

РАДИОТЕХНИКА, СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

УДК 621.372.865

Ф.И. Афонин, Г.В. Боков, И.В. Лащенко

РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОДУЛЕЙ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ УСТРОЙСТВ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА ОСНОВЕ ПЛАСТИНЧАТОГО МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА

Севастопольский национальный технический университет, Украина

Представлены результаты разработки рефлектометрического измерителя на основе гибридного направленного ответвителя с разнотипными волноводными каналами для определения модулей комплексных коэффициентов отражения и передачи микроволновых устройств, выполненных на основе пластинчатого металлодиэлектрического волновода.

Ключевые слова: рефлектометрический измеритель, гибридный направленный ответвитель, пластинчатый металлодиэлектрический волновод.

Введение

Передача электромагнитной энергии сантиметрового диапазона волн осуществляется в основном по волноводам прямоугольного сечения и полосковыми линиями. Недостатками указанных линий передач являются сложность изготовления и дороговизна волноводов, а также открытый характер полосковой линии, приводящий к потерям энергии волны на излучение. Альтернативой полному волноводу прямоугольного сечения и полосковой линии может служить пластинчатый металлодиэлектрический волновод (ПМДВ).

В работе [1] представлены результаты исследования ПМДВ, весьма перспективного для построения устройств, работающих в коротковолновой части дециметровых и длинноволновой части сантиметровых волн. Волновод конструктивно прост и технологичен в изготовлении, имеет малую стоимость, практически полностью закрыт для излучения электромагнитной энергии. Конструкция ПМДВ представлена на рис. 1.

Волновод представляет собой тонкую ленточную диэлектрическую пластину (1) с двухсторонней металлизацией широких стенок, которая зажимается по широким стенкам между двумя проводящими пластинами (2). Структура электромагнитного поля в ПМДВ определена по методике, изложенной в [2]. В соответствии с концепцией плоских парциальных волн определены типы распространяющихся в волноводе волн и их параметры, условия одноволнового режима работы, критические длины волн, дисперсионные уравнения.

Для измерения модулей комплексных коэффициентов отражения (ККО) и передачи (ККП) волноводных элементов и узлов, построенных на основе пластинчатого металлодиэлектрического волновода, было принято решение использовать рефлектометр. Рефлектометрические методы измерения основаны на разделении падающих, отраженных и прошедших волн. Разделение волн осуществляется в основном с помощью направленных ответвителей (НО).

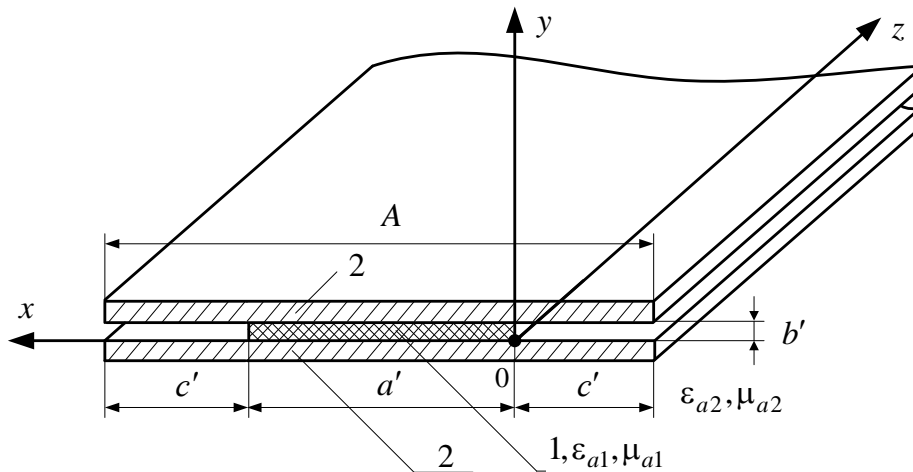


Рис. 1. Конструкция пластинчатого металлодиэлектрического волновода

Промышленностью выпускаются панорамные приборы группы Р2. Современные рефлектометрические измерительно-вычислительные блоки, например, панорамные измерители КСВ типов Р2-73 – Р2-82 имеют встроенный микропроцессорный блок. Эти приборы имеют запрограммированный режим коррекции неквадратичности СВЧ детекторов, отстройки от шумов, режим записи и сравнения частотных характеристик измеряемых объектов [3]. Однако для реализации микроволновой части такого прибора необходимо иметь направленные ответвители, детекторные головки и согласованные нагрузки, построенные на основе пластинчатого металлодиэлектрического волновода. Поскольку детекторные головки и согласованные нагрузки пока находятся в стадии разработки, целесообразно использование гибридных направленных ответвителей, первичный и вторичный каналы которых выполнены на различных типах волноводов. Первичным каналом является отрезок пластинчатого металлодиэлектрического волновода, а вторичным – полый металлический волновод прямоугольного сечения с встроенной детекторной головкой и согласованной нагрузкой (рис. 2).

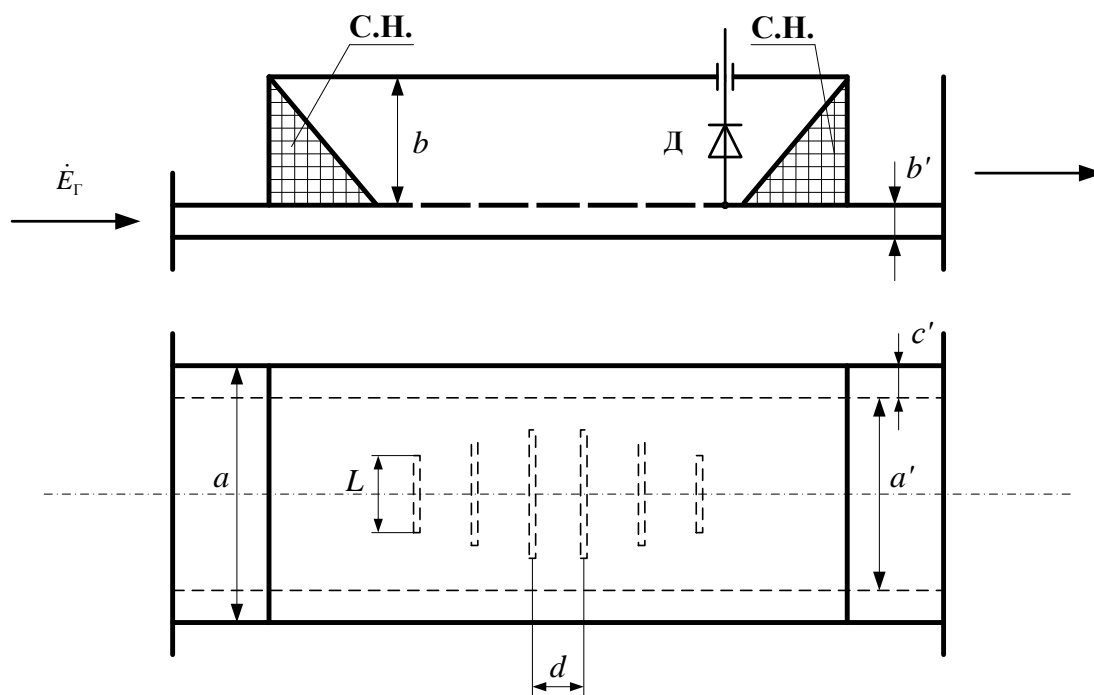


Рис. 2. Схема гибридного направленного ответвителя

В разработанном варианте ответвителя поле связи волноводных каналов состоит из шести поперечных щелей шириной w и длиной L_1, L_2, L_3, L_4, L_5 и L_6 . Зависимость нормированной амплитуды волны в обратном плече вспомогательного (вторичного) волновода от усредненной длины волны направленного ответвителя выбрана биномиальной. При этом $L_1 = L_6, L_2 = L_5$ и $L_3 = L_4$.

Расстояние d между щелями определено из соотношения

$$\frac{2\pi d}{\lambda_{B10}} + \frac{2\pi d}{\lambda_{B20}} = \pi, \quad (1)$$

где λ_{B10} – средняя длина волны в металлическом волноводе; λ_{B20} – средняя длина волны в пластинчатом металлодиэлектрическом волноводе.

Из (1) следует

$$d = \frac{\lambda_{B10} \cdot \lambda_{B20}}{2(\lambda_{B10} + \lambda_{B20})}. \quad (2)$$

Для расчета параметров гибридного направленного ответвителя введем понятие усредненной длины волны НО – $\lambda_B^{\text{НО}}$, которая определяется из выражения

$$\lambda_B^{\text{НО}} = \frac{2\lambda_{B1} \lambda_{B2}}{\lambda_{B1} + \lambda_{B2}}.$$

На средней частоте f_0 усредненная длина волны направленного ответвителя $\lambda_{B0}^{\text{НО}}$ равна

$$\lambda_{B0}^{\text{НО}} = \frac{2 \cdot \lambda_{B10} \cdot \lambda_{B20}}{\lambda_{B10} + \lambda_{B20}}. \quad (3)$$

Длина волны в полном металлическом волноводе прямоугольного сечения рассчитывается по формуле [3]:

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}},$$

а длина волны в пластинчатом металлодиэлектрическом волноводе [2] –

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_1 \cdot \sin^2 \theta_x}},$$

где λ – длина волны генератора;

ε_1 – относительная диэлектрическая проницаемость материала пластины ПМДВ;

a – размер широкой стенки металлического волновода;

θ_x – угол падения плоской волны на границу раздела диэлектрик-воздух в пластинчатом металлодиэлектрическом волноводе.

Расстояние между щелями ответвителя с учетом (2) и (3) рассчитываем по формуле

$$d = \frac{\lambda_{B0}^{\text{НО}}}{4}.$$

Тогда фазовый сдвиг φ_0 между волнами, ответвляемыми щелями связи на средней длине волны направленного ответвителя $\lambda_{B0}^{\text{НО}}$, равен

$$\varphi_0 = \frac{2\pi d}{\lambda_{B0}^{\text{НО}}} = \frac{\pi}{2}.$$

На других длинах волн $\lambda_{\text{в}}^{\text{НО}}$ фазовый сдвиг φ определяется согласно выражению

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda_{\text{в}}^{\text{НО}}} = \frac{2\pi \frac{\lambda_{\text{в}0}^{\text{НО}}}{4}}{\lambda_{\text{в}}^{\text{НО}}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_{\text{в}10} \cdot \lambda_{\text{в}20}}{\lambda_{\text{в}1} \cdot \lambda_{\text{в}2}} \cdot \frac{\lambda_{\text{в}1} + \lambda_{\text{в}2}}{\lambda_{\text{в}10} + \lambda_{\text{в}20}}.$$

Направленность ответвителя в 30 %-ной полосе частот не менее 40 дБ.

Методика определения модулей комплексных коэффициентов отражения и передачи несколько отличается от стандартной. Как известно, доминирующая погрешность рефлектометрического измерителя обусловлена не идентичностью коэффициентов передачи K_1 и K_2 каналов детекторных головок. Эти коэффициенты зависят от неравенства переходных затуханий направленных ответвителей, отличия элементов связи детекторных головок с волноводами, не идентичности амплитудно-частотных характеристик СВЧ-диодов и других факторов. Чтобы исключить влияние коэффициентов K_1 и K_2 на результаты измерения модуля Γ ККО и модуля T ККП, предлагается осуществлять прямые и обратные запитки (соединения) направленных ответвителей.

Определение модуля комплексного коэффициента отражения

При прямом соединении НО, представленном на рис. 3, напряжения $U_{1\text{ПР}}$ и $U_{2\text{ПР}}$, снимаемые с диодов детекторных головок D_1 и D_2 направленных ответвителей падающей и отраженной волн соответственно, определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} U_{1\text{ПР}} &= K_1 E_{\Gamma}^2; \\ U_{2\text{ПР}} &= K_2 \Gamma^2 E_{\Gamma}^2, \end{aligned} \quad (4)$$

где E_{Γ} – нормированная амплитуда волны генератора.

Здесь учтено, что диоды имеют квадратичные характеристики детектирования.

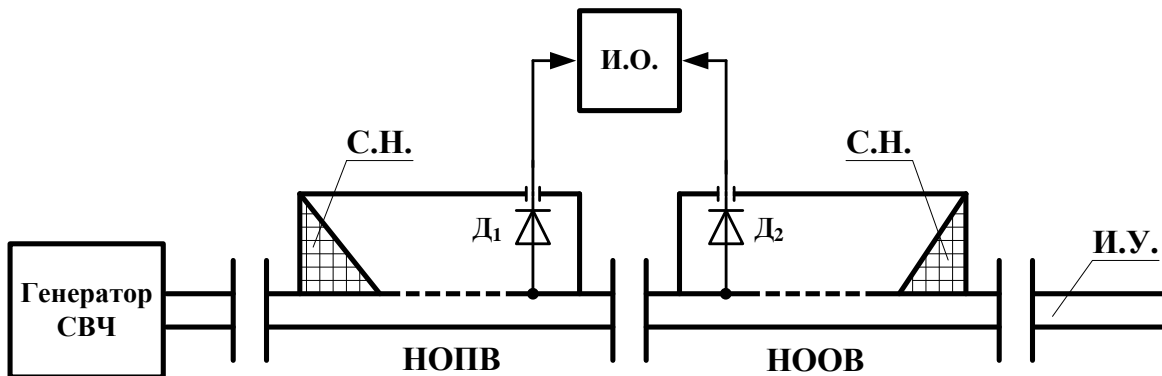


Рис. 3. Схема прямого соединения направленных ответвителей при измерении модуля комплексного коэффициента отражения:

НОВД — направленный ответвитель падающей волны; С.Н. — согласованная нагрузка;
НООВ — направленный ответвитель отраженной волны; И.О. — измеритель отношения;
И.У. — исследуемое устройство

Сигналы с головок поступают на измеритель отношения. В результате деления получаем

$$\frac{U_{2\text{ПР}}}{U_{1\text{ПР}}} = \frac{K_2}{K_1} \cdot \Gamma^2. \quad (5)$$

При обратном соединении, изображенном на рис. 4, генератор и исследуемая нагрузка меняются местами.

С детекторных головок на измеритель отношения поступают теперь следующие сигналы:

$$\begin{aligned} U_{1\text{ОБР}} &= K_1 \cdot \Gamma^2 \cdot E_{\Gamma}^2; \\ U_{2\text{ОБР}} &= K_2 \cdot E_{\Gamma}^2. \end{aligned} \quad (6)$$

Их отношение имеет вид:

$$\frac{U_{1\text{ОБР}}}{U_{2\text{ОБР}}} = \frac{K_1}{K_2} \cdot \Gamma^2. \quad (7)$$

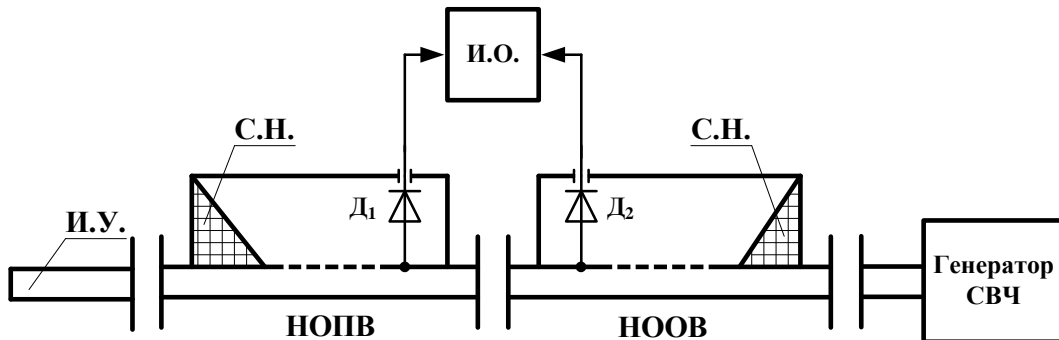


Рис. 4. Схема обратного соединения для измерения модуля комплексного коэффициента отражения

Перемножая левые и правые части уравнений (5) и (7) и преобразовывая полученный результат, определяем модуль Γ ККО:

$$\Gamma^2 = \sqrt{\frac{U_{2\text{ПР}}}{U_{1\text{ПР}}} \cdot \frac{U_{1\text{ОБР}}}{U_{2\text{ОБР}}}}.$$

Таким образом, для вычисления модуля комплексного коэффициента отражения достаточно определить напряжения, снимаемые с первого и второго диодов при прямом и обратном соединениях.

Определение модуля комплексного коэффициента передачи

Методика определения модуля комплексного коэффициента передачи аналогична предыдущему пункту и обеспечивается прямым и обратным соединениями генератора и согласованной нагрузки.

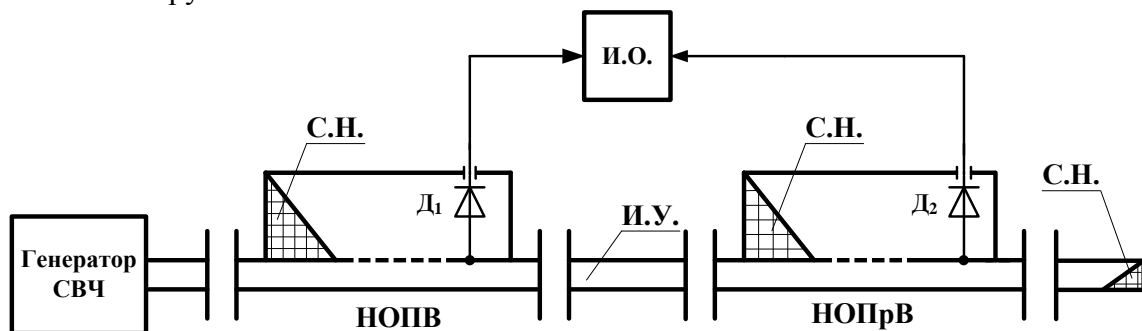


Рис. 5. Функциональная схема прямого соединения для измерения модуля комплексного коэффициента передачи:

НОПВ – направленный ответвитель падающей волны;
НОПрВ – направленный ответвитель прошедшей волны

Для прямого соединения имеем:

$$U_{1\text{ПР}} = k_1 \cdot E_{\Gamma}^2; \quad (8)$$

$$U_{2\text{ПР}} = k_2 \cdot T^2 \cdot E_{\Gamma}^2. \quad (9)$$

Здесь T – модуль комплексного коэффициента передачи.

В результате совместного решения (8) и (9) получаем

$$\frac{U_{2\text{ПР}}}{U_{1\text{ПР}}} = \frac{k_2}{k_1} \cdot T^2. \quad (10)$$

Обратное соединение выполняется по схеме, представленной на рис. 6.

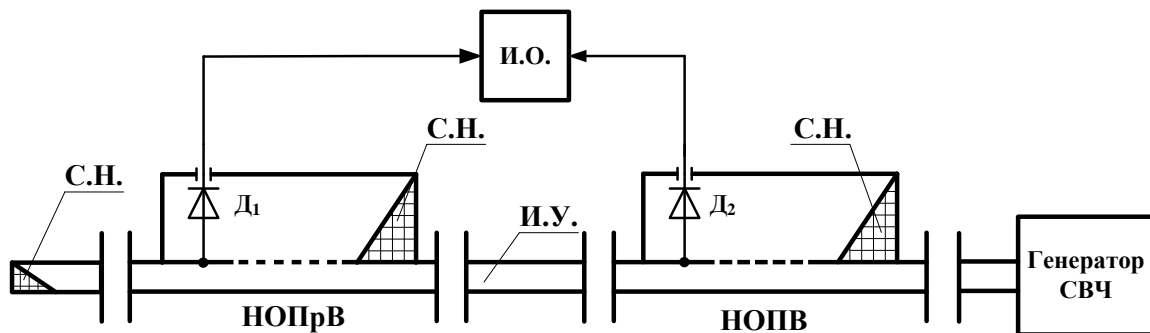


Рис. 6. Функциональная схема обратного соединения для измерения модуля комплексного коэффициента передачи

Для обратного соединения:

$$U_{2\text{ОБР}} = k_2 \cdot E_{\Gamma}^2; \quad (11)$$

$$U_{1\text{ОБР}} = k_1 \cdot T^2 \cdot E_{\Gamma}^2. \quad (12)$$

Совместное решение (11) и (12) дает следующий результат

$$\frac{U_{1\text{ОБР}}}{U_{2\text{ОБР}}} = \frac{k_1}{k_2} \cdot T^2. \quad (13)$$

В результате преобразования выражений (10) и (13) получаем

$$T^2 = \sqrt{\frac{U_{2\text{ПР}}}{U_{1\text{ПР}}} \cdot \frac{U_{1\text{ОБР}}}{U_{2\text{ОБР}}}}. \quad (14)$$

Из выражения (14) определяется модуль комплексного коэффициента передачи T в результате измерения напряжений $U_{1\text{ПР}}$, $U_{2\text{ПР}}$ и $U_{1\text{ОБР}}$, $U_{2\text{ОБР}}$ с первого и второго диодов при прямом и обратном соединениях.

Заключение

Таким образом, в работе представлены результаты разработки рефлектометрического измерителя на базе гибридного направленного ответвителя с разнотипными волноводными каналами для определения модулей комплексных коэффициентов отражения и передачи устройств, выполненных на основе пластинчатого металлодиэлектрического волновода.

Библиографический список

1. **Боков, Г.В.** Плоский полуоткрытый металлодиэлектрический волновод для корабельных радиоэлектронных средств // зб. наук. пр. Академії військово-морських сил імені П.С. Нахімова. – Севастополь: АВМС імені П.С. Нахімова. 2012 Вып. 2 (10). С. 99–103.
2. **Саламатин, В.В.** Основы геометрической электродинамики волноводов прямоугольного сечения: учеб. пособие / В.В. Саламатин, И.Л. Афонин, С.Н. Бердышев. – Севастополь: Севастопольский национал. техн. ун-т, 2008. – 220 с.
3. Измерение параметров радиотехнических цепей / Б.А. Абубакиров [и др.]; под ред. В.Г. Андрущенко, В.П. Фатеева. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.

*Дата поступления
в редакцию 08.02.2013*

Ph.I. Afonin, G.V. Bokov, I.V. Laschenko

**REFLECTOMETER FOR DIMENSION THE MAGNITUDE OF COMPLEX
COEFFICIENTS REFLECTION AND TRANSMISSION BASED
ON THE PLATE METAL-DIELECTRIC WAVEGUIDE**

Sevastopol national technical university, Ukraine

Purpose: The purpose of the paper is to construct the measuring methods for calculation the absolute value of complex characteristic of microwave systems.

Design/methodology/approach: The article proposes a qualitative model of reflectometer that allows to simplify measuring procedure of complex characteristic of microwave frequencies equipment. Method is based on comparison of direct and reflected signals.

Findings: In the result of the research we found the easy solution for determination the magnitude of reflectivity and transmission factors.

Research limitations/implications: The size of the article doesn't allow to present detailed results of end-use measurements.

Originality/value: The value of the results, presented in this work, is the simple reflectometer based on hybrid directed coupler which has polytypic wave conductors one of them is the plate metal-dielectric waveguide.

Key words: reflectometer, hybrid directed coupler, plate metal-dielectric waveguide.