

УДК 621.317.089

Ю.Б. Гимпилевич, доцент, канд. техн. наук; В.И. Носкович

Севастопольский национальный технический университет

Студгородок, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: gimpil@mail.ru

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДВЕНАДЦАТИПОЛЮСНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО МИКРОВОЛНОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Приведены результаты анализа ориентированного графа микроволнового двенадцати полюсного рефлектора. Получены соотношения, связывающие обобщённые параметры рефлектометра с S -параметрами амплитудно-фазового преобразователя и параметрами измерительной схемы.

Основные технические характеристики радиотехнических систем напрямую зависят от качества элементов микроволнового тракта. Этим объясняется непрерывное повышение требований к измерительному оборудованию, используемому для настройки микроволновых элементов.

Подход, основанный на принципах создания первичных преобразователей с параметрами, близкими к идеальным [1], исчерпал себя, поскольку в силу больших трудностей конструкторско-технологического характера он не позволяет существенно улучшить метрологические характеристики аппаратуры.

Существенно улучшить характеристики возможно с использованием метода 12-полюсного рефлектометра [2,3].

Определение эквивалентных констант 12-полюсного рефлектометра может быть проведено путём решения нелинейной системы калибровочных уравнений [4]. При этом необходимо знать достаточно точные первые приближения этих констант. В литературных источниках отсутствуют сведения, позволяющие определить эти приближения для случая 12-полюсника произвольного вида, нагруженного на рассогласованный генератор, нагрузку и рассогласованные датчики мощности.

Целью данной работы является нахождение аналитических зависимостей, связывающих эквивалентные константы 12-полюсного рефлектометра с элементами S -матрицы амплитудно-фазового преобразователя (АФП) и параметрами всех элементов измерительной схемы. Это позволит по результатам оценочных измерений этих параметров рассчитать в первом приближении искомые эквивалентные константы рефлектометра.

Структурная схема микроволновой части 12-полюсного измерителя комплексного коэффициента отражения (ККО) изображена на рисунке 1. На вход 12-полюсного АФП поступает мощность от СВЧ генератора ГСВЧ. К одному из выходов подсоединяется нагрузка N , к остальным выходам – датчики мощности $DM_0...DM_3$. Граф измерителя изображён на рисунке 2,

где использованы следующие обозначения: E_0, E_1, E_2, E_3 – комплексные нормированные амплитуды волн на выходе генератора и на входах датчиков мощности, соответственно; S_{mn} – элементы матрицы рассеяния 12-полюсного АФП; $\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$ – ККО выхода генератора, нагрузки и датчиков мощности ДМ₀...ДМ₃ соответственно.

Сигналы, снимаемые с датчиков мощности, пропорциональны мощностям на выходах 12-полюсного АФП, к которым эти датчики подключены.

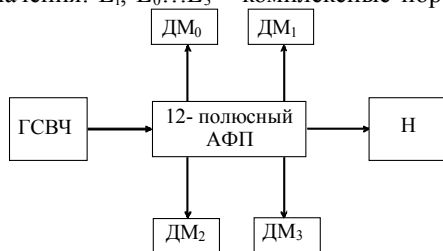


Рисунок 1 – Структурная схема СВЧ части измерителя

Для определения комплексных нормированных амплитуд на измерительных выходах E_i ($i=0,1,2,3$) последовательно преобразуем с помощью рекуррентных формул граф 12-полюсника сначала в граф 10-полюсника, затем 8-полюсника и, наконец, в граф 6-полюсника.

Обозначим S -параметры 10-полюсника – $S1_{mn}$, 8-полюсника – $S2_{mn}$, 6-полюсника – $S3_{mn}$. Производные от 12-полюсника 6-полюсники содержат четвертое и пятое плечи, к которым подключены генератор и нагрузка, и одно плечо, соединенное с датчиком мощности.

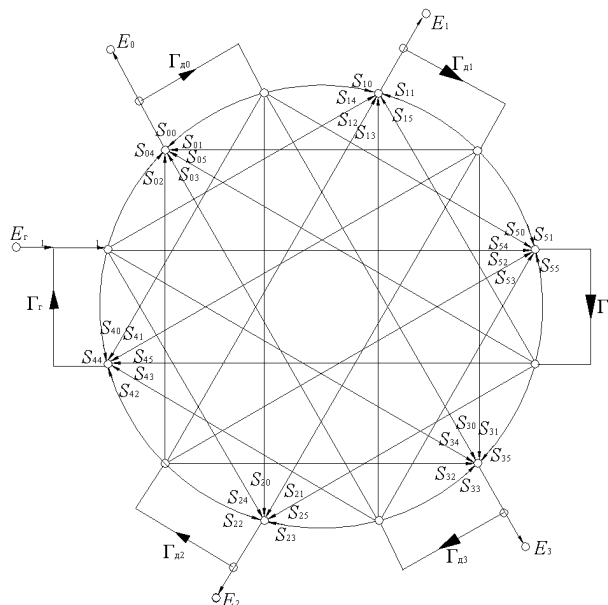


Рисунок 2 — Ориентированный граф 12-полюсного рефлектометра

Выражения для S -параметров производных многополюсников представлены четырьмя системами, каждая из которых содержит три рекуррентных формулы.

$$\begin{aligned} i = 0 \rightarrow S1_{mn}^{(0)} &= S_{mn} + \frac{S1_n \Gamma_{д1} S_{m1}}{1 - \Gamma_{д1} S11}; & S2_{mn}^{(0)} &= S1_{mn}^{(0)} + \frac{S1_{2n}^{(0)} \Gamma_{д2} S1_{m2}^{(0)}}{1 - \Gamma_{д2} S1_{22}^{(0)}}; \\ S3_{mn}^{(0)} &= S2_{mn}^{(0)} + \frac{S2_{3n}^{(0)} \Gamma_{д3} S2_{m3}^{(0)}}{1 - \Gamma_{д3} S2_{33}^{(0)}}; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} i = 1 \rightarrow S1_{mn}^{(1)} &= S_{mn} + \frac{S0_n \Gamma_{д0} S_{m0}}{1 - \Gamma_{д0} S00}; & S2_{mn}^{(1)} &= S1_{mn}^{(1)} + \frac{S1_{2n}^{(1)} \Gamma_{д2} S1_{m2}^{(1)}}{1 - \Gamma_{д2} S1_{22}^{(1)}}; \\ S3_{mn}^{(1)} &= S2_{mn}^{(1)} + \frac{S2_{3n}^{(1)} \Gamma_{д3} S2_{m3}^{(1)}}{1 - \Gamma_{д3} S2_{33}^{(1)}}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} i = 2 \rightarrow S1_{mn}^{(2)} &= S_{mn} + \frac{S0_n \Gamma_{д0} S_{m0}}{1 - \Gamma_{д0} S00}; & S2_{mn}^{(2)} &= S1_{mn}^{(2)} + \frac{S1_{1n}^{(2)} \Gamma_{д1} S1_{m1}^{(2)}}{1 - \Gamma_{д1} S1_{11}^{(2)}}; \\ S3_{mn}^{(2)} &= S2_{mn}^{(2)} + \frac{S2_{3n}^{(2)} \Gamma_{д3} S2_{m3}^{(2)}}{1 - \Gamma_{д3} S2_{33}^{(2)}}; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} i = 3 \rightarrow S1_{mn}^{(3)} &= S_{mn} + \frac{S0_n \Gamma_{д0} S_{m0}}{1 - \Gamma_{д0} S00}; & S2_{mn}^{(3)} &= S1_{mn}^{(3)} + \frac{S1_{1n}^{(3)} \Gamma_{д1} S1_{m1}^{(3)}}{1 - \Gamma_{д1} S1_{11}^{(3)}}; \\ S3_{mn}^{(3)} &= S2_{mn}^{(3)} + \frac{S2_{2n}^{(3)} \Gamma_{д2} S2_{m2}^{(3)}}{1 - \Gamma_{д2} S2_{22}^{(3)}} \end{aligned} \quad (4)$$

Следует заметить, что при определении конкретных S -параметров значения m и n , равные номерам входов 12-полюсника, исключаются в производных многополюсниках, отсутствуют.

Графы полученных производных шестиполюсников упростим путем исключения в них узлов, к которым подходят ветви с передачами $\Gamma_{дi}$. Преобразованные графы шестиполюсников будут содержать по шесть ветвей (рисунок 3).

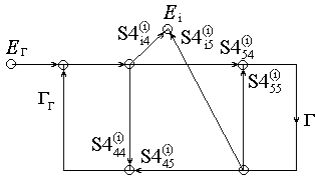


Рисунок 3 - Преобразованный граф СВЧ части измерителя

Комплексные параметры преобразованных шестиполюсников определяются следующими соотношениями:

$$\begin{aligned}
S4_{44}^{(i)} &= S3_{44}^{(i)} + \frac{S3_{i4}^{(i)} \Gamma_{di} S3_{4i}^{(i)}}{1 - \Gamma_{di} S3_{ii}^{(i)}}; \quad S4_{55}^{(i)} = S3_{55}^{(i)} + \frac{S3_{i5}^{(i)} \Gamma_{di} S3_{5i}^{(i)}}{1 - \Gamma_{di} S3_{ii}^{(i)}}; \\
S4_{54}^{(i)} &= S3_{54}^{(i)} + \frac{S3_{i4}^{(i)} \Gamma_{di} S3_{4i}^{(i)}}{1 - \Gamma_{di} S3_{ii}^{(i)}}; \quad S4_{45}^{(i)} = S3_{45}^{(i)} + \frac{S3_{i5}^{(i)} \Gamma_{di} S3_{5i}^{(i)}}{1 - \Gamma_{di} S3_{ii}^{(i)}}; \\
S4_{i4}^{(i)} &= \frac{S3_{i4}^{(i)}}{1 - \Gamma_{di} S3_{ii}^{(i)}}; \quad S4_{i5}^{(i)} = \frac{S3_{i5}^{(i)}}{1 - \Gamma_{di} S3_{ii}^{(i)}}.
\end{aligned} \tag{5}$$

Подставляя в (5) значения S -параметров из формул (1)-(4), получаем соотношения, определяемые исходными S -параметрами 12-полюсника – S_{mn} .

Нормированные амплитуды E_i (рисунок 3) определяем по формуле Мезона [5]:

$$E_i = E_r \frac{S4_{i4}^{(i)}(1 - \Gamma S4_{55}^{(i)}) + S4_{54}^{(i)} \Gamma S4_{i5}^{(i)}}{1 - \Gamma_r S4_{44}^{(i)} - \Gamma S4_{55}^{(i)} - \Gamma_r S4_{54}^{(i)} \Gamma S4_{45}^{(i)} + \Gamma_r S4_{44}^{(i)} \Gamma S4_{55}^{(i)}}. \tag{6}$$

Преобразуем выражение (6) к виду

$$E_i = \frac{E_r S4_{i4}^{(i)}}{\Delta_i} (1 + \Gamma A_i), \tag{7}$$

где

$$A_i = \frac{S4_{54}^{(i)} S4_{i5}^{(i)} - S4_{i4}^{(i)} S4_{55}^{(i)}}{S4_{i4}^{(i)}}; \tag{8}$$

$$\Delta_i = 1 - \Gamma_r S4_{44}^{(i)} - \Gamma S4_{55}^{(i)} - \Gamma_r S4_{54}^{(i)} \Gamma S4_{45}^{(i)} + \Gamma_r S4_{44}^{(i)} \Gamma S4_{55}^{(i)}.$$

Эквивалентные комплексные константы A_i 12-полюсника различны для разных значений i , а знаменатель Δ_i в (7) для всех значений $i=0\dots3$ неизменен, так как он определяется всеми контурами графа (рисунок 2). В этом можно убедиться, подставив в выражение для Δ_i S -параметры 12-полюсника. В дальнейшем полагаем $\Delta_i = \Delta$.

Сигналы на выходах датчиков мощности равны

$$P_i = v_i |E_i|^2 = \frac{v_i E_r^2 |S4_{i4}^{(i)}|^2}{|\Delta|^2} |1 + \Gamma A_i|^2 = \frac{q_i E_r^2 |1 + \Gamma A_i|^2}{|\Delta|^2}, \tag{9}$$

где v_i – коэффициенты преобразования датчиков мощности; а q_i – эквивалентные скалярные константы 12-полюсника, определяемые соотношением

$$q_i = v_i |S4_{i4}^{(i)}|^2.$$

Как следует из (9), измеряемые величины P_i зависят от обобщённых параметров 12-полюсника q_i и A_i , квадрата модуля комплексного многочле-

на $|\Delta|^2$, мощности генератора, пропорциональной величине E_r^2 , и ККО исследуемого устройства Г.

Для исключения зависимости результатов измерения от уровня мощности в рабочем канале (E_r^2) и рассогласования с генератором (Δ) осуществим нормирование уравнений, входящих в систему (6), относительно уравнения этой же системы с индексом $i=0$. В результате получим

$$U_i = \frac{P_i}{P_0} = K_i \frac{|1 + \Gamma A_i|^2}{|1 + \Gamma A_0|^2}, \quad (10)$$

где $i=1,2,3$.

Коэффициент K_i определяется при калибровке по согласованной нагрузке. Полагая в (10) $\Gamma=0$, получаем

$$K_i = U_{\text{исн}},$$

где $U_{\text{исн}}$ – нормированные значения напряжений в режиме калибровки по согласованной нагрузке.

Для решения системы уравнений (10) относительно комплексных эквивалентных констант A_i при калибровке измерителя по образцовым нагрузкам используются первые приближения значений модулей и аргументов констант A_i , рассчитанные по формулам (8). Для этого необходимы предварительные измерения S-параметров 12-полюсника и ККО датчиков мощности.

После нахождения констант A_i решение системы уравнений (10) позволяет определить модуль и аргумент ККО исследуемой нагрузки.

Рассмотрим частный случай. Определим приближенные значения модулей и аргументов констант A_i микроволнового преобразователя проходного типа, широко используемого в качестве датчика полных сопротивлений при встроенном контроле параметров микроволнового тракта. Измерительные выходы такого преобразователя, которые нагружены на датчики мощности ДМ₀...ДМ₃, слабо связаны с основным волноводным каналом и поэтому влиянием их друг на друга можно пренебречь. Кроме того, коэффициенты отражения от элементов связи в основном канале имеют величину порядка 0,01, поэтому в первом приближении их можно не учитывать. Если передачи ветвей S_{mi} ($S_{m0}, S_{m1}, S_{m2}, S_{m3}$), а также параметры S_{44}, S_{55} (рисунок 2) положить равными нулю, то константы A_i , определенные в соответствии с (1)...(5), (8) будут равны

$$A_i = \frac{S_{54}S_{i5}}{S_{i4}}, \quad (11)$$

где S_{54} – коэффициент передачи отрезка волновода преобразователя, вход 4 которого соединен с генератором, а вход 5 — с нагрузкой; S_{i4} – коэффици-

енты передачи 12-полюсника между входом 4 и входами 0, 1, 2, 3, к которым подключены датчики мощности; S_{i5} — коэффициент передачи 12-полюсника между входом 5 и входами 0, 1, 2, 3.

Пусть расстояние между входом 4 и ближайшим элементом связи датчика мощности (вход 0) L_1 , расстояния между следующими последовательно расположенными элементами связи датчиков мощности (входы 1,2,3) — L_2, L_3, L_4 , а расстояние от четвертого элемента связи до входа 5 — L_5 . Комплексные коэффициенты передачи (ККП) отрезков волновода с длинами $L_1 \dots L_5$ обозначим как $S_1 \dots S_5$.

В связи с вышеизложенным, коэффициенты передачи S_{54}, S_{i4}, S_{i5} можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} S_{54} &= S_1 S_2 S_3 S_4 S_5; & S_{04} &= S_1 \tau_0; & S_{14} &= S_1 S_2 \tau_1; \\ S_{24} &= S_1 S_2 S_3 \tau_2; & S_{34} &= S_1 S_2 S_3 S_4 \tau_3; & S_{05} &= S_5 S_4 S_3 S_2 \tau_0; \\ S_{15} &= S_5 S_4 S_3 \tau_1; & S_{25} &= S_5 S_4 \tau_2; & S_{35} &= S_5 \tau_3, \end{aligned} \quad (12)$$

где τ_i — ККП i -ого датчика мощности.

Подставляя значения S_{54}, S_{i4}, S_{i5} из (12) в (11), получаем

$$A_0 = S_2^2 S_3^2 S_4^2 S_5^2, \quad A_1 = S_3^2 S_4^2 S_5^2, \quad A_2 = S_4^2 S_5^2, \quad A_3 = S_5^2. \quad (13)$$

Комплексный коэффициент передачи отрезка волновода между 4 и 5 плечами $S_{54} = |S_{54}| \exp(j\psi_{54})$. Для регулярного отрезка волновода длиной не более длины волны модуль $|S_{54}| > 0,99$. Еще ближе к единице модули коэффициентов передачи $S_1 \dots S_5$. Поэтому в первом приближение модули эквивалентных констант $|A_i|$ принимают равными единице. Аргументы констант $A_0 \dots A_3$, как следует из (13), соответственно равны:

$$2\psi_2 + 2\psi_3 + 2\psi_4 + 2\psi_5; \quad 2\psi_3 + 2\psi_4 + 2\psi_5; \quad 2\psi_4 + 2\psi_5; \quad 2\psi_5,$$

где $\psi_2 \dots \psi_5$ — фазовые сдвиги на отрезках волноводов длиной $L_2 \dots L_5$.

Величину фазовых сдвигов рассчитывают по формуле $\psi_k = 2\pi L_k / \lambda_v$, где $k = 2 \dots 5$, λ_v — длина волны в волноводе.

Зная длину отрезков волновода, можно определить значение аргументов констант A_i и использовать их в качестве первого приближения для получения точного результата при калибровке.

Перспективы дальнейших исследований в данном направлении связаны с оптимизацией расчётных алгоритмов при проведении калибровочных и измерительных операций.

Библиографический список

1. Бондаренко И.К. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов / И.К. Бондаренко, Г.А. Дейнера, З.В. Маграчёв. — М.: Сов. радио, 1969. — 304 с.
2. Engen G.F. An improved circuit for implementing the six-port technique of mi-

crowave measurements / G.F. Engen // IEEE. Trans. MMT. — 1977. — V. 25. — № 12. — P. 1080–1083.

3. Пат. 2022284, РФ, МКИ G01R 27/06. Способ определения комплексных параметров СВЧ устройств / Ю.Б. Гимпилевич (Украина). №4948435/09; Заявлено 26.04.91; Опубл. 30.10.94., Бюл. №20. — 14 с.

4. Гимпилевич Ю.Б. Калибровка коммутационных многополюсных преобразователей комплексных параметров микроволновых трактов / Ю.Б. Гимпилевич, Ю.Я. Смаилов // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. — Харьков, 2003. — Вып. 134. — С. 250–255.

5. Силаев М.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств / М.А. Силаев, С.С. Брянцев. — М.: Сов. радио, 1970. — 248 с.

Поступила в редакцию 6.02.2004 г.