагрузки). В результате уравнения (1) принимают вид:

$$u_{ij} = \alpha_i a_j^2 f_i(\rho_j, \varphi_j) + \xi_{ij}, \quad (i=1, 2, \dots, N; j=1, 2, \dots, M),$$

где $f_i(\rho_j, \varphi_j)$ – известные величины, зависящие от модуля и фазы подсоединенной нагрузки. Так как для решения системы (1) достаточно знать только относительные коэффициенты передачи датчиков МИЛ α_i , то неизвестные параметры a_j^2 легко исключаются из последней системы, если пренебречь ошибками измерений ξ_{ij} , а сами оценки величин α_i получаются пропорциональными напряжениям на выходах датчиков. Но этот метод не позволяет уменьшить систематические погрешности калибровки, связанные с неточным знанием параметров калибровочных нагрузок (величины $f_i(\rho, \varphi)$ вычисляются неточно).

Для снижения погрешностей калибровки было предложено несколько возможных методов, приводимых далее в порядке повышения их точности.

Метод калибровки *по подвижному короткозамыкателю*, предложенный в [28] и отличающийся от традиционных тем, что в качестве опорного выбирается не произвольный зонд, а тот, что удовлетворяют заданному условию, после чего поочередно устанавливая определенные значения фазы подвижного короткозамыкателя и снимаются сигналы с датчиков. Однако, этот метод только несколько уменьшает систематические погрешности, потому что все равно величины $f_i(\rho, \varphi)$ вычисляются неточно, так как значение модуля ККО короткозамыкателя точно не известно.

Метод калибровки *по подвижной согласованной нагрузке*, предложенный в [29], заключается в получении избыточной системы калибровочных уравнений, когда вместо набора КО используется одна подвижная согласованная нагрузка. С датчиков МИЛ снимаются сигналы u_{ij} , при различных (неизвестных) значениях фазы согласованной нагрузки, которые составляют так называемую сигнальную матрицу $\mathbf{U} = \|u_{ij}\|$. В [22] показано, что при идеальном согласовании нагрузки с линией ($\rho_j = 0$) вектор коэффициентов передачи датчиков $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, \dots, \alpha_N)^T$ может быть найден из выражения:

$$\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{v},$$

где $\mathbf{v}$ – собственный вектор размерности N , соответствующий максимальному собственному значению $\lambda_{\max}$ матрицы Грама $\mathbf{U}\mathbf{U}^T$. В результате случайные погрешности калибровки, обусловленные влиянием погрешностей ξ_{ij} , снижаются примерно в $\sqrt{NM}$ раз.

Дополнительно можно уменьшить и систематические погрешности рассогласования подвижной «согласованной нагрузки», если выбирать определенные значения ее фаз, которые получены в цитируемой работе. Делается вывод, что данный метод показывает хорошие результаты, если имеется в наличии подвижная согласованная нагрузка с $KCB_H \leq 1,1$. В этом случае систематические погрешности калибровки из-за неидеального согласования становятся пренебрежимо малы по сравнению со случайными ошибками, вызванными влиянием погрешностей ξ_{ij} для типичных МИЛ, у которых отношение сигнал/шум на выходе датчиков составляет порядка 10^3 по мощности. Если же такой нагрузки нет (например, в условиях производственного цеха), то для точной калибровки МИЛ следует пользоваться более универсальным методом.

5. Калибровка МИЛ по набору нагрузок с неизвестными параметрами. В реальных условиях большинство пользователей автоматических измерительных систем на СВЧ имеют в наличии лишь ограниченное количество прецизионных калибровочных нагрузок, тем более, что данные системы могут применяться для измерения в широком диапазоне частот. Поэтому универсальная процедура калибровки предполагает, что используемые для нее нагрузки имеют не точно известные значения ККО (ρ_j, φ_j). Следовательно, при решении системы калибровочных уравнений МИЛ (8) все параметры ρ_j, φ_j, a_j , равно как и коэффициенты передачи датчиков α_i , считаются неизвестными, то есть она должна быть разрешена относительно $N+3M$ неизвестных параметров, и должно выполняться неравенство $N \cdot M \geq N+3 \cdot M$.

Решение (8) по ММП сводится к минимизации функции невязки [30]:

$$\varepsilon_0 = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \left\{ u_{ij} - \alpha_i a_j^2 [1 + \rho_j^2 + 2\rho_j \cos(\varphi_j - \psi_i)] \right\}^2. \quad (10)$$

Поиск минимума (10) проводится одним из известных градиентных методов безусловной минимизации нелинейных функций, что и было с успехом проделано в [31]. Однако подобные способы решения базируются на удачном выборе начального приближения для неизвестных параметров $\alpha_i, \rho_j, \varphi_j, a_j$. Необходимо указать такие их значения, которые будут находиться в зоне притяжения глобального минимума ε_0 , что является непростой задачей на практике. В работе [31] приводится несколько способов нахождения начального приближения, но любой из них не может гарантировать, что найденное нулевое приближение окажется в зоне глобального минимума функции ε_0 .

Это заставило исследователей искать решение задачи калибровки МИЛ, также независящее от точности знания калибровочных нагрузок и позволяющее найти оценки искомых коэффициентов передачи зондов аналитически. Найденный способ калибровки основан на следующей системе калибровочных уравнений [22, 30]:

$$\mathbf{U} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{Q} + \mathbf{\Xi}. \quad (11)$$

Здесь ОМП оценки неизвестных параметров x_{im} и q_{mj} получаются в результате минимизации функции:

$$\varepsilon_0(\mathbf{X}, \mathbf{Q}) = \text{Tr}[(\mathbf{U} - \mathbf{XQ})^T \mathbf{P}(\mathbf{U} - \mathbf{XQ})], \quad (12)$$

где в (11) и (12) компонентами матрицы $\mathbf{X}$ размера $(N \times 3)$ являются величины x_{im} , определяемые из (3), а компонентами матрицы $\mathbf{Q}$ размера $(3 \times M) - q_{mj}$, задаваемые выражениями (9); Tr – оператор следа матрицы, $\mathbf{\Xi}$ – матрица погрешностей измерения ξ_{ij} .

Для минимизации (12) используется представление модели (11) в виде сепарабельных моделей, получаемых путем сингулярного разложения сигнальной матрицы $\mathbf{U}$ [22, 30]. В результате решение получается из системы:

$$\mathbf{X} = \mathbf{W} \cdot \mathbf{S}, \quad (13)$$

где $\mathbf{W}$ – матрица размера $(N \times 3)$, столбцами которой являются собственные векторы матрицы Грама $\mathbf{U}\mathbf{U}^T$, соответствующие ее трем максимальным собственным числам; $\mathbf{S}$ – матрица размера (3×3) неизвестных коэффициентов s_{ij} .

Так как интерес представляют только относительные коэффициенты передачи зондов α_i , то один произвольный коэффициент можно считать известным. Это дает возможность из (13) найти матрицу $\mathbf{S}$, после чего находится матрица $\mathbf{X}$, а из (3) получаются искомые оценки коэффициентов передачи α_i .

Таким образом, предлагаемый метод калибровки заключается в поочередном подсоединении к МИЛ M калибровочных нагрузок с неточно известными параметрами отражения из имеющегося набора, снятии сигналов u_{ij} с датчиков и представлении их в виде сигнальной матрицы $\mathbf{U}$ размера $N \times M$. Далее формируется матрица Грама $\mathbf{U}\mathbf{U}^T$, находятся ее собственные значения, квадратные корни из которых суть сингулярные числа матрицы $\mathbf{U}$, и соответствующие им собственные векторы этой матрицы. Значения компонент выбранных собственных векторов подставляются в (13), из которой находятся оценки коэффициентов s_{kl} , составляющих $\mathbf{S}$, после чего ищутся оценки параметров x_{ij} , а из (3) – оценки искомых коэффициентов передачи датчиков α_i .

Сказанное означает, что можно точно калибровать МИЛ, не пользуясь никакими образцовыми нагрузками или другими эталонами отражения! Но не следует думать, что АСВ на основе МИЛ может быть откалиброван вообще без эталонов. Как видно из (3) и (13), значения фазовых набегов $\psi_i = 4\pi d_i / \lambda$ считаются точно известными, то есть известны расстояния от фланца подсоединения нагрузки до зондов и длина волны СВЧ-сигнала в МИЛ. Традиционные методы калибровки тоже считают их точно известными, поэтому предлагаемый статистический метод калибровки не заменяет одни эталоны другими, а пользуется меньшим числом эталонов. Это позволяет устранить один из основных источников систематических ошибок калибровки.

При расчете оценок параметров МИЛ x_{ik} параллельно из (11) вычисляются и параметры состояния q_{kj} . Следовательно, можно из (9) определить ККО неизвестных нагрузок, используемых при калибровке МИЛ. Значит, в этом случае калибровка МИЛ проводится параллельно с аттестацией калибровочных нагрузок. Этот факт можно использовать в производственных условиях [31], когда при измерении параметров большой партии изделий с помощью МИЛ не требуется предварительной калибровки установки.

6. Проектирование оптимальных АСВ на основе МИЛ. Проблематика повышения точности измерения методом МИЛ охватывает не только вопрос о точности оценивания совокупности величин, характеризующихся векторами $\mathbf{c}$ или $\mathbf{q}$, но и выбор величин $\mathbf{u}$, обеспечивающих максимальную точность оценивания параметров измеряемых нагрузок. Задача в такой постановке тесно связана с проектированием оптимального измерителя, поскольку необходимо выбрать вектор $\mathbf{u}$, содержащий максимальное количество информации по Фишеру среди векторов заданного размера N .

Анализ получающихся ошибок вектора исследуемых параметров $\mathbf{c}$ сложен из-за громоздкости получающихся выражений, поэтому чаще анализируются ошибки вектора состояния $\mathbf{q}$, когда оцениваются с максимальной точностью все его составляющие. В качестве скалярной характеристики точности рекомендуется выбрать обобщенную дисперсию вектора $\mathbf{q}$ [22, 27, 32–34], совпадающую с детерминантом матрицы ошибок $\mathbf{D}[\mathbf{q}]$ (7). Планы эксперимента, доставляющие минимум детерминанту $\det[\mathbf{D}[\mathbf{q}]]$, называются D -оптимальными.

Как видно из (5) и (7), элементы этой матрицы зависят от расстояний d_i от нагрузочной плоскости АА (рис. 2) до соответствующих датчиков, коэффициентов передачи зондов α_i и весовых коэффициентов p_i . На стадии проектирования величины α_i и p_i неизвестны. Поэтому оптимизацию выбора состава измерений проводят только подбором расстояний $\mathbf{d} = (d_1, d_2, \dots, d_N)^T$, то есть заданием подходящего расположения датчиков внутри тракта МИЛ. Иными словами, требуется так спланировать эксперимент, чтобы измерения $\mathbf{u}$ содержали как можно больше информации по Фишеру, требуемой для оценивания с максимальной точностью вектора состояния $\mathbf{q}$ системы ГИИО.

В зависимости от назначения АСВ проектировщики сталкиваются с двумя различными постановками задачи оптимизации его параметров. Если измеритель предназначен для работы в узком заданном диапазоне частот в окрестности центральной частоты f_0 , то оптимальное расположение датчиков МИЛ может быть найдено по критерию [27, 32–35]:

$$\mathbf{d}^* = \arg \left\{ \inf_{d_i \in \Psi} (\det |\mathbf{D}[\mathbf{q}]|) \right\}, \quad (14)$$

где $\inf$ – обозначение точной нижней грани множества. При этом любое «оптимальное» расположение датчиков должно соответствовать физически реализуемой конструкции МИЛ ($d_i \in \Psi$). Использование критерия (14) позволяет конструировать измерители, обеспечивающие потенциально достижимую точность оценивания параметров $\mathbf{q}$ в узком диапазоне частот, задаваемую нижней границей Крамера-Рао объема эллипсоида рассеяния ошибок оценивания [27, 32–34].

В работах [27, 32] показано, что критерию (14) удовлетворяет, например, следующее эквидистантное расположение датчиков на расстояниях:

$$\Delta d = \frac{kc}{2Nf_0},$$

где c – скорость распространения радиоволн в СВЧ-тракте МИЛ; k – натуральное число, но $N/2$ не кратно k . Расстояние d_1 до первого датчика может быть выбрано произвольным.

В частности, в работе [31] описана восьмизондовая МИЛ и представлена экспериментальная установка для исследования «холодных» параметров магнетронов микроволновых печей. Точность ее выше, чем требуемая для 1 класса в узкой полосе от 2,4 до 2,5 ГГц для нагрузок с КСВн $\leq 5,0$.

Но обычно АСВ используют для измерения в полосе частот, например, при определении резонансных параметров микроволновых нагрузок. Здесь критерий (14) должен быть видоизменен, так как в общем случае не существует таких расположений датчиков d_i , позволяющих получать совместно эффективные оценки составляющих вектора состояния $\mathbf{q}$ во всем диапазоне. В этом случае теория рекомендует [27, 32–34] оптимизировать параметры МИЛ по критерию:

$$\mathbf{d}^* = \arg \left\{ \inf_{d_i \in \Psi} \sup_f [F(d_i, f, p_i)] \right\},$$

где f – текущая частота из фиксированного диапазона $f \in [f_{\min}, f_{\max}]$; $\sup$ – обозначение точной верхней грани множества; $F(d_i, f, p_i)$ – функция эффективности оценок $\hat{\mathbf{q}}$ ($F(d_i, f, p_i) = \sqrt{|\mathbf{D}[\hat{\mathbf{q}}]|/\Delta_{\min}}$), которая равна отношению объема эллипсоида рассеяния оценок для текущих значений d_i, p_i к минимальному объему эллипсоида при оптимальных значениях d_j^*, p_j^* для заданной частоты f из рассматриваемого диапазона $[f_{\min}, f_{\max}]$. Всегда $F(d_i, f, p_i) \geq 1$, а при достижении знака равенства оценка $\mathbf{q}$ получается совместно эффективной.

Однако минимизировать такую многопараметрическую функцию значительно сложнее, чем (14). Поэтому искать решение и находить оптимальные расположения d_i можно только численными методами. Ввиду этого проектировщики МИЛ отказываются от концепции оптимальности и переходят к концепции достаточности, когда приемлемой считается любая стратегия, обеспечивающая значение показателя качества, не хуже заданного [27, 32–35]. Ввиду сказанного классический критерий (14) видоизменяется для обеспечения возможности его практической реализации на компьютере:

$$\mathbf{d}^* = \min_{d_i \in \Psi} \left\{ \max_{f \in [f_{\min}, f_{\max}]} [F(d_i, f, p_i)] \leq H_A \right\}, \quad (15)$$

где H_A – некоторая гарантированная граница точности оценивания параметров $\mathbf{q}$. Упомянутая концепция достаточности требует меньших затрат времени на поиск решения. Было предложено искать минимум (15) с помощью методов планирования оптимального эксперимента [22, 27].

На начальном этапе поиска [27, 33] эмпирически найдено приемлемое расположение датчиков, принимаемое за нулевое приближение решения:

$$d_i = d_1 + \sum_{m=0}^{i-1} \gamma_0 \beta^m,$$

где подбором коэффициента β достигается нужная ширина диапазона $[f_{min}, f_{max}]$, а изменением коэффициента γ_0 – смещение данного диапазона вдоль оси f . Далее оно улучшается в зависимости от требований к АСВ с помощью методов теории планирования эксперимента [22], когда в качестве оптимизируемого функционала выступает (15).

Основываясь на таком подходе, авторам работы [35] удалось создать макетный образец четырехзондового коаксиального АСВ, измеряющего с высокой точностью в диапазоне 6–18 ГГц. В работах [27, 32–34] разработаны МИЛ, в которых за счет расположения ограниченного числа зондов (не более 8) достигаются частотные диапазоны измерений шириной более 5 октав.

Но у МИЛ есть еще один важный резерв повышения точности измерения. После того, как было найдено приемлемое расположение датчиков и изготовлена соответствующая МИЛ, в процессе ее калибровки найденные значения коэффициентов передачи датчиков α_i могут изменить значения детерминанта (14) или функции эффективности $F(d_i, f, p_i)$ в большую сторону на некоторых частотах из заданного диапазона. Это ведет к увеличению погрешностей измерения.

Такое «паразитное» влияние коэффициентов передачи датчиков МИЛ может быть сведено к минимуму, если в процессе измерения сигналы, снимаемые с датчиков откалиброванной линии, учитывать с соответствующими весовыми коэффициентами. Как видно из (7) и (15) матрица ошибок вектора оценок параметров состояния $\hat{\mathbf{q}}$ и функция эффективности зависят от коэффициентов p_i . Поэтому можно так выбрать значения весов p_i , что дает возможность для любой частоты из рассматриваемого диапазона повысить точность измерения, приблизив ее к потенциально достижимой [27, 32–34].

Действительно, если все d_i и α_i заданы (после завершения калибровки), на произвольной частоте f из заданного диапазона матрица ошибок (7) не является диагональной. Но соответствующий подбор весов p_i позволяет обнулить все внедиагональные элементы этой матрицы. С этой целью следует при переходе на новую частоту f_m измерений из заданного диапазона рассчитать новые весовые коэффициенты, чтобы обнулить внедиагональные члены матрицы (7) (тогда ее детерминант будет наименьшим). Следовательно, функция эффективности становится практически равной единице $F(d_i, f, p_i) = 1$. Подобную процедуру можно легко реализовать, решая следующую систему:

$$\sum_{i=1}^N p_i \cos \psi_i = \sum_{i=1}^N p_i \sin \psi_i = \sum_{i=1}^N p_i \cos 2\psi_i = \sum_{i=1}^N p_i \sin 2\psi_i = 0$$

относительно неизвестных p_i .

Физический смысл учета весовых коэффициентов заключается в том, что надо увеличить вес у выходных сигналов тех датчиков, которые расположены вблизи пучностей стоячей волны, где отношение сигнал/шум максимальное, и уменьшить вес у сигналов с датчиков вблизи узлов стоячей волны при фиксированной частоте измерений f_m . Если число датчиков у МИЛ больше 4, то данная задача решается методами линейного программирования.

7 Анализ ошибок и неопределенностей измерения метода МИЛ. Все исследователи метода МИЛ анализировали получающиеся ошибки измерения ККО тестируемых нагрузок. К сожалению, если не используются оптимальные методы обработки сигналов с зондов линии (на начальных стадиях обработки сигналов проводятся нелинейные операции, например, нормировка сигналов на напряжение, снимаемое с одного из зондов), то проводить теоретический анализ погрешностей измерения очень сложно.

Теоретический анализ погрешностей МИЛ (случайных и систематических) был проведен только для оптимальных статистических методов обработки сигналов с выходов датчиков, в частности, для ММП. На основании анализа моделей МИЛ (1)–(4) в работах [22, 36, 37] показано, что основными источниками погрешностей МИЛ являются:

ξ_i – случайные ошибки измерения напряжения на датчиках, $\Delta\alpha_i$ – ошибки калибровки коэффициентов передачи детекторов датчиков, Δd_i – ошибки измерения расстояний от плоскости подсоединения нагрузки до датчиков, Δf – ошибка знания частоты сигнала в тракте МИЛ. При этом последние три источника считаются вносящими систематические погрешности. Относительно указанных ошибок делаются вполне обоснованные предположения, которые не противоречат реальным МИЛ:

1. Ошибки измерения ξ_i , $\Delta\alpha_i$, Δd_i и Δf независимы.
2. Ошибки $\Delta\alpha_i$, Δd_i и Δf – случайные величины, распределенные нормально с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями $\sigma_{\xi_i}^2$, $\sigma_{d_i}^2$ и σ_f^2 соответственно.

3. Ошибки ξ_i , $\Delta\alpha_i$, Δd_i и Δf достаточно малы, так что они приводят к малым погрешностям $\Delta\mathbf{q}$ и $\Delta\mathbf{c}$ в оценках векторов $\mathbf{q}$ и $\mathbf{c}$, т.е. для норм векторов: $\|\Delta\mathbf{q}\| \ll \|\mathbf{q}\|$ и $\|\Delta\mathbf{c}\| \ll \|\mathbf{c}\|$.

В цитируемых работах получены матрицы ошибок (7) вектора состояния $\mathbf{q}$ для каждого источника погрешностей в отдельности, причем для случая оптимальной расстановки датчиков МИЛ получены выражения для матриц ошибок вектора измеряемых параметров $\mathbf{c}$. Показано, что даже в случае оптимального расположения датчиков матрица ошибок вектора $\mathbf{c}$ не является диагональной, то есть ошибки компонентов вектора измеряемых параметров перестают быть статистически независимыми.

В настоящее время, после принятия в России стандарта [38], часто для выражения точности измерения требуется использовать термин «неопределенность измерения» (например, такое требование предъявляется при аккредитации измерительных лабораторий).

В работах [39–43] на основе указанных выше предположений о характере источников неопределенности измерений подробно описаны результаты расчета ковариационных матриц, характеризующих неопределенность типа А (вызванную случайными источниками) и неопределенность типа В (вызванную источниками систематических погрешностей).

Методом статистического моделирования в работах [22, 36] получены зависимости дисперсий погрешностей случайных и систематических ошибок измерения, а в работах [39, 40, 43] – зависимости дисперсий неопределенностей измерения типа А и В для тех же источников ошибок. Полученные зависимости можно использовать при проектировании реальных МИЛ.

8. Дальнейшие перспективы метода МИЛ. Возможности метода МИЛ могут быть значительно расширены, если АСВ на ее основе использовать в комплексе с классическим МР. В работах [44, 45] была предложена интересная альтернатива – комбинированный многополюсный рефлектометр (КМР). Его структурная схема показана на рис. 3. Для упрощения конструкции КМР состоит из СВЧ-тракта, вдоль центральной продольной оси которого располагаются две группы датчиков одна группа имеет слабую связь с полем внутри тракта на известных расстояниях от фланца исследуемой нагрузки и может рассматриваться как МИЛ.

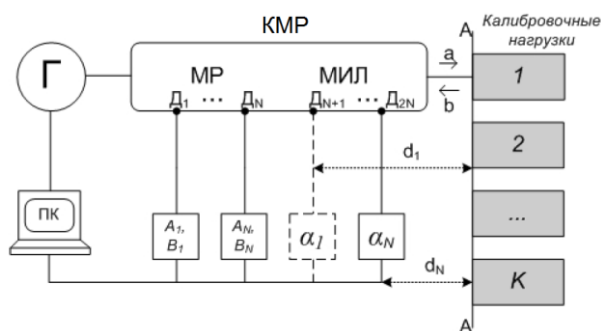


Рис. 3. Структурная схема ААЦ на основе КМР: Г – СВЧ-генератор, КМР – комбинированный многополюсный рефлектометр, МИЛ – многозондовая измерительная линия, МР – многополюсный рефлектометр, Д – датчики (зонды), ПК – персональный компьютер

Вторая группа датчиков, удаленная на некоторое расстояние от первой, чтобы не нарушать картины стоячей волны в МИЛ, имеет сильную связь с полем и описывается моделью классического МР. Такой измеритель достаточно прост в изготовлении и теоретически может быть откалиброван по набору нагрузок с неизвестными параметрами отражения. На самом деле, после подсоединения к измерителю набора этих нагрузок и снятия сигналов с зондов МИЛ и датчиков МР можно на первом этапе откалибровать коэффициенты передачи зондов МИЛ с параллельной аттестацией подсоединенных калибровочных нагрузок. Далее, используя найденные значения параметров отражения этих нагрузок, по ним откалибровать МР. Такой подход может значительно упростить измеритель и позволит его точную калибровку по набору неточно известных калибровочных средств, что может значительно расширить сферу применения анализаторов СВЧ-цепей на основе КМР.

Закключение. В работе дан подробный обзор методов измерения микроволновых нагрузок с помощью анализатора стоячей волны на основе МР, который может быть представлен в виде МИЛ. Сначала кратко описана история развития методов измерения с помощью традиционных МР и показано, что главной проблемой их использования является калибровка рефлектометра, которая может быть проведена точно только с использованием набора прецизионных калибровочных средств. Далее подробно исследована МИЛ, являющаяся частным случаем МР. Показано, что случайные ошибки измерения методом МИЛ выше, чем у точно откалиброванного МР. Однако МИЛ обладает важными достоинствами, которые обсуждаются в работе. Описана стратегия повышения точности измерения с помощью МИЛ:

- ♦ предложены оптимальные методы обработки выходных сигналов с зондов МИЛ по ММП;
- ♦ подробно исследованы методы калибровки датчиков МИЛ и показано, что подобный измеритель может быть откалиброван по набору неточно известных нагрузок с параллельной их аттестацией, что значительно снижает систематические ошибки калибровки;
- ♦ исследованы методы оптимизации конструкции МИЛ за счет расположения зондов для измерения с максимальной точностью в узком и широком диапазонах частот, а также показано, как можно измерять с потенциально достижимой точностью за счет надлежащего выбора весовых коэффициентов у зондов МИЛ.

Далее исследуются случайные и систематические ошибки измерения ККО СВЧ-нагрузок, а также неопределенности измерения типа А и В методом МИЛ и приводятся ссылки на соответствующие работы. В конце работы рассмотрены возможности совместного использования методов МИЛ и МР, кратко описан КМР, который измеряет с точностью, характерной для традиционного МР, но может быть откалиброван по набору неизвестных нагрузок, что свойственно методу МИЛ.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках проекта № 23-29-00879.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Nikolaenko A.Yu., L'vov A.A., Komarov V.V., Ivzhenko S.P., L'vov P.A. Analysis of Modern Techniques for Automatic Measurements in Microwaves // Proc. of the 2017 IEEE Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf. – St. Petersburg, Russia: IEEE, 2016. – P. 960-964.
2. Гунта К., Гардэс Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
3. Ануфриев А. Технологии компании Keysight Technologies на российском предприятии – первый опыт // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. – 2016. – Вып. 2. – С. 86-87.
4. Engen G.F., Hoer C.A. Application of an Arbitrary Six-Port Junction to Power Measurement Problems // IEEE Trans. on Instrum. and Meas. – 1972. – Vol. 21, No. 5. – P. 470-474.
5. Hoer C.A. The Six-Port Coupler: A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance, and Phase // IEEE Trans. on Instrum. and Meas. – 1972. – Vol. IM-21, No. 11. – P. 466-470.

6. *Hanson E.R.B., Riblet G.P.* An Ideal Six-Port Network Consisting of a Matched Reciprocal Lossless Five-Port and a Perfect Directional Coupler // *IEEE Trans. of Microwave Theory and Tech.* – 1983. – Vol. MTT-31, No. 3. – P. 284-288.
7. *Hunter J.D., Somlo P.I.* Simple Derivation of Six-Port Reflectometer Equations // *Electronic Letters.* – 1985. – Vol. 21, No. 4. – P. 370-371.
8. *Петров В.П., Рясный Ю.В., Журавлева О.Б.* Многополюсные измерительные преобразователи анализаторов цепей на СВЧ // *Измерительная техника.* – 1987. – № 3. – С. 41-43.
9. *Никулин С.М., Салов А.Н.* Применение двенадцатиполусных рефлектометров в технике СВЧ-измерений // *Радиотехника.* – 1987. – № 7. – С. 70-72.
10. *Somlo P.I.* The Case for Using a Matched Load Standard for Six-Port Calibration // *Electronic Letters.* – 1983. – Vol. 19, No. 11. – P. 979-980.
11. *Li S., Bosio R.G.* Calibration of Multiport Reflectometers by Means of Four Open Short Circuits // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.* – 1982. – Vol. MTT-30, No. 7. – P. 1085-1090.
12. *Никулин С.М., Салов А.Н.* Метод калибровки автоматических анализаторов СВЧ цепей с двенадцатиполусными рефлектометрами // *Измерительная техника.* – 1988. – № 8. – С. 43-45.
13. *Xiao F., Ghannouchi F.M., Yakabe T.* Application of a Six-Port Wave-Correlator for a Very Low Velocity Measurement Using the Doppler Effect // *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.* – 2003. – Vol. 52, No. 2. – P. 546-554.
14. *Ghannouchi F.M., Mohammadi A.* The six-port technique with microwave and wireless applications. – Boston, London: Artech House, 2009.
15. *Hasan A., Helaoui M.* Novel Modeling and Calibration Approach for Multi-Port Receivers Mitigating System Imperfections and Hardware Impairments // *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.* – 2012. – Vol. 60, No. 8. – P. 2644-2653.
16. *Львов П.А.* Применение многополюсных рефлектометров специального вида для решения ряда прикладных задач // *Вестник Саратовского государственного технического университета.* – 2010. – № 2 (45). – С. 181-193.
17. *Caldecott R.* The Generalized Multiprobe Reflectometer and Its Application to Automated Transmission Line Measurements // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation.* – 1973. – Vol. AP-21, No. 4. – P. 550-554.
18. А.с. № 1133564 Кл. G01R 27/06. Устройство для измерения модуля и фазы коэффициента отражения в СВЧ трактах / *Румянцев Ю.Б., Гайдаров А.С.* Оpub. в БИ № 1, 1985.
19. *Бондаренко И.К., Гимпелевич Ю.Б., Царик Ю.И.* Автоматический анализатор цепей многоэлементного типа и методы его калибровки // *Измерительная техника.* – 1985. – № 10. – С. 33-34.
20. *Зебек С.Е., Гимпелевич Ю.Б.* Автоматический измеритель комплексного коэффициента отражения на основе квадратурного метода // *Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций.* – 2018. – № 1. – С. 128.
21. *Колотыгин С.А., Маневич В.З.* Погрешность измерений на СВЧ многозондовым преобразователем проходного типа // *Исследования в области прецизионных радиотехнических измерений: Сб. научных трудов.* – М.: ВНИИФТРИ, 1987. – С. 10-19.
22. *Львов А.А.* Методология повышения точности автоматических СВЧ-измерителей на основе статистического анализа нелинейных моделей: дисс. ... докт. техн. наук. – Саратов, 2002. – 370 с.
23. *Львов А.А., Мещанов В.П., Светлов М.С.* Оптимальное оценивание параметров СВЧ-цепей с помощью автоматических анализаторов цепей. Общая постановка задачи // *Радиотехника.* – 2016. – № 10. – С. 240-244.
24. *Линник Ю.В.* Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. – М.: ГИФМЛ, 1958. – 334 с.
25. *Львов А.А., Моржаков А.А., Шишин С.И., Жуков А.В., Кудряшов Ю.Ю.* Измерение параметров СВЧ-двухполюсников путем многозондовой измерительной линии // *Электронная техника. Сер. 1: Электроника СВЧ.* – 1987. – Вып. 7 (401). – С. 48-51.
26. *Львов А.А., Мещанов В.П., Светлов М.С., Николаенко А.Ю.* Оптимальное оценивание параметров СВЧ-цепей с помощью автоматических анализаторов цепей. Алгоритмы обработки наблюдаемых данных // *Радиотехника.* – 2018. – № 8. – С. 147-154.
27. *Львов А.А., Мещанов В.П., Светлов М.С., Семезев Н.* Оптимальное оценивание параметров СВЧ-цепей с помощью автоматических многополюсных анализаторов. Выбор оптимального состава измерений // *Радиотехника.* – 2019. – № 7 (10). – С. 101-111.
28. Патент РФ № 1555682 кл. G01R 27/06. Способ калибровки коэффициентов передачи многозондовой измерительной линии / *Андрянов В.А., Кудряшов Ю.Ю., Львов А.А., Моржаков А.А.* Оpub. в БИ. № 17, 07.04.90.
29. А.с. № 1700504 кл. G01R 35/00. Способ калибровки коэффициентов передачи датчиков многозондовой измерительной линии / *Львов А.А., Моржаков А.А., Кудряшов Ю.Ю., Лихоманов А.Ю.* Оpub. в БИ. № 48, 23.12.91.

30. Львов А.А., Моржаков А.А., Шишин С.И., Жуков А.В., Кудряшов Ю.Ю. Автоматизированная система измерения СВЧ-параметров генераторов для бытовых микроволновых печей // Электронная техника. Сер. 8: Управление качеством, стандартизация, метрология, испытания. – 1989. – Вып. 5 (137). – С. 50-53.
31. Львов А.А., Семёнов К.В. Метод калибровки автоматической многозондовой измерительной линии // Измерительная техника. – 1999. – № 4. – С. 34-39.
32. Кудряшов Ю.Ю., Львов А.А., Моржаков А.А., Шишин С.И. Оптимизация параметров многозондовой измерительной линии // Электронная техника, 1988. Сер. 1. Электроника СВЧ. – Вып. 14 (414). – С. 30-34.
33. L'vov A.A., Geranin R.V., Semezhev N., L'vov P.A. Statistical Approach to Measurements with Microwave Multi-Port Reflectometer and Optimization of Its Construction // Proc. of Microwave and Radio Electronics Week, 14th Conf. on Microwave Techniques. – Pardubice, Czech Republic: IEEE, 2015. – P. 179-183. – DOI: 10.1109/COMITE.2015.7120229.
34. L'vov A.A., Galkina S.A., Anufriev A.N. Design of wideband automatic network analyzers based on the multi-port reflectometer // Proc. of the 2016 Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering. – Saratov, Russia: IEEE, 2016. – P. 416-423. – DOI: 10.1109/APEDE.2016.7879038.
35. Katz B.M., L'vov A.A., Meschanov V.P., Shatalov E.M., Shilova L.V. Synthesis of a Wideband Multiprobe Reflectometer // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – Vol. 56, No. 2. – P. 507-514.
36. Львов А.А., Моржаков А.А., Жуков А.В. Статистический анализ точностных характеристик метода многозондовой измерительной линии // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1990. – Вып. 1 (425). – С. 50-57.
37. L'vov A.A., Morzhakov A.A. Statistical Estimation of the Complex Reflection Coefficient of Microwave Loads Using a Multi-Port Reflectometer // Proc. of 1995 SBMO/IEEE MTT-S Int. Microwave and Optoelectronics Conf. – Rio-de-Janeiro, Brazil: IEEE, 1995. – P. 235-239.
38. ГОСТ R 54500.1—2011/Руководство ИСО/МЭК 98-1:2009. Неопределенность измерения. Часть 1. Введение в руководства по неопределённости измерения. – М.: Стандартинформ, 2012. – 24 с.
39. Solopekina A.A., L'vov A.A., Semezhev N. Calculation of measurement uncertainties of multi-port transmission line reflectometer // Proc. of 2014 Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering. – Saratov, Russia: IEEE, 2014. – P. 356-362. DOI: 10.1109/APEDE.2014.6958776.
40. Солопекина А.А., Львов А.А., Семежев Н. Расчет неопределенностей измерения характеристик многозондовой измерительной линии // Компьютерные науки и информационные технологии: Матер. Междунар. науч. конф. – Саратов: Издат. центр «Наука», 2016. – С. 396-400.
41. Solopekina A.A., Semezhev N., L'vov A.A., Komarov V.V., Svetlov M.S. Application of the Uncertainty Method for Analysis of Multi-Port Correlator Accuracy // Proc. of the 2017 IEEE Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf. – St. Petersburg, Russia: IEEE, 2017. – P. 505-509.
42. Солопекина А.А., Львов А.А., Семежев Н., Вагарина Н.С. Применение метода неопределенности для анализа погрешностей многополюсного рефлектометра // Надежность и качество: Сб. трудов. Междунар. симп.: в 2 т. Т. 2. – Пенза: ПГУ, 2017. – С. 136-139.
43. Львов А.А., Семежев Н., Солопекина А.А., Глухова О.М. Анализ модели многозондовой измерительной линии и расчет неопределенностей измерения с ее помощью // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика. – 2019. – № 4. – С. 141-151.
44. Львов А.А. Автоматический измеритель параметров СВЧ двухполюсников на основе многополюсника // Измерительная техника. – 1996. – № 2. – С. 10-12.
45. L'vov A.A., Nikolaenko A.Yu., L'vov P.A. A Novel Vector Network Analyzer Using Combined Multi-Port Reflectometer // Proc. of Microwave and Radio Electronics Week, 14th Conf. on Microwave Techniques. – Pardubice, Czech Republic: IEEE, 2015. – P. 183-187. – DOI: 10.1109/COMITE.2015.7120230.

REFERENCES

1. Nikolaenko A.Yu., L'vov A.A., Komarov V.V., Ivzhenko S.P., L'vov P.A. Analysis of Modern Techniques for Automatic Measurements in Microwaves, *Proc. of the 2017 IEEE Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf.* St. Petersburg, Russia: IEEE, 2016, pp. 960-964.
2. Gupta K., Gardzh R., Chadkha R. Mashinnoe proektirovanie SVCh ustroystv [Machine design of microwave devices]. M.: Radio i svyaz', 1987, 432 p.
3. Anufriev A. Tekhnologii kompanii Keysight Technologies na rossiyskom predpriyatii – pervyy opyt [Keysight Technologies at Russian enterprise – first experience], *Elektronika. Nauka. Tekhnologiya. Biznes* [Electronics. Science. Technologies. Business], 2016, Issue 2, pp. 86-87.
4. Engen G.F., Hoer C.A. Application of an Arbitrary Six-Port Junction to Power Measurement Problems, *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.*, 1972, Vol. 21, No. 5, pp. 470-474.

5. Hoer C.A. The Six-Port Coupler: A New Approach to Measuring Voltage, Current, Power, Impedance, and Phase, *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.*, 1972, Vol. IM-21, No. 11, pp. 466-470.
6. Hanson E.R.B., Riblet G.P. An Ideal Six-Port Network Consisting of a Matched Reciprocal Lossless Five-Port and a Perfect Directional Coupler, *IEEE Trans. of Microwave Theory and Tech.*, 1983, Vol. MTT-31, No. 3, pp. 284-288.
7. Hunter J.D., Somlo P.I. Simple Derivation of Six-Port Reflectometer Equations, *Electronic Letters*, 1985, Vol. 21, No. 4, pp. 370-371.
8. Petrov V.P., Rysnny Yu.V., Zhuravleva O.B. Mnogopolyusnye izmeritel'nye preobrazovateli analizatorov tsepey na SVCh [Multi-pole measuring converters of microwave network analyzers], *Izmeritel'naya tekhnika* [Measuring equipment], 1987, No. 3, pp. 41-43.
9. Nikulin S.M., Salov A.N. Primenenie dvenadtsatipolyusnykh reflektometrov v tekhnike SVCh-izmereniy [Application of twelve-pole reflectometers in microwave measurement technology], *Radiotekhnika* [Radio engineering], 1987, No. 7, pp. 70-72.
10. Somlo P.I. The Case for Using a Matched Load Standard for Six-Port Calibration, *Electronic Letters*, 1983, Vol. 19, No. 11, pp. 979-980.
11. Li S., Bosio R.G. Calibration of Multiport Reflectometers by Means of Four Open Short Circuits, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, 1982, Vol. MTT-30, No. 7, pp. 1085-1090.
12. Nikulin S.M., Salov A.N. Metod kalibrovki avtomaticheskikh analizatorov SVCh tsepey s dvenadtsatipolyusnymi reflektometrami [Method of calibration of automatic analyzers of microwave circuits with twelve-pole reflectometers], *Izmeritel'naya tekhnika* [Measuring equipment], 1988, No. 8, pp. 43-45.
13. Xiao F., Ghannouchi F.M., Yakabe T. Application of a Six-Port Wave-Correlator for a Very Low Velocity Measurement Using the Doppler Effect, *IEEE Trans. on Instrum. and Meas.*, 2003, Vol. 52, No. 2, pp. 546-554.
14. Ghannouchi F.M., Mohammadi A. The six-port technique with microwave and wireless applications. Boston, London: Artech House, 2009.
15. Hasan A., Helou M. Novel Modeling and Calibration Approach for Multi-Port Receivers Mitigating System Imperfections and Hardware Impairments, *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 2012, Vol. 60, No. 8, pp. 2644-2653.
16. L'vov P.A. Primenenie mnogopolyusnykh reflektometrov spetsial'nogo vida dlya resheniya ryada prikladnykh zadach [Application of multi-pole reflectometers of a special type for solving a number of applied problems], *Vestnik Saratovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of the Saratov State Technical University], 2010, No. 2 (45), pp. 181-193.
17. Caldecott R. The Generalized Multiprobe Reflectometer and Its Application to Automated Transmission Line Measurements, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1973, Vol. AP-21, No. 4, pp. 550-554.
18. Rumyantsev Yu.B., Gaydarov A.S. A.s. № 1133564 Kl. G01R 27/06. Ustroystvo dlya izmereniya modulya i fazy koeffitsienta otrazheniya v SVCh traktakh [Author's certificate No. 1133564, Class G01R 27/06. Device for measuring the modulus and phase of the reflection coefficient in microwave paths]. Published in the Bulletin of inventions, 1985, No. 1.
19. Bondarenko I.K., Gimpilevich Yu.B., TSarik Yu.I. Avtomaticheskii analizator tsepey mnogoelementnogo tipa i metody ego kalibrovki [Automatic analyzer of multi-element circuits and methods of its calibration], *Izmeritel'naya tekhnika* [Measuring equipment], 1985, No. 10, pp. 33-34.
20. Zebek S.E., Gimpilevich Yu.B. Avtomaticheskii izmeritel' kompleksnogo koeffitsienta otrazheniya na osnove kvadrurnogo metoda [Automatic meter of complex reflection coefficient based on the quadrature method], *Sovremennye problemy radioelektroniki i telekommunikatsiy* [Modern problems of radio electronics and telecommunications], 2018, No. 1, pp. 128.
21. Kolotygin S.A., Manevich V.Z. Pogreshnost' izmereniy na SVCh mnogoizondovym preobrazovatelem prokhodnogo tipa [Error of measurements at microwave frequencies by a multi-probe feed-through converter], *Issledovaniya v oblasti pretsizionnykh radiotekhnicheskikh izmereniy: Sb. nauchnykh trudov* [Research in the field of precision radio engineering measurements: Collection of scientific papers]. Moscow: VNIIFTRI, 1987, pp. 10-19.
22. L'vov A.A. Metodologiya povysheniya tochnosti avtomaticheskikh SVCh-izmeriteley na osnove statisticheskogo analiza nelineynykh modeley: disc. ... dokt. tekhn. nauk [Methodology for improving the accuracy of automatic microwave meters based on statistical analysis of nonlinear models: dr. of eng. sc. diss.]. Saratov, 2002, 370 p.
23. L'vov A.A., Meshchanov V.P., Svetlov M.S. Optimal'noe otsenivanie parametrov SVCh-tsepey s pomoshch'yu avtomaticheskikh analizatorov tsepey. Obshchaya postanovka zadachi [Optimal estimation of microwave circuit parameters using automatic circuit analyzers. General statement of the problem], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2016, No. 10, pp. 240-244.

24. Linnik Yu.V. Metod naimen'shikh kvadratov i osnovy teorii obrabotki nablyudeniy [Least squares method and fundamentals of the theory of observation processing]. Moscow: GIFML, 1958, 334 p.
25. L'vov A.A., Morzhakov A.A., Shirshin S.I., Zhukov A.V., Kudryashov Yu.Yu. Izmerenie parametrov SVCh-dvukhpolyusnikov putem mnogozondovoy izmeritel'noy linii [Measuring parameters of microwave two-terminal networks by means of a multi-probe measuring line], *Elektronnaya tekhnika. Ser. 1: Elektronika SVCh* [Electronic engineering. Ser. 1: Microwave electronics], 1987, Issue 7 (401), pp. 48-51.
26. L'vov A.A., Meshchanov V.P., Svetlov M.S., Nikolaenko A.Yu. Optimal'noe otsenivanie parametrov SVCh-tsepey s pomoshch'yu avtomaticheskikh analizatorov tsepey. Algoritmy obrabotki nablyudaemykh dannykh [Optimal estimation of microwave circuit parameters using automatic network analyzers. Algorithms for processing observed data], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2018, No. 8, pp. 147-154.
27. L'vov A.A., Meshchanov V.P., Svetlov M.S., Semezhnev N. Optimal'noe otsenivanie parametrov SVCh-tsepey s pomoshch'yu avtomaticheskikh mnogopolyusnykh analizatorov. Vybor optimal'nogo sostava izmereniy [Optimal estimation of microwave circuit parameters using automatic multi-pole analyzers. Selection of the optimal composition of measurements], *Radiotekhnika* [Radio Engineering], 2019, No. 7 (10), pp. 101-111.
28. Andriyanov V.A., Kudryashov Yu.Yu., L'vov A.A., Morzhakov A.A. Patent RF № 1555682 kl. G01R 27/06. Sposob kalibrovki koeffitsientov peredachi mnogozondovoy izmeritel'noy linii [Patent of the Russian Federation No. 1555682 class G01R 27/06. Method for calibrating the transmission coefficients of a multi-probe measuring line]. Published in the Bulletin of inventions, 1990, No. 17..
29. L'vov A.A., Morzhakov A.A., Kudryashov Yu.Yu., Likhomanov A.Yu. A.s. № 1700504 kl. G01R 35/00. Sposob kalibrovki koeffitsientov peredachi datchikov mnogozondovoy izmeritel'noy linii [Author's certificate No. 1700504, Class G01R 35/00. Method for calibrating the transmission coefficients of a multi-probe measuring line]. Opubl. v B.I. № 48, 23.12.91. Published in the Bulletin of inventions, 1991, No. 48.
30. L'vov A.A., Morzhakov A.A., Shirshin S.I., Zhukov A.V., Kudryashov Yu.Yu. Avtomatizirovannaya sistema izmereniya SVCh-parametrov generatorov dlya bytovykh mikrovolnovykh pechey [Automated system for measuring microwave parameters of generators for household microwave ovens], *Elektronnaya tekhnika. Ser. 8: Upravlenie kachestvom, standartizatsiya, metrologiya, ispytaniya* [Electronic engineering. Series 8: Quality management, standardization, metrology, testing], 1989, Issue 5 (137), pp. 50-53.
31. L'vov A.A., Semenov K.V. Metod kalibrovki avtomaticheskoy mnogozondovoy izmeritel'noy linii [Calibration method of automatic multi-probe measuring line], *Izmeritel'naya tekhnika* [Measuring engineering], 1999, No. 4, pp. 34-39.
32. Kudryashov Yu.Yu., L'vov A.A., Morzhakov A.A., Shirshin S.I. Optimizatsiya parametrov mnogozondovoy izmeritel'noy linii [Optimization of parameters of a multi-probe measuring line], *Elektronnaya tekhnika. Ser. 1. Elektronika SVCh* [Electronic Engineering. Series 1. Microwave Electronics], 1988, Issue 14 (414), pp. 30-34.
33. L'vov A.A., Geranin R.V., Semezhnev N., L'vov P.A. Statistical Approach to Measurements with Microwave Multi-Port Reflectometer and Optimization of Its Construction, Proc. of Microwave and Radio Electronics Week, 14th Conf. on Microwave Techniques. Pardubice, Czech Republic: IEEE, 2015, pp. 179-183. DOI: 10.1109/COMITE.2015.7120229.
34. L'vov A.A., Galkina S.A., Anufriev A.N. Design of wideband automatic network analyzers based on the multi-port reflectometer, *Proc. of the 2016 Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering*. Saratov, Russia: IEEE, 2016, P. 416-423. DOI: 10.1109/APEDE.2016.7879038.
35. Katz B.M., L'vov A.A., Meshchanov V.P., Shatalov E.M., Shilova L.V. Synthesis of a Wideband Multiprobe Reflectometer, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, Vol. 56, No. 2, pp. 507-514.
36. L'vov A.A., Morzhakov A.A., Zhukov A.V. Statisticheskii analiz tochnostnykh kharakteristik metoda mnogozondovoy izmeritel'noy linii [Statistical analysis of accuracy characteristics of the multi-probe measuring line method], *Elektronnaya tekhnika. Ser. 1. Elektronika SVCh* [Electronic engineering. Ser. 1. Microwave electronics], 1990, Issue 1 (425), pp. 50-57.
37. L'vov A.A., Morzhakov A.A. Statistical Estimation of the Complex Reflection Coefficient of Microwave Loads Using a Multi-Port Reflectometer, *Proc. of 1995 SBMO/IEEE MTT-S Int. Microwave and Optoelectronics Conf.* Rio-de-Janeiro, Brazil: IEEE, 1995, pp. 235-239.
38. GOST R 54500.1—2011/Rukovodstvo ISO/MEK 98-1:2009. Neopredelennost' izmereniya. Chast' 1. Vvedenie v rukovodstva po neopredelennosti izmereniya [GOST R 54500.1—2011/ISO/IEC Guide 98-1:2009. Uncertainty of measurement. Part 1. Introduction to guides on uncertainty of measurement]. Moscow: Standartinform, 2012, 24 p.

39. Solopekina A.A., L'vov A.A., Semezhev N. Calculation of measurement uncertainties of multi-port transmission line reflectometer, *Proc. of 2014 Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering*. Saratov, Russia: IEEE, 2014, pp. 356-362. DOI: 10.1109/APEDE.2014.6958776.
40. Solopekina A.A., L'vov A.A., Semezhev N. Raschet neopredelennostey izmereniya kharakteristik mnogozonodovoy izmeritel'noy linii [Calculation of uncertainties in measuring the characteristics of a multi-probe measuring line], *Komp'yuternye nauki i informatsionnye tekhnologii: Mater. Mezhdunar. nauch. konf.* [Computer science and information technology: Proceedings of the International scientific conference]. Saratov: Izdat. tsentr «Nauka», 2016, pp. 396-400.
41. Solopekina A.A., Semezhev N., L'vov A.A., Komarov V.V., Svetlov M.S. Application of the Uncertainty Method for Analysis of Multi-Port Correlator Accuracy, *Proc. of the 2017 IEEE Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf.* St. Petersburg, Russia: IEEE, 2017, pp. 505-509.
42. Solopekina A.A., L'vov A.A., Semezhev N., Vagarina N.S. Primenenie metoda neopredelennosti dlya analiza pogreshnostey mnogopolyusnogo reflektometra [Application of the uncertainty method to analyze the errors of a multi-pole reflectometer], *Nadezhnost' i kachestvo: Sb. trudov. Mezhdunar. simp. [Reliability and quality: Collection of papers. International symposium]*: in 2 vol. Vol. 2. Penza: PGU, 2017, pp. 136-139.
43. L'vov A.A., Semezhev N., Solopekina A.A., Glukhova O.M. Analiz modeli mnogozonodovoy izmeritel'noy linii i raschet neopredelennostey izmereniya s ee pomoshch'yu [Analysis of the model of a multi-probe measuring line and calculation of measurement uncertainties with its help], *Vestnik Astrakhanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Seriya: Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika i informatika* [Bulletin of the Astrakhan State Technical University. Series: Management, computing and informatics], 2019, No. 4, pp. 141-151.
44. L'vov A.A. Avtomaticheskiiy izmeritel' parametrov SVCH dvukhpolyusnikov na osnove mnogopolyusnika [Automatic meter of microwave parameters of two-terminal networks based on a multi-terminal network], *Izmeritel'naya tekhnika* [Measuring equipment], 1996, No. 2, pp. 10-12.
45. L'vov A.A., Nikolaenko A.Yu., L'vov P.A. A Novel Vector Network Analyzer Using Combined Multi-Port Reflectometer, *Proc. of Microwave and Radio Electronics Week, 14th Conf. on Microwave Techniques*. Pardubice, Czech Republic: IEEE, 2015, pp. 183-187. DOI: 10.1109/COMITE.2015.7120230.

Львов Алексей Арленович – Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А.; e-mail: alvova@mail.ru; г. Саратов, Россия; тел.: +79172015675; д.т.н.; профессор; зав. кафедрой «Радиоэлектроника и телекоммуникации».

Кац Борис Маркович – «Научно-производственное предприятие «НИКА-СВЧ»; e-mail: brs19520@yandex.ru; г. Саратов, Россия; тел. +79053260149; к.ф.-м.н.; начальник отдела перспективных исследований.

Львов Петр Алексеевич – e-mail: peter.lvov@gmail.com; тел.: +79173230567; к.т.н.; в.н.с.

Мещанов Валерий Петрович – e-mail: nika373@bk.ru; тел.: +79172124626; д.ф.-м.н.; профессор; директор.

Саяпин Кирилл Александрович – e-mail: sayapin.k.a@mail.ru; тел.: +79053234081; к.ф.-м.н.; в.н.с.

L'vov Alexey Arlenovich – Yuri Gagarin State Technical University of Saratov; e-mail: alvova@mail.ru; Saratov, Russia; phone: +79172015675; dr. of eng. sc.; professor; head of the Department “Radio-electronics and Telecommunications”.

Kats Boris Markovich – NPP “NIKA MICROWAVES”; e-mail: brs19520@yandex.ru; Saratov, Russia; phone: +79053260149; cand. of phys.-mat. sc.; head of the Department of prospective researches.

L'vov Petr Alekseevich – e-mail: peter.lvov@gmail.com; phone: +79173230567; cand. of eng. sc.; leading researcher.

Meschanov Valeriy Petrovich – e-mail: nika373@bk.ru; phone: +79172124626; dr. of phys.-mat. sc.; professor; enterprise head.

Sayapin Kirill Alexandrovich – e-mail: sayapin.k.a@mail.ru; phone: +79053234081; cand. of phys.-mat. sc.; leading researcher.