
УДК 621.317

В.М.ВОЛКОВ, О.Б.ЗАЙЧЕНКО, А.В.ОГУЙ

**СИНТЕЗ ЭКВИДИСТАНТНЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ
МНОГОЗОНДОВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ
МУЛЬТИМЕТРОВ**

Исследуется проблема оптимального проектирования многозондовых микроволновых мультиметров с улучшенными точностными характеристиками для работы в широком диапазоне длин волн. Оптимизация проводилась выбором расположения датчиков, в качестве критерия использовалось число обусловленности системы линеаризованных уравнений, где каждое уравнение соответствует определенному датчику. Показывается оптимальность размещения соседних датчиков на расстоянии $\lambda_g/6$, что в сочетании с перекоммутацией для кратных длин волн обеспечивает устойчивость системы в широком частотном диапазоне.

Многозондовый микроволновый мультиметр (МММ) — это многофункциональный прибор диапазона СВЧ, который предназначен для

измерения проходящей, падающей, отраженной мощности, комплексного коэффициента отражения, а также длины волны. Принцип действия мультиметра основан на анализе картины стоячей волны по дискретным отсчетам с датчиков, размещенных в передающем тракте. Вопреки традиционному размещению датчиков на расстоянии $l_w/8$ друг от друга в ряде работ указывается и обосновывается оптимальность расстояния $l_w/6$, как, например, в работах [1,3]. Отсутствием единого мнения относительно размещения датчиков в тракте продиктована необходимость еще раз вернуться к вопросу оптимизации размещения датчиков.

Задачей данного исследования является определение и обоснование выбора оптимального расстояния между датчиками в многозондовом микроволновом мультиметре. Критерием оптимальности служит тот факт, что при некотором расположении датчиков погрешность измерения будет в наименьшей степени зависеть от их погрешностей.

Рассмотрим несколько способов расположения датчиков, в том числе эквидистантное с фазовым расстоянием между ними $l_w/6$ и $l_w/8$.

Количественной мерой оптимальности размещения выбрано число обусловленности [2], причем чем оно меньше, тем менее чувствительно решение системы линейных алгебраических уравнений, описывающей многозондовую систему, ко всякого рода погрешностям первичных преобразователей, а следовательно, выше точность. Квадрат числа обусловленности равен отношению максимального и минимального сингулярного чисел матрицы A , которые представляют собой неотрицательные квадратные корни из собственных значений матрицы $A^T A$ [4].

Кроме того, точность мультиметра или автоматического анализатора цепей зависит не только от расположения датчиков, но и от алгоритмов обработки отчетов, которые позволяют определять проходящую мощность, а также модуль и фазу коэффициента отражения.

Для определения искомых параметров существует два основных метода анализа: графоаналитический [2] и аналитический [1]. Графоаналитический метод заключается в построении на плоскости комплексного коэффициента отражения пересекающихся окружностей, каждая из которых соответствует нормированному показанию датчика, а точка пересечения этих окружностей дает искомый коэффициент отражения нагрузки, но такое решение не содержит сведений о мощности. В данной работе рассмотрен аналитический подход как более универсальный и пригодный для анализа, т.е. позволяющий определить не только модуль и фазу коэффициента отражения, но и проходящую мощность и длину волны.

В большинстве случаев сигналы в МММ являются квадратичными по напряженности поля (или линейными по мощности), и как правило датчики не вносят существенных неоднородностей в передающий тракт:

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

где P — мощность падающей волны; k_i — коэффициент пропорциональности, связанный с частотной зависимостью коэффициента преобразования технологическим разбросом; на данном этапе коэффициенты пропорциональности равны, что является упрощением, в дальнейшем планируется учет и этого фактора; Γ — модуль коэффициента отражения нагрузки, подключаемой к выходу преобразователя; 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.

От коэффициента пропорциональности k_i требуется постоянство в рабочей полосе частот, которое может быть обеспечено применением датчиков с постоянным коэффициентом преобразования.

Система трех уравнений, если принять за нулевую точку отсчета фазового расстояния второй зонд, имеет вид:

$$\begin{cases} U_1 = P_{\text{пад}}(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \theta_i \cos \varphi + 2\Gamma \sin \theta_i \sin \varphi), \\ U_2 = P_{\text{пад}}(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \varphi), \\ U_3 = P_{\text{пад}}(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \theta_i \cos \varphi - 2\Gamma \sin \theta_i \sin \varphi) \end{cases}$$

Систему исходных линейных уравнений запишем в матричной форме

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta_i & \sin \theta_i \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & \cos \theta_i & -\sin \theta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ \Delta P \cos \varphi \\ \Delta P \sin \varphi \end{bmatrix},$$

где

$$\begin{aligned} P &= (1 + \Gamma^2)P_{\text{пад}}, \\ \Delta P &= 2\Gamma P_{\text{пад}}. \end{aligned}$$

Обозначив

$$\begin{aligned} [U_i] &= \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 1 & \cos \theta_i & \sin \theta_i \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & \cos \theta_i & -\sin \theta_i \end{bmatrix}, \\ [x] &= \begin{bmatrix} P \\ \Delta P \cos \varphi \\ \Delta P \sin \varphi \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

получим $[A][x] = [U_i]$.

Допустим, что в левой части допущена некоторая погрешность ΔU_i , тогда и решение будет иметь погрешность Δx , причем, так как $A(x + \Delta x) = U_i + \Delta U_i$, (коэффициенты системы считаем для простоты абсолютно точными), то $A\Delta x = \Delta U_i$;

Отсюда $\frac{|\Delta c|}{|x|} \leq \|A\| \|A^{-1}\| \frac{|\Delta U_i|}{|U_i|}$, где знак $\| \|$ – длина вектора, $\| \|$ –

норма матрицы, A^{-1} – матрица, обратная A .

Произведение $\|A\| \|A^{-1}\|$ называют числом (или мерой) обусловленности. Если эта величина, которая не может быть меньше единицы, будет близка к единице, то система линейных уравнений называется хорошо обусловленной; относительная погрешность решения такой системы будет близка к относительной погрешности известных параметров этой системы. Если мера обусловленности велика, то система уравнений называется плохо обусловленной и при ее решении относительная погрешность может существенно возрасти.

Собственные числа матрицы

$$A^T A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \cos\theta & 1 & \cos\theta \\ \sin\theta & 0 & -\sin\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \cos\theta & \sin\theta \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & \cos\theta & -\sin\theta \end{bmatrix}$$

было вычислено с применением пакета MathCad8.

Проведенное исследование позволяет сделать однозначный вывод, что наименьшее число обусловленности, равное $\sqrt{2}$, соответствует фазовому расстоянию между соседними датчиками в трехзондовой системе $l_w/6$ и в четырехзондовой системе – $l_w/8$. В других же случаях число обусловленности имеет большее значение: для трехзондовой

системы с расстоянием $l_w/8 \approx \sqrt{6}$, а для четырехзондовой – $l_w/8 \approx \sqrt{3}$. Это свидетельствует о меньшей устойчивости решений. Сравнивая эти результаты с оценкой погрешностей косвенных измерений, предложенной нами ранее, а также выполненных в [5], можно сделать заключение о недостаточной эффективности последнего. Так, в [5] сделан вывод, что в случае применения трехзондовой системы с расстоянием между датчиками $l_w/6$ погрешность измерения модуля коэффициента отражения примерно в два раза меньше погрешности измерения при использовании четырехзондовой системы с расстоянием между датчика $l_w/8$, что не может считаться достаточно аргументированным.

Точность автоматического анализатора цепей и микроволнового мультиметра зависит не только от расположения датчиков, но и от алгоритмов обработки отсчетов, которые могут быть получены путем решения системы уравнений сигналов трех датчиков.

Решение системы предварительно линеаризованных алгебраических уравнений состоит в вычислении обратной матрицы. Вычисление обратной матрицы A^{-1} производилось в общем виде, а не численными методами:

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2(\cos\theta - 1)} & \frac{\cos\theta}{\cos\theta - 1} & -\frac{1}{2(\cos\theta - 1)} \\ \frac{1}{2(\cos\theta - 1)} & \frac{1}{2(\cos\theta - 1)} & -\frac{1}{\cos\theta - 1} \\ -\frac{1}{2\sin\theta} & 0 & \frac{1}{2\sin\theta} \end{bmatrix},$$

$$P_{np} = \sqrt{\frac{1}{3} \left\{ (P_1 + P_2 + P_3)^2 - 2(P_1^2 + P_2^2 + P_3^2) \right\}} = \sqrt{\frac{1}{3} \left\{ \left(\sum_{i=1}^3 P_i \right)^2 - 2 \sum_{i=1}^3 P_i^2 \right\}}.$$

Для измерительной системы с изменяющейся в широких пределах частотой и фиксированным расстоянием между датчиками получаем адаптивный алгоритм:

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

где $\cos\theta$ — коэффициент, несущий информацию об изменении длины волны и обеспечивающий непрерывное измерение в непрерывном поддиапазоне частот

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

Для широкополосных систем возможны ограничения в виде двух критических ситуаций: когда длина волны увеличивается и показания соседних датчиков неразличимы, и когда при уменьшении длины волны между соседними датчиками укладывается полный период волны и их показания становятся одинаковыми.

В случае, когда сигналы двух датчиков становятся равными или близкими по значению, чтобы не допустить нуля в знаменателе, в мультиметре должна быть произведена перекоммутация датчиков путем смещения вправо или влево на расстояние, равное фазовому расстоянию между датчиками. Для этого потребуется еще один датчик (пятый).

Кроме того, это выражение дает информацию о длине волны как $\text{arccos}\theta$.

Итак, если $P_2 - P_3 = 0$, то поправочный коэффициент

$$\cos\theta = \frac{P_2 - P_5 + P_4 - P_3}{2(P_3 - P_4)}.$$

Остальные параметры вычисляются следующим образом:

$$P_{\text{наб}} = \frac{P + P_{\text{нр}}}{2}, P_{\text{отр}} = \frac{P - P_{\text{нр}}}{2}, |\Gamma| = \sqrt{\frac{P_{\text{наб}}}{P_{\text{отр}}}}$$

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

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

В итоге преобразователь работает в непрерывном диапазоне частот. Из всего множества датчиков в данном диапазоне частот работают пять. Из них для определения проходящей мощности на фиксированной частоте достаточно трех, четвертый нужен для вычисления поправочного коэффициента, который представляет собой фазовое расстояние между датчиками, вычисленное на основании показаний самих датчиков и отслеживающее изменение частоты. Пятый датчик, как указывалось выше, обеспечивает исключение неопределенности. Таким образом обеспечивается частотная независимость алгоритма в заданном непрерывном диапазоне. В случае, 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 [6,7].

Работа преобразователя рассчитана на непрерывный диапазон частот. Такой подход по сравнению с неэквидистантным чебышевским требует меньшего количества датчиков в системе. При коэффициенте перекрытия, равном восьми, количество датчиков при неэквидистантном размещении достигает шестнадцати, а при эквидистантном — всего девяти штук.

Проведенные исследования позволили на основании расчета числа обусловленности сделать вывод об оптимальности размещения эквидистантных датчиков трехзвенной узкополосной системы на расстоянии $l_w/6$, а четырехзвенной широкополосной — на расстоянии $l_w/8$. Представленные алгоритмы для вычисления фазового расстояния между датчиками на основании сигналов самих датчиков в сочетании с их перекоммутацией позволяют учесть и скомпенсировать изменение частоты в передающем тракте. Приведены выражения для вычисления проходящей мощности, модуля и фазы коэффициента отражения, длины волны.

Список литературы: 1. Львов А.А., Моржиков А.А., Ширшин С.И., Жуков А.В., Кудряшов Ю.Ю. Измерение параметров СВЧ-двухполюсников методом микроволновой измерительной линии. Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1987. Вып. 7(401). С.48-51. 2. Резейкин Я.А., Следков В.А. Состояние и перспективы развития методов измерения параметров двухполюсников и четырехполюсников на СВЧ// Зарубежная радиоэлектроника. 1988. №8. С.30-60. 3. Егорев А.Б., Захаров И.П., Кукуш В.Д. Выбор оптимальных пара-

метров трехзондовой измерительной линии // Радиотехника, 1990, №95. С.72-79. 4. *Калотыгин С.А.* Синтез четырехзондового преобразователя для автоматизации измерений на СВЧ // Исследования в области автоматизации физико-технических и радиотехнических измерений. 5. *Царик И.В., Гимпелевич Ю.Б., Ветров И.Л.* Влияние конструктивных характеристик многозондовых измерителей на погрешность измерения параметров СВЧ устройств // Радиотехника. 1989. Вып.89. С.108-113.6. *Патент №.20427А, G01R21/04* (Украина). Микроволновый многозондовый мультиметр / Волков В.М., Индина О.Б., Евдокимов В.В., Огуй А.В. 7. *Патент №.22620А, G01R23/06* (Украина). Устройство для измерения сверхвысоких частот / Волков В.М., Индина О.Б.

Поступила в редколлегию 14.12.2000

Волков Владимир Михайлович, канд. техн. наук, доцент, ведущий научный сотрудник кафедры МИТ ХТУРЭ. Научные интересы: электродинамика, радиоизмерения, микроволновая техника, метрология. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, (0572) 40-93-31.

Зайченко Ольга Борисовна, аспирант кафедры МИТ ХТУРЭ. Научные интересы: СВЧ измерения, метрология. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, (0572) 40-93-31.

Огуй Андрей Васильевич, аспирант кафедры МИТ ХТУРЭ. Научные интересы: СВЧ измерения, метрология. Адрес: Украина, 61166, Харьков, пр. Ленина, 14, (0572) 40-93-31.