

5. Сорочан, А. Г. Двухканальный доплеровский пеленгатор [Текст] / А. Г. Сорочан, Д. А. Добряк, О. А. Добряк // Восточно-Европейский журнал. – 2013. – №2/9 (62) – С. 34–38.
6. Кукек, И. С. Основы радиопеленгации / И. С. Кукек, М. Е. Старик. – М.: Советское радио, 1964. – 640с.
7. Harter N. Analysis and Implementathion of a Novel Single-Channel Direction Finding Algorithm [Текст] / N. Harter, J.J. Keaveny, S. Venkatesh, R.M. Buehrer // DRS Signal Solution Technical Symposium, May 2005.
8. Peavey D. The Signal Channel Interferometer Using a Pseudo-Doppler Direction Finding System [Текст] / D. Peavey, T. Ogunfunmi // Proc. of 1997 IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 5, pp 4129-4132, April 1997.
9. RF Products, Web Note WN-004 A Comparison of the Watson-Watt and Pseudo-Doppler DF Techniques.
10. Novak, A. Radio direction finding in air traffic services [Текст] / A. Novak // Promet–Traffic–Traffico, Vol. 17, 2005, No.5, 273-276.
11. Сорочан, А. Г. J-корреляционный метод пеленгации [Текст] / А. Г. Сорочан // Изв. вузов Радиоэлектроника. – 2001. – №11. – С. 57–65.

У статті проведено математичне моделювання та експериментальні дослідження двох конструкцій “дванадцятиполюсного” хрестоподібного перетворювача аналізатора комплексного коефіцієнта відбиття. Математична модель для першої конструкції відображає дисперсію двох вхідних хвиль перетворювача на чотирьохплечей неоднорідності хрестоподібного діляника потужності, для другої – їх векторне складання

Ключові слова: векторний аналізатор кіл, чотирьохплеча неоднорідність, коефіцієнт відбиття

В статье проведено математическое моделирование и экспериментальные исследования двух конструкций “дванадцятиполюсного” крестообразного преобразователя анализатора комплексного коэффициента отражения. Математическая модель для первой конструкции преобразователя соответствует дисперсии двух входных волн преобразователя на четырехплечей неоднородности крестообразного делителя мощности, для второй конструкции – их векторному суммированию

Ключевые слова: векторный анализатор цепей, четырехплечая неоднородность, коэффициент отражения

УДК 621.396.96

КРЕСТООБРАЗНЫЙ РАСSEИВАТЕЛЬ- СУММАТОР ШЕСТИПЛЕЧЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ

В. А. Карлов

Кандидат технических наук, доцент

Кафедра прикладной

и компьютерной радиофизики

Днепропетровский национальный университет

им. Олеса Гончара

пр. Гагарина 72, г. Днепропетровск, Украина, 49010

E-mail: cdep@mail.dsu.dp.ua/www.dsu.dp.ua

1. Введение

Основные успехи в области СВЧ измерений связаны с использованием микропроцессоров и ЭВМ в составе радиоизмерительного комплекса не только для обработки полученных результатов, но и для управления процессом измерения. Сформировался и находится на стадии исследования новый класс приборов – векторные анализаторы цепей (ВАЦ), предназначенные для измерения комплексного отношения СВЧ волн в широкой полосе частот [1].

Основные трудности при реализации известных подходов построения на прямоугольных волноводах ВАЦ в миллиметровых диапазонах связаны с изготовлением СВЧ измерительных преобразователей (ИП), геометрические размеры и соответствующие допуски на конструкцию которых уменьшаются на порядок, по сравнению с сантиметровыми диапазонами. Из-за погрешностей изготовления конструкций ИП математическая модель измерителя становится менее совершенной. Поэтому для обеспечения заданных погрешностей требуются более сложные методики

измерения, с использованием большого числа аттестованных мер комплексного коэффициента отражения (КО) или передачи [2].

2. Анализ литературных данных и постановка проблемы

Одним из перспективных подходов, при многократном автоматизированном измерении параметров элементов и конструкций в миллиметровом диапазоне длин волн, является подход с использованием двенадцатиполосных рефлектометров (ДПР) [3]. Основные трудности реализации ДПР, в миллиметровых диапазонах длин волн (МДВ), связаны с очень сложной технологией изготовления (согласованной в рабочей полосе частот прямогоугольного волновода) конструкции 12-полосного соединения и с разработкой большого числа (не менее четырех) специально подобранных мер комплексного КО, необходимых для экспериментальной калибровки основных параметров ИП. При несовершенстве конструкции 12-полосника требуется большее число аттестованных мер, более сложные методики измерения, что значительно увеличивает объем получаемых данных и усложняет их обработку даже на современных ЭВМ [4].

С эффективным использованием ЭВМ в науке и технике связаны успехи не только в области СВЧ измерений. Мощное развитие получили численные методы расчета параметров многополосных СВЧ соединений, основанные на решении краевых задач электродинамики.

Например, в МДВ наиболее перспективны разработка и использование основных двухполосных и четырехполосных эталонов с расчетными параметрами, полученными на основе аттестации геометрических размеров их конструкций. Появилась реальная возможность заменить и дорогостоящую конструкцию 12-полосника, и сложную методику экспериментального определения его характеристик более простым согласованным многоплечим соединением с расчетными параметрами.

В статье [5] показана возможность создания 12-ти полюсных соединений на основе четырехплечей неоднородности волноводного E-плоскостного крестообразного делителя мощности. При рассеянии волн на многоплечей неоднородности векторное суммирование опорной волны генератора с волной, отраженной от исследуемой неоднородности, происходит не только в выходных плечах многоплечевого ИП, но и во входных плечах, в которые поступают входные волны от генератора и от исследуемой нагрузки.

В статье рассматриваются два варианта нормировки мощностей рассеянных волн от делителя. Либо на

мощность опорной волны генератора, либо на мощность волны, которая падает в исследуемую нагрузку.

3. Математическое моделирование и экспериментальное исследование крестообразного рассеивателя, сумматора

На рис. 1 представлена структурная схема анализатора комплексного коэффициента отражения (а) и эквивалентная схема E-плоскостного крестообразного сочленения прямоугольных волноводов (E-креста) (б).

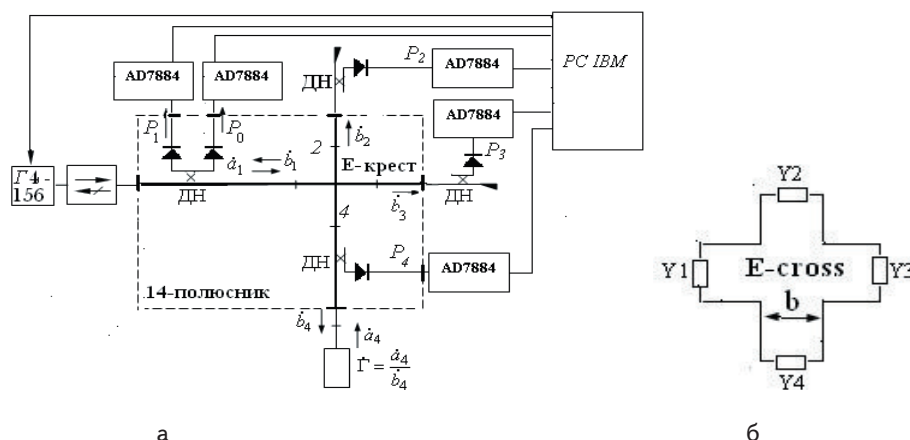


Рис. 1. Векторный анализатор: а - структурная схема прибора; б - эквивалентная схема E-креста

Как видно из рис. 1, а с использованием неоднородности E-креста можно реализовать различные комбинации многоплечих измерительных преобразователей.

При построении математической модели (ММ) идеального анализатора предполагается, что в преобразователе имеется только одна неоднородность: область сочленения боковых плеч E-креста. Направленные детекторы (ДН), от скалярного измерителя КСВН и ослабления типа P2-, в конструкции ИП используются по прямому назначению: для измерения коэффициентов отражения и ослабления в выходных плечах крестообразного делителя мощности, который нагружен в боковом плече 4, относительно входного плеча 1, на нагрузку с неизвестным комплексным коэффициентом Γ .

При использовании в преобразователе E-плоскостного делителя-рассеивателя на его неоднородности происходит дисперсия распространяющихся в прямоугольном волноводе волн от генератора и отраженных от исследуемой неоднородности. С оптической точки зрения измерительный канал E-креста имеет оптическую ось с пространственно разнесенными неоднородностями [6]

Простота конструкции E-плоскостного крестообразного делителя мощности позволяет изготовить ее с теми же допусками на геометрические размеры, что и на стандартные прямоугольные волноводы, и построить адекватную электродинамическую модель для численного нахождения коэффициентов матрицы рассеяния [7].

При построении электродинамической модели Е-креста предполагается, что неоднородность возбуждается сторонней магнитной нитью с током (вектором Герца $\dot{H}_x^{(M)}$, который параллелен оси крестообразного цилиндра). Магнитная нить с током возбуждает, как и в входных плечах делителя, так и в области сочленения выходных плеч, продольные LE_{yz} -волны. Решается скалярная задача по дисперсии продольных волн на многоплечей неоднородности с цилиндрической симметрией. Источниками вторичных волн в выходных плечах делителя являются неоднородные граничные условия при решении соответствующей краевой задачи Неймана методом частичных пересекающихся областей [8]. Неоднородные граничные условия являются такими же источниками электромагнитного поля, как и сторонний источник [9]. Следовательно, вторичные рассеянные продольные LE -волны возбуждают магнитная компонента $\dot{H}_x(y,z)$ при $x = const$. Поэтому эквивалентную схему Е-плоскостных Х-сочленений можно представить в виде строго последовательного расположения магнитных зондов-плеч [10]. Строгая последовательность магнитных зондов следует из эквивалентной схемы Е-плоскостных делителей мощности (рис. 1, б).

В рамках теории цепей, Е-плоскостной делитель мощности (ДМ) можно представить, как скачок волнового сопротивления с входным КО равным 0,5 во всей рабочей полосе частот прямоугольного волновода. Как следует из электродинамического расчета, коэффициенты матрицы рассеяния (КМР) Е-креста имеют плавную монотонную частотную зависимость.

С учетом высокой степени симметрии крестообразного ДМ, на рис. 2 представлены частотные зависимости модуля и фазы трех независимых коэффициентов матрицы рассеяния для 8 мм диапазона длин волн (сечение волновода 7,2 мм на 3,4 мм).

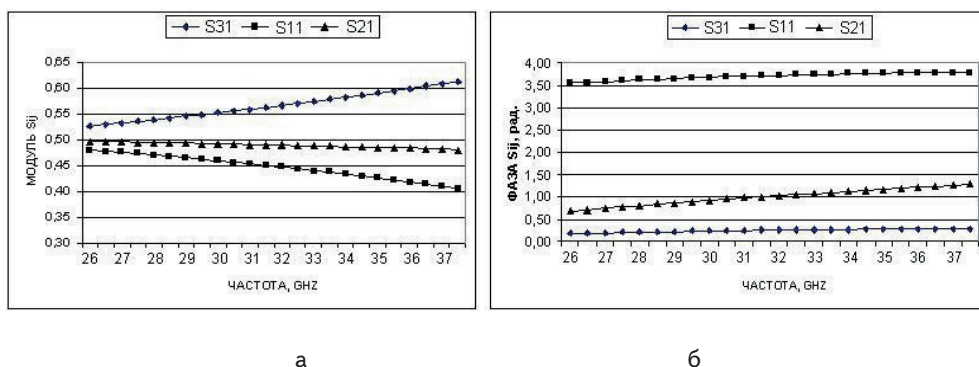


Рис. 2. Расчетные зависимости от частоты: а – модуль КМР; б – фаз КМР Е-креста

Как видно из рис 2, а, при подключении к анализатору согласованной нагрузки с КО $\dot{\Gamma} = 0$, большая часть мощности от генератора с КМР \dot{S}_{31} проходит в противоположное плечо, по отношению к входному; в боковые плечи с КМР $\dot{S}_{41} = \dot{S}_{21}$ ответвленная мощность имеет наименьшую частотную зависимость; наименьшая часть мощности с КМР \dot{S}_{11} отражается от делителя. На рис 2, б представлены соответствующие частотные зависимости фаз КМР для поперечной компоненты $\dot{H}_x(y,z)$ продольных волн (матрица рассеяния по току).

Все четыре выходных волны \dot{b}_i образуются в результате векторного суммирования входной опорной волны генератора \dot{a}_1 и входной волны \dot{a}_4 , отраженной от исследуемой неоднородности, следующим образом:

$$\dot{b}_i = \dot{S}_{i1}\dot{a}_1 + \dot{S}_{i4}\dot{a}_4. \tag{1}$$

Уравнения (1) можно записать следующим образом:

$$\dot{b}_i = \left(\dot{S}_{i1} + \frac{\dot{\Gamma}\dot{S}_{41}}{1 - \dot{S}_{44}\dot{\Gamma}} \right) \dot{a}_1 = \left(\frac{\dot{S}_{i1} - \dot{D}_i\dot{\Gamma}}{\dot{S}_{41}} \right) \dot{b}_4, \quad i=1,2,3, \tag{2}$$

где \dot{S}_{ij} - коэффициенты матрицы рассеяния идеального крестообразного делителя-преобразователя; $D_i = S_{i1}S_{44} - S_{i4}S_{41}$.

Как видно из уравнений (2), основное отличие в реализации ИП анализатора на многоплечей неоднородности от реализации преобразователя на согласованном многоплечнике, связано с наличием переотражений между измеряемой нагрузкой и неоднородностью крестообразного делителя. Выражение для волны, которая падает в исследуемую нагрузку с КО $\dot{\Gamma} = \dot{a}_4/\dot{b}_4$, имеет следующий вид:

$$\dot{b}_4 = \dot{S}_{41} \frac{\dot{a}_1}{1 - \dot{S}_{44}\dot{\Gamma}}. \tag{3}$$

При нормировке показаний индикаторов мощности P1, P2, P3 на мощность P0 опорной волны \dot{a}_1 генератора, измеряемые комплексные параметры связаны с КО $\dot{\Gamma}$ дробно-линейным преобразованием, и математическая модель анализатора строится на комплексной плоскости отношения входных сигналов $A_4 = a_4/a_1$,

например, в виде системы трех квадратных уравнений:

$$\left| \dot{A}_4 + \frac{\dot{S}_{i1}^0}{\dot{S}_{i4}^0} \right|^2 = \left| \frac{\dot{S}_{i1}^0}{\dot{S}_{i4}^0} \right|^2 \frac{P_0 \cdot P_i}{P_i \cdot P_0},$$

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{A}_4}{\dot{S}_{41}^0 + \dot{S}_{44}^0 \cdot \dot{A}_4},$$

$$i=1,2,3, \tag{4}$$

где \dot{S}_{ij}^0 – расчетные значения КМР относительно плоскости подключения исследуемой нагрузки;

P_i^0, P_0^0 – показания индикаторов мощности (ИМ) при подключении к измерителю эталонной нагрузки с известным КО, например, $\dot{\Gamma}_0 = 0$;

P_i, P_0 – показания ИМ при подключении к измерителю нагрузки с неизвестным КО $\dot{\Gamma}$;

$\dot{A}_4 = \dot{a}_4/\dot{a}_1 = S_{41}\dot{\Gamma}/(1 - S_{44}\dot{\Gamma})$ – комплексное отношение единственных входных волн делителя мощности.

Математическая модель (4) отражает рассеивание (дисперсию) входных волн преобразователя, параметра \dot{A}_4 , на неоднородности делителя.

Зная центры и радиусы окружностей (4), неизвестный параметр \dot{A}_4 можно вычислить методом радикального центра, что эквивалентно решению системы линейных уравнений относительно действительной и мнимой частям комплексного параметра \dot{A}_4 .

Основные свойства крестообразного делителя-рассеивателя удобнее анализировать на комплексной плоскости виртуального КО \dot{G} [11]. Прямое и обратное преобразование между измеряемым КО \dot{G} и виртуальным \dot{G} записывается в виде:

$$\dot{G} = \dot{G} \frac{1 - S_{44}^* \Gamma^*}{1 - S_{44} \Gamma}, \quad \dot{G} = \dot{G} \frac{1 + S_{44}^* G^*}{1 + S_{44} G}. \quad (5)$$

Коэффициенты отражения G и Γ – это коэффициенты отражения от одной и той же нагрузки, но привязанные к различным отсчетным плоскостям.

Математическая модель нахождения виртуального КО G запишется в виде:

$$\left| G + \frac{S_{i1} - D_i S_{44}^* |G|^2}{S_{i4} S_{41}} \right|^2 = \frac{(1 - |S_{44} G|^2)^2}{|S_{i4} S_{41}|^2} \cdot \frac{P_i}{P_0}, \quad i=1,2,3,4. \quad (6)$$

Уравнения (6) – это уравнения окружностей (в общем случае четырех) с центрами в точках Q_i и радиусами R_i :

$$Q_i = -\frac{S_{i1} - D_i S_{44}^* |G|^2}{S_{i4} S_{41}}, \quad R_i^2 = \frac{(1 - |S_{44} G|^2)^2}{|S_{i4} S_{41}|^2} \cdot \frac{P_i}{P_0}. \quad (7)$$

На рис. 3 приведены геометрические модели для крестообразного делителя-рассеивателя на комплексной плоскости виртуального КО (а) (Real G – действительная ось, Image G – мнимая ось), а для крестообразного делителя-сумматора – на комплексной плоскости измеряемого КО (б), при частоте генератора 38 ГГц.

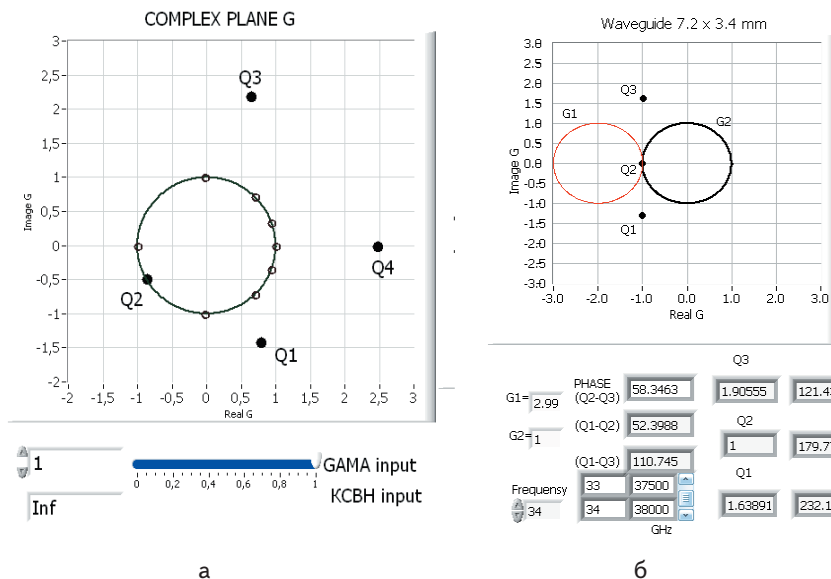


Рис. 3. Геометрические модели: а – делителя-рассеивателя; б – делителя-сумматора

Геометрическая модель решения системы из четырех квадратных уравнений (6) (рис. 3, а) позволяет

исследовать основные свойства делителя-рассеивателя входных сигналов. Как видно из рис. 3, а, с использованием Е-плоскостного крестообразного делителя мощности и пяти ДН от скалярного рефлектометра типа P2- реализуется 14-полюсный ИП, основные параметры которого (расположение четырех центров Q_i относительно области $|G| \leq 1$) реализуют достоинства как 14- полюсных, так и 12-полюсных преобразователей. Для оптимальной конструкции 12-полюсных ИП три центра Q_i должны лежать в вершинах равностороннего треугольника, а для 14-полюсного ИП – в вершинах квадрата.

Как видно из выражений (2, 3), при нормировке выходных волн \dot{b}_i на волну \dot{b}_4 , которая падает в исследуемую нагрузку, учитываются не только переотражения в измерительном плече анализатора, но и неидеальность входной волны \dot{a}_1 . Исходные выражения выходных волн из 1, 2 и 3 плеча анализатора для построения математической модели ИП запишутся в виде [12]

$$\dot{b}_i = \frac{S_{i1}}{S_{41}} \dot{b}_4 - \frac{D_i}{S_{41}} \dot{a}_4, \quad i=1, 2, 3. \quad (8)$$

Выражения (8) отображают векторное суммирование падающей и отраженной волн в сечении подключаемой нагрузки с неизвестным КО. Таким образом, при нормировке выходных волн из крестообразного делителя на мощность волны, которая падает в исследуемую нагрузку, математическая модель преобразователя имеет такой же вид, как и для согласованных многоплечих делителей-сумматоров.

С использованием выражений (8), записывается система трех квадратных уравнений (математическая модель делителя-сумматора):

$$|\dot{\Gamma} - \dot{Q}_i|^2 = \frac{|\dot{S}_{i1}|^2 P_i P_4^0}{|D_i|^2 P_4 P_i^0}, \quad \dot{Q}_i = \frac{\dot{S}_{i1}}{D_i}, \quad i=1,2,3, \quad (9)$$

где $D_i = S_{i1} S_{44} - S_{i4} S_{41}$; P_i, P_4 - показания индикаторов мощности при подключении исследуемой нагрузки $\dot{\Gamma}$; P_i^0, P_4^0 - показания индикаторов мощности при градуировке ИМ на согласованную нагрузку $\dot{\Gamma}_0 = 0$.

На рис. 3, б приведен графический интерфейс для исследования основных свойств крестообразного делителя-сумматора.

Из анализа свойств анализатора следует:

1. Расположение центров \dot{Q}_i окружностей (8) относительно единичной окружности ($|\dot{\Gamma}| = 1$) зависит от выбора плоскости отсчета КМР. Для плоскостей отсчета с расстоянием от центра симметрии делителя 0,3147 мм и (с уменьшением частоты) до 0,4244 мм центр \dot{Q}_2 лежит в точке $\dot{\Gamma} = -1$.

2. Три центра \dot{Q}_i лежат на одной прямой, касательной в точке \dot{Q}_2 к единичной окружности. С уменьшением частоты центр \dot{Q}_3 стремится к

центру \dot{Q}_2 , а центр \dot{Q}_1 по прямой стремится к значению $|\dot{Q}_1| = 3,755$ для частоты 26 ГГц. При этом в пределе, угол между \dot{Q}_2 и \dot{Q}_1 стремится к 90° .

3. Любая комбинация трех возможных пятиплечих преобразователей позволяет однозначно измерить комплексный коэффициент отражения от пассивных нагрузок. Из метрологического анализа следует, что наименьшую погрешность измерения имеет пятиплечий преобразователь с центрами \dot{Q}_2 и \dot{Q}_3 . Для этой пары окружностей на графическом интерфейсе промоделировано решение обратной задачи.

4. При смещении центра \dot{Q}_2 в верхнюю полуплоскость истинным становится один корень из решения системы двух квадратных уравнений (в данном случае G2), а при смещении в нижнюю полуплоскость – другой (G1).

По этой причине, из-за неадекватности расчетной модели, при измерении нагрузок с $0.8 \leq |\Gamma| \leq 1.0$ на частотной осциллограмме анализатора наблюдаются паразитные всплески.

5. Поскольку три центра \dot{Q}_1, \dot{Q}_2 и \dot{Q}_3 лежат на одной прямой, то преимущества шестиплечевого варианта ИП по сравнению с пятиплечим отсутствуют.

На рис. 4, а и рис. 4, с приведены экспериментальные результаты тестирования крестообразного “делителя-рассеивателя”, а на рис. 4, б и рис. 4, д – крестообразного “делителя-сумматора”.

Результаты измерений для крестообразного “делителя-рассеивателя” обрабатывались по модели (4) отношения индикаторов P1/P0, P2/P0, P3/P0, а для крестообразного “делителя-сумматора” по модели (9) обрабатывались отношения индикаторов P2/P4, P3/P4 (пятиплечий вариант ИП).

На рис. 4, а, б приведены результаты экспериментальных исследований при проведении измерений на фиксированной частоте. Измерения проводились методом вибрирующих отражающих клиньев с различным модулем КО [13].

Представлена методика измерений для анализатора на фиксированной частоте:

1. Калибровка-градуировка ИМ на согласованную нагрузку. Запись в память ЭВМ показаний ИМ P_1^0, P_0^0 .
2. Ввод в измерительный канал анализатора отражающего клина, который вибрирует с частотой 10 Гц. Запись в память ЭВМ 320 выборок показаний ИМ P_1, P_0 .
3. Обработка показаний индикаторов мощности по ММ (4) или (9). Методом наименьших квадратов в 320 выборок комплексного КО вписывалась окружность. Среднее значение измеренного модуля КО равно радиусу вписанной окружности.

Отклонение центра вписанной окружности от центра комплексной плоскости КО – систематическая погрешность измерения. Относительная погрешность

– максимальное отклонение измеренной выборки КО от центра комплексной плоскости КО.

На графических интерфейсах рис. 4, а, б приведены результаты тестирования вибрирующего клина с $|\Gamma| \approx 0.5$. С использованием измеренных 320 значений комплексного КО на интерфейсе отображена окружность на плоскости КО и два графика текущих значений модуля и фазы КО.

Согласно рис. 4, а, при проведении измерений на “делителе-рассеивателе” получены результаты: $|\Gamma| = 0,5098$, систематическая погрешность $d(G) = 1,75\%$, максимальная относительная погрешность равна $dtG = 4,21\%$.

Как видно из рисунков, 320 выборок уложились в 4 периода КО.

Согласно рис. 4, б, при проведении аналогичных измере-

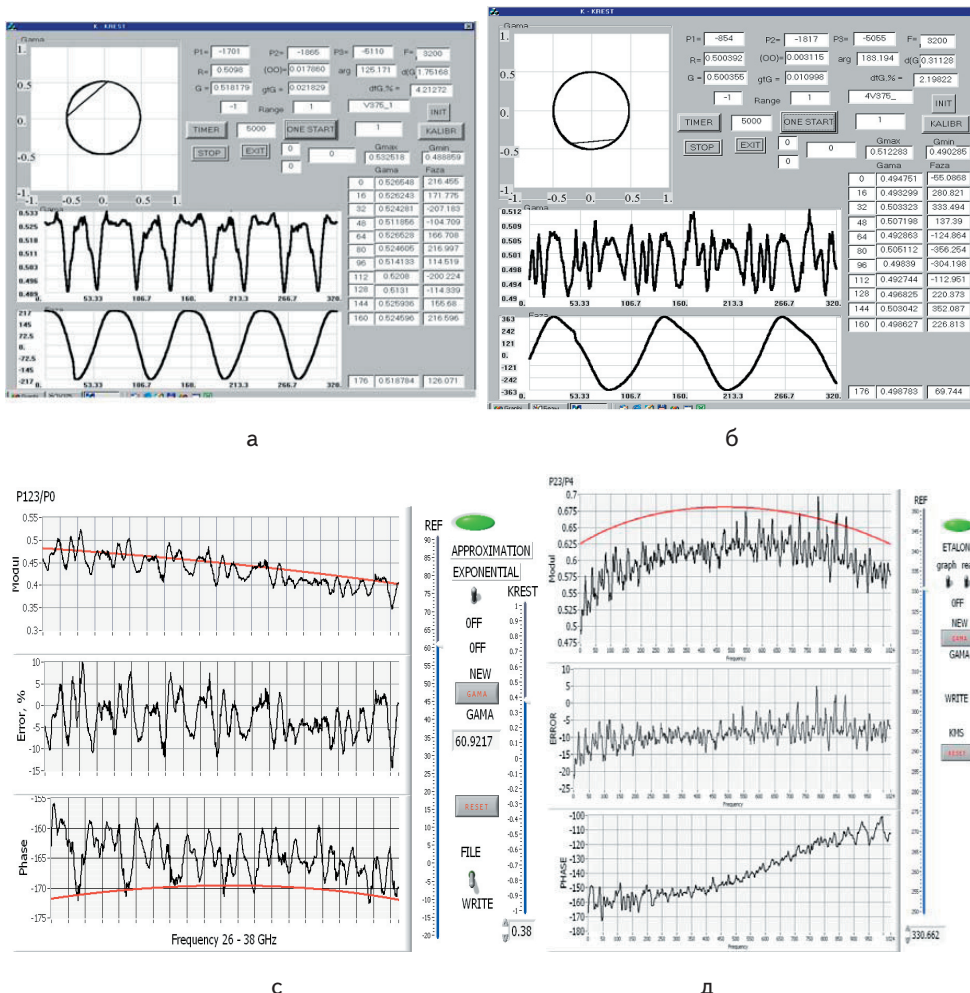


Рис. 4. Графические интерфейсы экспериментального тестирования: а, с – шестиплечевого делителя-рассеивателя; б, д – пятиплечевого делителя-сумматора

ний на “делителе-сумматоре” получены результаты: $|\Gamma|=0,500$, $d(G)=0,31\%$, $dtG=2,168\%$. Для более тщательного тестирования “делителя-сумматора” задержка в драйвере считывания показаний АЦП была уменьшена.

Согласно графика, на котором отображены текущие значения фазы КО, 320 выборок измеренного комплексного КО “прорисовали” 2,5 периода комплексного КО.

Согласно разработанным методикам, были проведены измерения параметров вибрирующих нагрузок с $0,1 \leq |\Gamma| \leq 1$.

По результатам проведенных измерений, и для “делителя-рассеивателя”, и для “делителя-сумматора” максимальная относительная погрешность dtG не превышала 10%.

На рис. 4, с, д приведены результаты экспериментальных исследований при работе анализатора в режиме “векторная панорама”.

Графический интерфейс, представленный на рис. 4, с, отображает результаты измерений, когда ИП реализован на шестиплечем “делителе-рассеивателе”, а на рис. 4, д, когда ИП реализован на пятиплечем “делителе-сумматоре”.

Представлена методика измерений для анализатора в режиме “векторная панорама”:

1. Цикл калибровки-градуировки ИМ. При свипировании генератора Г4-156 в рабочей полосе частот прямоугольного волновода, к анализатору подключалась согласованная нагрузка. На заданной сетке частот в память ЭВМ записывались показания ИМ P_1^0, P_0^0 .

2. Цикл измерений. К анализатору подключалась исследуемая нагрузка. На заданной при калибровке сетке частот в память ЭВМ записывались показания ИМ P_1, P_0 .

3. Обработка показаний индикаторов мощности по ММ (4) или (9).

Графический интерфейс, представленный на рис. 4, с, отображает измерение известного комплексного КО (коэффициента матрицы рассеяния \hat{S}_{11}) от Е-плоскостного крестообразного делителя мощности.

Расчетные численные значения модуля и фазы коэффициента \hat{S}_{11} отображены на графиках рис. 2. Таким образом, одна и та же четырехплечая неоднородность Е-креста используется и в качестве “делителя-рассеивателя” анализатора, и в качестве исследуемой неоднородности.

На верхнем графике рис. 4, с монотонная кривая построена по расчетным значениям $|\hat{S}_{11}|$ делителя, ломанная кривая – измеренные значения.

Как видно из среднего графика, погрешность измерения модуля $|\hat{S}_{11}|$ делителя составляет примерно 10%.

На нижнем графике представлены результаты измерения фазы КМР \hat{S}_{11} делителя. На экране виртуального осциллографа отсчетная плоскость делителя анализатора устанавливалась в месторасположение неоднородности нагрузки. Это расстояние отслеживалось по частотной независимости измеренной фазы КО.

Как видно из вертикального лимба “REF”, геометрическое расстояние (между двумя неоднородностями) от измеряемой неоднородности до отсчетной

плоскости анализатора равно 60,9217 мм. С помощью вертикального лимба “KREST” изменялась отсчетная плоскость для КМР \hat{S}_{ij} делителя-нагрузки так, чтобы численные значения фазы на нижней осциллограмме (монотонная кривая) не зависели от частоты. Согласно показаниям лимба “KREST” это расстояние равно 0,38 мм от плоскости симметрии делителя (на рис. 2 численные значения \hat{S}_{ij} рассчитаны в плоскости симметрии делителя).

Как видно из рис. 4, с, измеренная фаза КО от неоднородности крестообразного делителя имеет разброс относительно среднего значения $\pm 5^\circ$, а также содержит систематическую погрешность, которая равна 5° .

Графический интерфейс, представленный на рис. 4, д, отображает результаты измерений, которые проведены на пятиплечем “делителе-сумматоре”. К анализатору подключалась образцовая неоднородность с КСВН=5 ($|\Gamma|=0,667$).

На верхнем графике показаны расчетные и измеренные значения модуля КО от образцовой неоднородности.

Как видно из среднего графика, измеренные значения в полосе частот имеют систематическую погрешность, равную 10%. Эта систематическая погрешность вызвана потерей мощности в первичном канале направленного детектора, который включен между неоднородностью “делителя-сумматора” и исследуемой неоднородностью. Разброс измеренного модуля КО относительно среднего значения равен примерно $\pm 10\%$.

На вертикальном лимбе “REF” установлено численное значение для отсчетной плоскости анализатора, когда фаза КО от неоднородности (согласно нижнему графику) имеет наименьшую частотную зависимость.

Согласно показаниям лимба “REF”, измеренное геометрическое расстояние между отсчетной плоскостью анализатора и образцовой неоднородностью равно 330,662 мм.

4. Выводы

1. Как видно из проведенных экспериментальных исследований, при нормировке показаний индикаторов мощности рассеянных волн крестообразного делителя-преобразователя или на опорную мощность генератора, или на мощность волны, которая падает в исследуемую нагрузку, погрешность измерения комплексного КО векторной панорамой находится на уровне 10%.

2. При нормировке мощностей рассеянных волн на мощность опорной волны генератора основной источник погрешности измерения комплексного КО связан с “работой” скалярной панорамы, которая расположена во входном плече делителя, в режиме стоячей волны.

3. При нормировке мощностей рассеянных волн на мощность волны, которая падает в исследуемый двухполюсник, основной источник погрешности измерения комплексного КО связан с наличием неоднородности направленного детектора, который включен в измерительное плечо анализатора перед исследуемым двухполюсником.

Литература

1. Staszek, K. Theoretical Limits and Accuracy Improvement of Reflection-Coefficient Measurements in Six-Port Reflectometers [Text] / K. Staszek, S. Gruszczynski, K. Wincza // Microwave Theory and Techniques, IEEE Trans. on. 61. – 2013. – №8. – P.2966-2974.
2. Энген, Г. Ф. Успехи в области СВЧ-измерений [Text] / G. F. Engen // ТИИЭР. – 1978. – Т.66, №4. – С. 8-20.
3. Engen, G. F. The six-port reflectometer: an alternative network analyzer [Text] / G. F. Engen // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1977. – V. MTT-25, № 12. – P.1075-1080.
4. Кабанов, Д. А. Опыт разработки автоматических СВЧ цепей с 12-полосными рефлектометрами [Текст] / Д. А. Кабанов, С. М. Никулин, С. В. Петров // Измерительная техника. – 1985. – №10. – С. 38 – 40.
5. Барташевский Е.Л. Векторный СВЧ-рефлектометр на основе четырехплечего делителя мощности [Текст] / Е. Л. Барташевский, В. А. Карлов // Электронная техника. Сер. 1, Электроника СВЧ. – 1989. – Вып. 1(415). – С.38 – 44.
6. А.С. СССР №1814076, кл. G 01 R 27/06. Устройство для измерения комплексного коэффициента отражения // Барташевский Е. Л., Борулько В. Ф., Карлов В. А., Лысоконов В. В., Славин И. В. – 1992.
7. Карлов, В. А. 30-ГГц крестообразный анализатор комплексного коэффициента отражения [Текст] / В. А. Карлов, К. К. Тарасов // 22-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”. – Севастополь, 2012. – С. 807-808.
8. Прохода, И. Г. Метод частичных пересекающихся областей для исследования волноводно-резонаторных систем сложной формы [Текст] / И. Г. Прохода, В. П. Чумаченко // Изв. вузов. Радиофизика. – 1973. – Т.16, № 10. – С. 1578-1581.
9. Морс, Ф. М. Методы теоретической физики [Текст] / Ф. М. Морс, Г. Фешбах. – Т.1. – М.: ИЛ, 1958. – 1960 с.
10. Karlov, V. Equivalent circuit of X-shaped converter of complex reflection coefficient analyzer [Text] / V. Karlov // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2013. – №4/9(64). – С. 8-11.
11. Karlov, V. A. Mathematical model of cross-formed transformer of vector reflectometer [Текст] / V.A. Karlov, V. S. Svyatsky // Proc. Int. Conf. on Actual Problems of Measuring Technique. – Kyiv, 1998. – pp.302 - 303.
12. Карлов, В. А. Крестообразный сумматор пятиплечего анализатора комплексного коэффициента отражения [Текст] / В. А. Карлов // 23-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”. – Севастополь, 2013. – Т.2. – С. 961-962.
13. Карлов, В. А. Разработка и создание сверхвысокочастотных виртуальных осциллографов комплексного коэффициента отражения на основе электродинамического подхода [Текст] / В. А. Карлов // 21-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии”. – Севастополь, 2011. – Т.2. – С. 879 - 880.

Запропоновані криптографічні протоколи доказу із нульовим розголошенням знання на еліптичних кривих, що дозволяють встановити істинність твердження й при цьому не передавати якої-небудь додаткової інформації про саме твердження, а також значно зменшити розміри параметрів протоколу й збільшити криптографічну стійкість

Ключові слова: криптографічний протокол, еліптичні криві, ідентифікація, автентифікація, коректність, нульове розголошення

Предложены криптографические протоколы доказательства с нулевым разглашением знания на эллиптических кривых, позволяющие установить истинность утверждения и при этом не передавать какой-либо дополнительной информации о самом утверждении, а также значительно уменьшит размеры параметров протокола и увеличит криптографическую стойкость

Ключевые слова: криптографический протокол, эллиптические кривые, идентификация, аутентификация, корректность, нулевое разглашение

УДК 004.056.55:003.26

МОДИФИКАЦИЯ ПРОТОКОЛОВ ШНОРРА И ОКАМОТО НА ЭЛЛИПТИЧЕСКИХ КРИВЫХ

А. В. Онацкий

Кандидат технических наук,
старший преподаватель

Кафедра информационной безопасности и
передачи данных

Одесская национальная академия связи
им. А. С. Попова

ул. Кузнечная, 1, г. Одесса, Украина, 65029

E-mail: onatsky@mail.ru

1. Введение

Применение открытых каналов передачи данных создает потенциальные возможности для действий

злоумышленников (нарушителей). Поэтому одной из важных задач обеспечение информационной безопасности при взаимодействии пользователей, является использование методов и средств, позволяющих одной