

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

ХАРЬКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

ISBN 5-7763-2705-9

ИТОГИ РАБОТЫ

за 1998/1999 учебный год
и задачи университета
на 1999/2000 учебный год

Харьков 2000

6.5. Основные направления деятельности, проблемные вопросы

1. Продолжить структурную реструктуризацию научной работы университета, усовершенствовать формы ее организации и руководства. Ее основными целями должны быть существенное повышение результативности деятельности научных коллективов, высококачественное информационно-маркетинговое обеспечение их научной работы, широкое привлечение преподавательского состава, аспирантов и студентов к научным исследованиям и разработкам, своевременная защита докторантами и аспирантами диссертаций, проведение всех видов занятий на требуемом научном уровне, выход подразделений университета на международный уровень исполнителей и соисполнителей проектов исследовательских работ, получения грантов.
2. Провести на ученых советах институтов и заседаниях НМС глубокий и всеобщий анализ уровня организации научно-исследовательских и исследовательско-конструкторских работ, обеспечить выполнение утвержденных комплексных планов научной деятельности кафедр и научных подразделений на 1999 г. Особое внимание уделить организации и контролю научной работы преподавателей согласно индивидуальным планам ("вторая половина" рабочего дня). Во время оценки работы ученых учесть ее эффективность в соответствии с разработанными и применяемыми в университете показателями.
3. Ректорату, заведующим кафедрами и руководителям научно-исследовательских подразделений провести контроль над выполнением рекомендаций аттестационной комиссии по результатам аттестации научных сотрудников и инженерно-технических работников в сентябре-октябре 1999 г.
4. Председателям секций Научно-методического совета, руководству НУПО вместе с заведующими кафедр повысить требования к уровню НДДКР, которые выполняются за счет бюджетных средств. Продолжить практику заслушивания научных руководителей о результатах завершенных работ. Внедрить в практику формирования комплексных научно-технических проектов с частичным финансированием за счет госбюджетных средств Министерства образования Украины. Распределение бюджетных средств, которые выделяются Министерством образования, проводить исключительно на конкурсных принципах на основании внутренней и внешней экспертизы. В случаях привлечения к руководству проектами кандидатов наук обязательно осуществлять на равных кафедрами и научно-методическим советом соответствующий периодический контроль этапов исследований.
5. Руководству НУПО создать необходимые условия для расширения участия научных коллективов университета в международном научно-техническом сотрудничестве, обеспечить материальную и организационную поддержку проектов, которые финансируются за счет международных фондов. Осуществлять новые формы привлечения научно-технического потенциала университета для выполнения межгосударственных проектов и программ.
6. Активизировать работу по обеспечению заинтересованности научных коллективов для выполнения внебюджетных работ, усовершенствовать механизмы стимулирования для их выполнения собственными силами. Обеспечить более широкое участие потенциала университета в выполнении национальных, отраслевых и региональных программ.
7. Продолжить работу по усовершенствованию системы показателей научной деятельности подразделений и механизма их учета во время оценки эффективности работы кафедр и научных подразделений.
8. Разработать мероприятия для повышения ответственности руководителей научно-исследовательских работ за ежегодные результаты, учитывая их при определении объемов бюджетного финансирования следующего года.
9. Руководству университета совместно с руководителями факультетов, кафедр и научных подразделений осуществить комплекс мероприятий по ликвидации заложности сотрудников.
10. Провести анализ эффективности подготовки научно-педагогических кадров через докторантуру и аспирантуру. Результаты анализа рассмотрены на Ученом совете в октябре 1999 г.

УДК 621.317.088

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ МНОГОЗОНДОВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ МУЛЬТИМЕТРОВ

ЗАЙЧЕНКО О.Б., ЗАЙЧЕНКО Я.Б.,
ВОЛКОВ В.М.

Рассматриваются пути решения одной из актуальных задач радиотехнической техники, связанной с оптимизацией алгоритмов и структур современных микроволновых мультиметров. Исследуются точность и устойчивость синтезированного частотно-зависимого алгоритма.

В диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) основными параметрами сигнала и тракта являются падающая, отраженная, проходящая мощности и комплексный коэффициент отражения соответственно. Особенно актуально измерение при больших уровнях мощности, в "горячем" режиме. Для встроенного контроля мощности и других параметров в этих условиях наиболее целесообразно применять многозондовый метод. Его достоинствами являются способность работать в сильно рассогласованных трактах и нечувствительность к внеполосным составляющим сигнала. Одной из проблем при реализации этого метода является обеспечение ширкополосности в коаксиальном тракте. В соответствии с многозондовым методом по дискретным отсчетам датчиков восстанавливается картина стоячей волны в передающем тракте (рис. 1). Кроме приведенных на рис. 1 квадратичных датчиков, на больших уровнях мощности могут применяться объемные термпары, датчики на поглощающей стенке, диодисторы, резисторы на горячих носителях и др.

Многозондовый микроволновый мультиметр (МММ), являющийся результатом синтеза многозондовых ваттметров СВЧ и двенадцати-полосных автоматических анализаторов цепей (ААЦ), предназначен для одновременного определения падающей, проходящей, отраженной мощностей, модуля и фазы коэффициента отражения, длины волны. МММ состоит из СВЧ-блока, аппаратной и про-



Рис. 1. Упрощенная структурная схема микроволнового мультиметра и эспора амплитуды напряженности поля смешанной волны вдоль волнового тракта

граммной (алгоритмической) частей. Прогресс в разработке и производстве средств вычислительной техники способствовал появлению дешевых микропроцессоров и микроконтроллеров, применение которых улучшило метрологические характеристики МММ за счет алгоритмической обработки, компенсации систематических и случайных составляющих погрешностей датчиков, самокалибровки, самодиагностики, повышения точности вычислений. Анализ современных тенденций развития этого направления измерений свидетельствует о том, что МММ может применяться не только в качестве рабочего средства измерений, но и как образцовое средство измерения. Национальное бюро стандартов США на протяжении ряда лет использовало ААЦ в качестве высокоточных средств измерения комплексного коэффициента отражения, а разработанные во ВНИИФТРИ (Россия) микроволновые мультиметры позволяют обеспечить прецизионное и одновременное измерение как комплексного коэффициента отражения, так и падающей, проходящей, отраженной мощностей, длины волны. Анализ современных тенденций этого направления измерений свидетельствует об отсутствии единого мнения о выборе используемых алгоритмов, структур, методов оценки точности измерений.

Целью исследования является синтез алгоритмов, которые позволяют расширить частотный диапазон. Рассмотрим задачу повышения устойчивости и точности алгоритмов.

Сигналы большинства датчиков являются квадратичными по напряженности поля (напряжению):

$$U_i = \frac{P_{пад}}{a_i} \left[1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos\left(\frac{4\pi l_i}{\lambda} + \varphi\right) \right],$$

где $P_{пад}$ — мощность падающей волны; a_i — коэффициент пропорциональности; Γ — модуль коэффициента отражения нагрузки; φ — фаза коэффициента отражения нагрузки, приведенная к плоскости первого чувствительного элемента; λ — длина волны в тракте; l_i — расстояние от i -го до первого зонда.

Для определения трех неизвестных, а именно, проходящей мощности, модуля и фазы коэффициента отражения достаточно трех уравнений, которые соответствуют трем сигналам датчиков.

Первые сведения об измерениях с помощью трех зондов содержится в статье [1], где описывается сущность способа измерения с применением трех датчиков и приведен алгоритм

$$\left[\frac{1-k^2}{1+k^2} \right]^2 = \frac{\left[1 - \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2 \right]^2}{\left[1 + \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2 \right]^2} + \left[\frac{2 \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2}{1 + \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2} - 1 \right]^2,$$

здесь k — коэффициент бегущей волны.

Отсюда можно определить мощность, поглощаемую нагрузкой. Вычисления с применением номограммы является недостатком этого метода.

По методу [2] в линию включены три вольтметра на расстояниях $1/8$ друг от друга, и проходящую мощность можно вычислить из трех отсчетов действующего значения напряжений U_1, U_2, U_3 по формуле:

$$P = \frac{U_1 U_2}{z_0} \sqrt{1 - \left(\frac{2U_2^2 - U_1^2 - U_3^2}{U_1 U_2} \right)^2}$$

Напряжения и волновое сопротивление измеряются с последующей градуировкой по образцовой мере. Аналогичное, но более простое соотношение [3]:

$$P_{пр}^2 = 4U_2(U_1 + U_3 - U_2) - (U_1 - U_3)^2.$$

Характерным недостатком приведенных выше алгоритмов является их узкополосность. Этот недостаток незначительно компенсируется введением четвертого датчика:

$$P_{пр}^2 = 4U_2 U_4 - (U_2 - U_4)^2.$$

Подобная идея реализована следующими алгоритмами [4]:

$$P_2 = (A - \sqrt{A^2 - B})/2,$$

$$P_2 = A - P_2,$$

$$A = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 G_i,$$

$$B = \left[(G_3 - G_1)^2 + (G_4 - G_2)^2 \right] / 16,$$

$$G_i = \frac{|U_i|}{k_p k_n \sqrt{z_e}}$$

Практически не отличаются от них алгоритмы, реализованные в мультиметрах с проводочными болометрами [5].

Перечисленные выше алгоритмы объединяет соотношение

$$P_{пр} = P_{пад} - P_{отр},$$

$$P_{отр}^2 = P^2 - \Delta P^2 =$$

$$= (P^2 - \Delta P^2 \cos^2 \varphi) - \Delta P^2 \sin^2 \varphi,$$

$$P = (1 + \Gamma^2) P_{пад}, \Delta P = 2\Gamma P_{пад}.$$

В этих соотношениях отсутствует частота. Поэтому трехзондовая система принципиально узкополосна. Для устранения этого недостатка задачу синтеза необходимо решать более строго. Поиск привел к использованию методов подстановки, графоаналитического, аналитического методов.

Примером метода подстановки служат приведенные выше алгоритмы [1-5].

Более точные результаты дает возможность получить графоаналитический метод, применяемый в анализе ААШ. Он заключается в том, что на основании уравнений

$$P_3 = |b_3|^2 = |Aa_2 + Bb_1|^2,$$

$$P_4 = |b_4|^2 = |Ca_2 + Db_1|^2,$$

$$P_5 = |b_5|^2 = |Ea_2 + Fb_1|^2,$$

$$P_6 = |b_6|^2 = |Ga_2 + Hb_1|^2,$$

где A, H — комплексные константы в измерительной линии, строит окружности на плоскости комплексного коэффициента отражения (рис. 2), описываемые уравнением

$$|\Gamma_1 - q_1|^2 = \left| \frac{D}{A} \right|^2 \frac{P_1}{P_2}$$

здесь $q_1 = -B/A$.

Из уравнения следует, что геометрическим местом точек, соответствующих возможным значениям Γ , является окружность с цент-

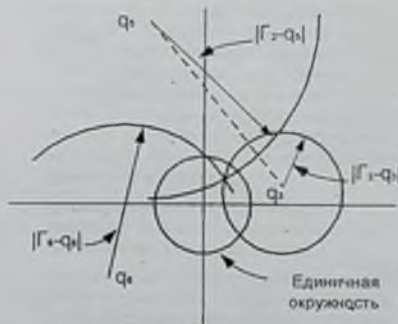


Рис. 2. Определение Γ по пересечению трех окружностей

ром в q_1 . Далее можно определить радиус другой окружности, которая содержит Γ и имеет центр в $q_2 = -F/E$. Искомое значение Γ определяется пересечением двух окружностей. Если ввести третью окружность, то можно существенно повысить точность [6]. Достоинство этого метода — простота и наглядность. Кроме того, сохраняется нелинейность уравнений, что более соответствует природе измерения. Но из предложенного метода не очевидно, как определить проходящую мощность.

Исследования показали, что аналитический метод наиболее перспективен для решения поставленной задачи. В соответствии с аналитической моделью систему уравнений можно свести к линейной. Решение системы линейных уравнений предусматривает вычисление обратной матрицы.

Согласно исследованиям Калдекота, приведенным в [7], развивающим положения теории Энгена, получены соотношения для произвольного расстояния между датчиками:

$$A = \frac{P_1(S_1 - S_2) + P_2(S_2 - S_3) + P_3(S_3 - S_1)}{\sin(\phi_2 - \phi_1) + \sin(\phi_3 - \phi_2) + \sin(\phi_1 - \phi_3)}$$

$$B = \frac{P_1(C_1 - C_2) + P_2(C_2 - C_3) + P_3(C_3 - C_1)}{\sin(\phi_2 - \phi_1) + \sin(\phi_3 - \phi_2) + \sin(\phi_1 - \phi_3)}$$

$$D = \frac{P_1 \sin(\phi_2 - \phi_1) + P_2 \sin(\phi_3 - \phi_2) + P_3 \sin(\phi_1 - \phi_3)}{\sin(\phi_2 - \phi_1) + \sin(\phi_3 - \phi_2) + \sin(\phi_1 - \phi_3)}$$

где

$$A = 2V^2 \Gamma \cos \theta_1$$

$$B = 2V^2 \Gamma \sin \theta_1$$

$$D = V^2 (1 + \Gamma^2)$$

$$P_n = |V_n|^2$$

Для неэквидистантного расположения

$$A = \frac{P_1(S_1 - S_2) + P_2(S_2 - S_3) + P_3(S_3 - S_1)}{2 \sin \phi_1 - \sin 2\phi_1}$$

$$B = \frac{P_1(C_1 - C_2) + P_2(C_2 - C_3) + P_3(C_3 - C_1)}{2 \sin \phi_2 - \sin 2\phi_2}$$

$$D = \frac{P_1 \sin(\phi_2 - \phi_1) + P_2 \sin(\phi_3 - \phi_2) + P_3 \sin(\phi_1 - \phi_3)}{2 \sin \phi_1 - \sin 2\phi_1}$$

При этом фазовое расстояние будет

$$\cos \phi_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{P_2 - P_3}{P_2 - P_3} - 1 \right]$$

Получаются выражения для падающей и проходящей мощности:

$$P_n = V^2 = \frac{1}{2} (D + \sqrt{D^2 - A^2 - B^2})$$

$$P_{np} = \sqrt{D^2 - A^2 - B^2}$$

Основное достоинство этих алгоритмов — возможность расширить диапазон рабочих частот.

Аналитический метод можно распространить на неэквидистантное размещение датчиков. Для этого необходимо дополнить систему четырех уравнений еще одним уравнением, связывающим корни полинома Чебышева между собой.

Существуют упрощенные алгоритмы для вычисления падающей, проходящей, отраженной мощностей для неэквидистантного размещения датчиков [13]:

$$P_{\text{зад}} = \frac{a_{\text{эф}} U_{\text{эф}}}{1 + \Gamma^2} (1 + \Delta_{\text{эф}}) = a_{\text{эф}} U_{\text{эф}} (1 + \Delta_{\text{эф}})$$

$$P_{\text{зад}} = P_{\text{зад}} (1 - \Gamma^2) =$$

$$= a_{\text{эф}} U_{\text{эф}} \frac{1 - \Gamma^2}{1 + \Gamma^2} (1 + \Delta_{\text{эф}}) = a_{\text{эф}} U_{\text{эф}} (1 + \Delta_{\text{эф}})$$

$$P_{\text{отр}} = P_{\text{зад}} \Gamma^2 = a_{\text{эф}} U_{\text{эф}} \frac{\Gamma^2}{1 + \Gamma^2} (1 + \Delta_{\text{эф}}) =$$

$$= a_{\text{эф}} U_{\text{эф}} (1 + \Delta_{\text{эф}})$$

где

$$U_{\text{эф}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_i - \text{среднеарифметическое}$$

$$U_{\text{эф}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_i^2} - \text{среднеквадратическое}$$

$$U_{\text{эф}} = \sqrt{\prod_{i=1}^n U_i} - \text{среднегеометрическое}$$

$$U_{\text{эф}} = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{U_i} \right)^{-1} - \text{среднегармоническое}$$

Проведенные нами исследования нашли отражение в частотнозависимых, устойчивых, адаптивных, прецизионных алгоритмах:

$$P_{\text{эф}} = \sqrt{\frac{P_3 - P_1 - P_2(1 + \cos \theta)}{1 - \cos \theta} \cdot \frac{(P_3 - P_1)^2}{4 \sin^2 \theta}}$$

$$P_{\text{эф}} = \frac{P + P_{\text{отр}}}{2}$$

$$P_{\text{отр}} = \frac{P - P_{\text{эф}}}{2}$$

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{эф}}}}$$

$$P = \frac{0.5(P_3 + P_1) - P_2 \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

$$\lambda = \frac{k}{\text{arccos} \theta}$$

Здесь
$$P = \frac{2P_3 \cos \theta - P_1 - P_2}{2(\cos \theta - 1)}$$

$$\Delta P \cos \varphi = \frac{P_1 + P_2 - 2P_3}{2(\cos \theta - 1)}$$

$$\Delta P \sin \varphi = \frac{P_3 - P_1}{2 \sin \theta}$$

$$\cos \theta = \frac{P_1 - P_4 - P_2 + P_3}{2(P_2 - P_3)}$$

Преобразователь работает в непрерывном диапазоне частот. Если $P_2 - P_3 = 0$, то вводятся пятый датчик, а поправочный коэффициент приобретает вид

$$\cos \theta = \frac{P_2 - P_3 + P_4 - P_1}{2(P_3 - P_4)}$$

Таким образом, в данном рабочем диапазоне используется четыре датчика, пятый – резервный.

Когда рабочая длина волны приближается к удвоенному расстоянию между датчиками, производится их перекоммутация таким образом, что рабочими становятся датчики, расстояние между которыми в два раза меньше исходного [8].

С помощью разработанных алгоритмов были синтезированы структуры, и на кафедре МИТ ХТУРЭ создан микроволновый мультиметр для применения в установках микроволновой сушки (для фиксированной частоты и трех датчиков) и тропосферной станции связи (шесть датчиков). Их детальное описание является предметом отдельной публикации.

Синтезированные алгоритмы необходимо проанализировать с точки зрения определения частотных свойств, точности, устойчивости. Для анализа можно использовать простейшую методику: определение погрешности косвенных измерений модуля и фазы коэффициента отражения, обусловленной погрешностями измерения напряжения на выходе квадратичного детектора, установки зондов, установки частоты генератора СВЧ и выражаемой соотношениями

$$\Delta = \sqrt{S_1^2 \Delta U^2 + S_2^2 \Delta \theta^2 + S_3^2 \Delta f^2}$$

$$S_1 = \sqrt{\sum_{i=1}^n (\partial / \partial U_i)^2}$$

$$S_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^n (\partial / \partial \theta_i)^2}$$

$$S_3 = \partial / \partial f$$

Коэффициенты чувствительности по параметрам $U_p, q_p, f, \Delta U$ — абсолютная погрешность измерения напряжения на выходе квадратичного детектора, Δq — абсолютная погрешность установок фазовых расстояний между плоскостью подключения нагрузки и плоскостью размещения зондов, Δf — абсолютная погрешность установки частоты генератора СВЧ. Ввиду сложности аналитических выражений частных производных, дифференцирование проводилось численными методами. Из результатов расчетов следует, что в случае применения трехзондовой датчика с расстоянием между зондами, равным $\lambda_w/6$, погрешность измерения модуля коэффициента отражения примерно в два раза меньше погрешности при использовании четырехзондовой системы с расстоянием между датчиками $\lambda_w/8$ [9]. По-видимому, этот вывод нельзя считать аргументированным в силу того, что не учтена взаимная зависимость переменных.

Недостатком данного метода является трудоемкость вычисления частных производных и их зависимость от частоты.

При учете дополнительной зависимости входящих в уравнение измерения членов от других параметров косвенное измерение превращается в совместное. Значения параметров находят по результатам совместных измерений на выходе P_i , связанных с измеряемыми параметрами x_j нелинейными уравнениями

$$P_i = f_i(x_1, x_2, \dots, x_n),$$

где $i=1, 2, \dots, n$ — число уравнений, которое равно числу зондов $j=1, 2, \dots, n$. Аналитическое оценивание погрешностей результатов косвенных измерений обеспечивает независимость получаемых результатов от вида алгоритма определения искомого параметра.

Результатом дифференцирования всех нелинейных уравнений по исходным параметрам x_j является система уравнений относительно неизвестных dx_j

$$dP_i = \sum_{j=1}^n \frac{df_i}{dx_j} dx_j.$$

Обозначим $df/dx_j = a_{ij}$ и заменим dP_i и dx_j на ΔP_i и Δx_j , перепишем систему уравнений в матричном виде:

$$\Delta P = [A] \Delta x,$$

где ΔP — матрица-столбец погрешностей, ΔP_i — измеренная погрешность на выходе ДНЛ, Δx —

матрица-столбец погрешностей измерения исходных параметров; $[A]$ — матрица Якоби системы исходных уравнений. Решая систему по правилу Крамера, можно оценить погрешность измерения исходных параметров: падающей мощности, модуля и фазы коэффициента отражения и среднеквадратическое отклонение (СКО) результатов измерения:

$$\Delta x_j = \frac{1}{\det[A]} \left| \begin{array}{c} A_1 \\ \vdots \\ A_j \\ \vdots \\ A_n \end{array} \right| \Delta P_i,$$

$$\sigma x_j = \frac{1}{\det[A]} \sqrt{\sum_{i=1}^n A_{ij}^2 \sigma^2 P_i}.$$

Здесь A_j — алгебраическое дополнение элемента a_{ij} матрицы Якоби; σP_i — среднеквадратическое отклонение результатов измерения мощности [10].

Эта методика позволяет получить оптимальное расстояние между зондами $\lambda_w/6$ для трехзондовой системы узкополосного мультиметра.

Для удовлетворения критерия оптимальности достаточно одновременно обеспечить получение максимума модуля определителя матрицы Якоби и минимума определителя, получаемого из якобиана системы заменой соответствующего столбца значениями ошибок мощностей. Для системы это означает, что в качестве целевой функции можно выбрать ее определитель. Максимизация модуля которого обеспечивает минимум числа обусловленности и ошибок решения. Для этого матрица системы представляется в виде компонент четырех векторов строк, взаимная ортогональность которых в соответствии с теоремой Адамара обеспечивает максимизацию модуля определителя [11].

Этот метод, как и предыдущий, страдает зависимостью коэффициента чувствительности от самих параметров. Трудностью также является вычисление частных производных.

В современной теории эксперимента независимые переменные принято называть факторами, а зависящие — откликом. В соответствии с этим стандартом эксперименты принято именовать однофакторными или многофакторными в зависимости от количества входных переменных. Обработка результатов однофакторного эксперимента производится с применением таких методов математической статистики как корреляционный,

рессорный и дисперсионный анализы. Многофакторный эксперимент, каковым является измерение с помощью МММ, требует специальных методов его планирования. Особое место среди методов планирования эксперимента занимает D-оптимальное планирование, которое заключается в минимизации объема доверительного эллипсоида. Доверительный — это эллипсоид, который накрывает истинные значения с данным уровнем вероятности. Эллипсоид строится в пространстве возможных значений параметра α , охватывая оценки $\hat{\alpha}$. Многомерный эллипсоид вводится из условий на границах эллипсоида $p(\alpha/y) = \text{const}$ или

$$(\alpha - \hat{\alpha}_y)^T C_y (\alpha - \hat{\alpha}_y) = k^2.$$

Вероятность попадания истинного значения в пределы эллипсоида равна заданной:

$$\int_{(\alpha - \hat{\alpha}_y)^T C_y (\alpha - \hat{\alpha}_y) \leq k^2} p(\alpha/y) d\alpha = p_0$$

Величина k — это отношение главных полуосей эллипсоида к стандартным отклонениям параметра вдоль этих осей. Чем больше k , тем ближе значение P к единице. Например, случайный вектор Γ_n характеризуется средним значением

$$\hat{\Gamma}_n = E(\Gamma_n) = \begin{pmatrix} \hat{\Gamma}_n^1 \\ \hat{\Gamma}_n^2 \end{pmatrix}$$

и ковариационной матрицей

$$B = E((\Gamma_n - \hat{\Gamma}_n)(\Gamma_n - \hat{\Gamma}_n)^T) = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix},$$

где E — математическое ожидание случайных векторов.

Случайную погрешность вектора коэффициента отражения удобно представить в виде эллипса рассеяния на плоскости коэффициента отражения Γ , Γ^* . В направлении, характеризуемом единичным вектором A , получаем проекцию $(r_n - \hat{r}_n)$ со среднеквадратическим отклонением.

Если брать значения s , соответствующие направлению единичного вектора при изменении его фазы от 0 до 2π , получаем корреляционный эллипсоид двумерного нормального вектора Γ_n . По элементам ковариационной матрицы B могут быть определены

параметры эллипсоида: СКО по действительной и мнимой координатам $\sqrt{b_{11}}$ и $\sqrt{b_{22}}$ или СКО модуля коэффициента отражения S_r , СКО в направлении главных полуосей, численно равные $\sqrt{\lambda_1}$ и $\sqrt{\lambda_2}$, где λ_1 и λ_2 — собственные числа матрицы B , угол наклона главных полуосей, численно равный $\text{tg} 2\varphi = 2b_{12}/(b_{11} - b_{22})$, коэффициент корреляции $r = b_{12}/\sqrt{b_{11} - b_{12}}$ [12].

Доверительный эллипсоид строится на основании ковариационной матрицы, являющейся обратной к информационной матрице Фишера в случае регулярного измерения. Элементы информационной матрицы Фишера в общем случае определяются как математическое ожидание вторых производных плотности вероятности многомерного распределения, называемого в математической статистике функцией правдоподобия. Однако в частном случае информационная матрица Фишера может быть получена умножением матрицы коэффициентов системы уравнений следа на транспонированную, что позволяет провести параллель с определением числа обусловленности, которое вычисляется как квадратный корень из отношения максимального минимального собственных чисел матрицы, которая является информационной матрицей Фишера.

Критической ситуацией при изменении частоты и произвольной нагрузки является совпадение периодичности в расположении зондов вдоль волновода с периодичностью картины стоячей волны в волноводе, тогда все зонды выдают одинаковые сигналы и восстановить картину стоячей волны в волноводе не удастся. Математически это проявляется в вырождении алгебраической системы уравнений и бесконечном числе решений. Если периодичности не совпадают, но близки, то решение имеется, но низка его устойчивость, так как малые погрешности в отчетах отдельных зондов сильно возмущают это решение, т.е. заметно искажают параметры электромагнитных колебаний (мощность) и нагрузки (комплексный коэффициент отражения). Математически это проявляется в высоком числе обусловленности [13].

Для проведения анализа системы линейных алгебраических уравнений числом обуслов-

ленности используют метод теории возмущений. Допустим, что в правой части допущена некоторая погрешность ΔP_r , тогда и решение будет иметь погрешность Δx , причем, так как $A(x+\Delta x) = P_r + \Delta P_r$ (коэффициенты системы считаются для простоты абсолютно точными), то

$$A\Delta x = \Delta P_r.$$

Отсюда получаем

$$\Delta x = A^{-1} \Delta P_r,$$

$$|\Delta x| \leq \|A^{-1}\| |P_r|,$$

$$|P_r| \leq \|A\| |x|,$$

где A^{-1} — матрица, обратная A . Отсюда

$$\frac{|\Delta x|}{|x|} \leq \|A\| \|A^{-1}\| \frac{|\Delta P_r|}{|P_r|},$$

здесь знак $\| \cdot \|$ обозначает длину вектора. Произведение $\|A\| \|A^{-1}\|$ называют числом (или мерой) обусловленности [14].

Повысить точность измерений также позволяет использование избыточной информации, т.е. введение дополнительных датчиков: Когда количество уравнений, соответствующих показаниям датчиков, превышает количество неизвестных, расчеты можно производить с использованием метода наименьших квадратов. Если число уравнений превышает число неизвестных и из-за погрешностей измерений нельзя найти такие значения измеряемых величин, чтобы одновременно удовлетворились все уравнения, то при подстановке в уравнение, которое называется условным, найденных каким-либо образом неизвестных получим невязку. Метод наименьших квадратов приводит к минимуму сумму квадратов невязок. Оценки коэффициентов b_0, b_1, b_2 находят из выражений

$$\hat{b}_m = \sum_{i=0}^2 c_m \left(\sum_{j=1}^n x_j p_j y_j \right), m = 0, 2,$$

где $b_0 = U_0(1 + \Gamma^2)$; $b_1 = U_0^2 \Gamma \cos \varphi$; $b_2 = U_0^2 \Gamma \sin \varphi$; $\varphi = 4\pi l / \lambda$; $x_j = 2 \cos \varphi_j$; $x_2 = 2 \sin \varphi_j$; $\varphi_j = U_j / a_j$; U_j — напряжение, снимаемое с j -го датчика; a_j — коэффициент передачи j -го датчика; Γ и j — модуль и фаза коэффициента отражения нагрузки; U_0 — амплитуда стоячей волны в СВЧ тракте; l_j — расстояние от нагрузки до φ -го датчика; λ — длина волны 2.3.2), где c_m — элементы квадратной матрицы C 3×3 :

$$c = (X^T P X)^{-1},$$

X_{ij} — элементы матрицы X $3 \times n$ планка эксперимента:

$$X = \begin{bmatrix} 1 & x_{11} & x_{21} \\ 1 & x_{12} & x_{22} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & x_{1n} & x_{2n} \end{bmatrix}$$

P_j — элементы диагональной матрицы весов измерений:

$$P = \begin{bmatrix} p_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & p_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & p_n \end{bmatrix}$$

$$p_j = \left(\frac{\sigma_{\alpha_j} \alpha_j}{\sigma_{\beta_j} \beta_j} \right)^2, (j = 1, n).$$

Отсюда

$$\hat{\rho} = \sqrt{q - \sqrt{q^2 - 1}},$$

$$q = \frac{\hat{b}_0^2}{2(\hat{b}_1^2 + \hat{b}_2^2)} - 1.$$

Здесь $1, \Gamma$ — обозначают обращение и транспонирование матриц соответственно [15, 16]. Эту методику решения можно обобщить для системы с любым количеством датчиков. Кроме того, алгоритм по-прежнему является широкополосным, так как фазовое расстояние по-прежнему является функцией показаний датчиков.

Особенностью алгоритмов, рассматриваемых до сих пор, была параллельность вычислений, в то время как последовательная обработка позволяет эффективнее использовать память вычислительного средства. Так, в [17] описана методика вычисления мощности, модуля и фазы коэффициента отражения

$$Q^{(n)} = Q^{(1)} - 0.5 \frac{Q^{(1)T} G Q^{(1)}}{Q^{(1)T} G (X^T P X)^{-1} G^T Q^{(1)}} \times (X^T P X)^{-1} G^T Q^{(1)}$$

Нулевое приближение задается выражением

$$Q^{(0)} = (X^T P X)^{-1} (X^T P U)$$

где U — вектор напряжений на выходах датчиков; P — диагональная матрица весов измерений; X — матрица плана эксперимента; Q — вектор промежуточных параметров $q_1 = a^2$; $q_2 = b^2$; $q_3 = \text{abs} \cos \varphi$; $q_4 = \text{abs} \sin \varphi$; a, b — комплексные амплитуды падающей и отраженной волны исследуемой нагрузки. G — вспомогательная матрица

$$G = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 \end{pmatrix}$$

Примером рекуррентного вычисления служит также следующая процедура, использующая не оценку по методу наименьших квадратов, а оценку максимального правдоподобия.

Плотность вероятности выборки в математической статистике носит особое название — функции правдоподобия выборки. При способе максимального правдоподобия выбираются такие оценки параметров, которые дают максимальное значение функции правдоподобия. Максимум определяется дифференцированием функции правдоподобия.

Предположим, что ошибки измерения напряжения на детекторах являются гауссовыми, с нулевым средним и дисперсиями σ_k^2 . Тогда оценка максимального правдоподобия неизвестных параметров будет определяться как

$$\theta = \arg \min \left[\sum_{k=1}^n (F_k(\theta) - y_k)^2 \right]$$

$$F(\theta) = \begin{pmatrix} f_1(\theta) \\ \vdots \\ f_n(\theta) \end{pmatrix}, y = \begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_n \end{pmatrix}$$

$$f_k = \frac{d E_m^2}{2} \left[1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi - 2k + 1)\pi/4 + \varphi \right]$$

$$y_k = U_{jk}, k = 1, \dots, n$$

Численное определение этой оценки осуществляется методом псевдообратных операторов [18]:

$$\theta^{(i)} = \theta^{(i-1)} - \left(\sum_{k=1}^n F_k(\theta^{(i-1)}) \right)^{-1} \left(\sum_{k=1}^n (F_k(\theta^{(i-1)}) - y_k) \right)$$

Этот алгоритм предусматривает вычисление модуля и фазы коэффициента отражения, но при необходимости его можно обобщить для вычисления проходящей мощности. Еще одним достоинством этого метода является повышение точности вычислений при увеличении числа датчиков. Из последнего выражения следует, что достаточным количеством датчиков является то, при котором невязка будет меньше заранее заданной величины, определяемой требуемой точностью. Если дополнить алгоритм для четырех датчиков уточнением оценок для случая большего количества датчиков, то подобный алгоритм можно рекомендовать для использования в образцовых средствах измерения.

Сравнительный анализ частотных свойств синтезированных нами алгоритмов говорит об их применимости в широком непрерывном диапазоне длин волны, где непрерывность реализуется за счет вычисления расстояния между датчиками как функции сигналов самих датчиков. Для диапазона измерений с коэффициентом перекрытия, равным двум и более, в многозондовой системе закладываются датчики, расположенные на расстояниях в два раза больших, чем исходные, и при приближении длины волны к критической происходит переконмутация, по аналогии производится дальнейшее расширение диапазона. Такой подход по сравнению с неэквидистантным чебышевским требует меньшего количества датчиков. При коэффициенте перекрытия, равном восьми, количество датчиков при неэквидистантном размещении достигает шестнадцати, а при эквидистантном — всего девяти штук.

Оценивание устойчивости алгоритмов к погрешностям от нелинейности и неидентичности датчиков, неточности их размещения производилось на основании числа обусловленности и при количестве эквидистантных датчиков, равном четырём. Расположение датчиков на расстояниях $1/8$ друг от друга дает самое устойчивое решение, неэквидистантное размещение проигрывает в устойчивости эквидистантному. В частном случае узкополосного алгоритма достаточно трех датчиков, которые в целях обеспечения наи-

лучшей устойчивости рекомендуется располагать на расстоянии $\lambda/6$ друг от друга. С ростом количества датчиков точность повышается, но применение их более десяти нецелесообразно, так как одновременно система дорожает, а также снижается электрическая прочность.

Подводя итоги проведенных исследований, выполненных на основе единой методики анализа точности алгоритмов МММ, сделаем следующие рекомендации:

— для узкополосных средств измерения достаточно трех датчиков, расположенных на расстоянии $\lambda/6$, и упрощенного алгоритма обработки сигналов датчиков;

— диапазон измерений с применением частотнонезависимого алгоритма составляет три октавы.

Литература: 1. Миселевич Г.К. Измерения с помощью нескольких зондов // Вопросы радиоэлектроники, 1959. Вып. 11. С. 54-67. 2. Добрынин Б.А. Измерения в электронике. Справочник, т. 1. М.-Л.: Энергия, 1965. 3. В.Д. Кукуш, Волков В.М., Ждубаев В.И., Малышев Л.Е. Измеритель проходящей мощности для несогласованных трактов // Радиоэлектроника летательных аппаратов. Вып. 1, Харьков, ХАИ. С. 27-37. 4. Малышев В.И., Тытевич М.Л. Автоматизированный четырехзондовый измеритель КСВ и проходящей мощности в СВЧ-тракте // Известия Ленинградского электротехнического института. 1988. №396. С. 57-61. 5. Мыльников А.В. Микроволновый мультиметр высокого уровня мощности // Измерительная техника, 1994. №3. С. 60-62. 6. Рейзкин Я.А., Следков В.А. Состояние и перспективы развития методов измерения параметров двухполосников и четырехполосников на СВЧ // Зарубежная радиоэлектроника. 1988. №3. С. 30-60. 7. Caldecott R. The generalized multiprobe reflectometer and its application to automated transmission line measurements, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-21, July 1973, P. 550-554. 8. Патент № 214274 001R21/04 (Украина). Многозондовый микроволновый мультиметр / Волков В.М., Ишнина О.Б., Елдокимов В.В., Огуй А.В. 9. Царик И.В., Гимзелевич Ю.Б., Ветров И.Л. Влияние конструктивных характеристик многозондовых измерителей на погрешность измерения параметров СВЧ устройств // Радиоэлектроника. 1989. Вып. 89. С. 108-113. 10. Егоров А.Б., Захаров И.П., Кукуш В.Д. Выбор оптимальных параметров трехзондовой изме-

рительной линии // Радиоэлектроника, 1990. №95. С. 72-79. 11. Яковлев А.Б. Измерение параметров СВЧ сигналов с помощью многополосных рефлектометров // Измерительная техника. 1987. №3. С. 43-46. 12. Калатыгин С.А., Малышев В.З. Погрешность измерения на СВЧ многозондовым преобразователем проходного типа // Исследования в области прецизионных радиотехнических измерений / Сб. науч. тр. ВНИИФТРИМ. 1987. С. 10-18. 13. Перетский В.А., Механиков А.И. Об устойчивости алгоритмов микроволновых мультиметров // Измерительная техника. 1995. №6. С. 40-43. 14. Калатыгин С.А. Синтез четырехзондового преобразователя для автоматизации измерений на СВЧ // Исследования в области автоматизации физико-технических и радиотехнических измерений. М. 1986. С. 24-27. 15. Львов А.А., Моржаков А.А., Ширшин С.И., Жуков А.В., Кудряшов Ю.Ю. Измерение параметров СВЧ-двухполосников методом многозондовой измерительной линии // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. Вып. 7(401), 1987. С. 43-51. 16. Кудряшов Ю.Ю., Львов А.А., Моржаков А.А., Ширшин С.И. Оптимизация параметров многозондовой измерительной линии // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. Вып. 10(414), 1988. С. 30-34. 17. Львов А.А. Автоматический измеритель параметров СВЧ-двухполосников на основе многополосника // Измерительная техника, 1996. №2. С. 10-12. 18. Малышко В.И., Вымохан В.И., Гончаров Б.И., Малышев Г.А. О многозондовом методе измерения коэффициента отражения СВЧ тракта // Радиоэлектроника, 1990. Вып. 92. С. 32-36.

Поступила в редакцию 21.12.99

Зайченко Ольга Борисовна, аспирант кафедры МИТ ХТУРЭ. Научные интересы: СВЧ измерения, метрология. Увлечения и хобби: художественная литература. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. (0572) 40-93-31, 93-17-69.

Зайченко Ярослава Борисовна, ведущий инженер-электроник НПП "Хартрон-Аркос". Увлечения и хобби: военно-исторические экспедиции. Адрес: Украина, 61136, Харьков, ул. Гер. Труда, 33, кв. 148, тел. (0572) 66-77-34.

Волков Владимир Михайлович, канд. техн. наук, доцент, ведущий научный сотрудник кафедры МИТ ХТУРЭ. Научные интересы: электродинамика, радиоизмерения, микроволновая техника, метрология. Увлечения и хобби: автомобиль, морские раковины и кораллы. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, тел. (0572) 40-93-31, (0572) 72-63-64.