

УДК 621. 317. 791

А.Н. Трушкин, доцент, канд. техн. наук

Севастопольский национальный технический университет

Студгородок, г. Севастополь, Украина, 99053

E-mail: rt.sevgtu@stel.sebastopol.ua

ИЗМЕРИТЕЛЬ МОДУЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИЕЙ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Описывается метод автоматической коррекции погрешностей измерения модуля коэффициента отражения многополюсников в миллиметровом диапазоне волн, где технологические возможности современных станков для производства СВЧ элементов практически исчерпаны. Показано, что дальнейшее повышение точности может быть достигнуто методами коррекции результатов измерения.

Одним из важнейших направлений развития отечественного приборостроения является создание измерителей миллиметрового диапазона волн (ММДВ). В последние годы интерес к электромагнитным колебаниям этого диапазона значительно возрос. Освоение ММДВ открывает широкие возможности проведения исследований в радиоастрономии, радиоспектроскопии, биологии, физике ионизированной плазмы, физике твердого тела, здравоохранении, сельском хозяйстве и во многих отраслях промышленности [1,2,3]. Электромагнитные волны этих диапазонов уже нашли широкое применение в дальней космической связи, радионавигации, радиолокации благодаря высокой разрешающей способности антенн. Все большее применение находят миллиметровые (ММ) волны в технике связи с космическими кораблями. Этому способствует большая проникающая способность их через плазму ударной волны, которая образуется при вхождении корабля в плотные слои атмосферы Земли [2].

Эффективность использования ММДВ определяется, прежде всего, наличием соответствующего комплекса радиоизмерительной аппаратуры. Как показывает анализ, в настоящее время вопрос обеспечения радиоизмерительной аппаратурой этого диапазона находится в начальной стадии своего разрешения. Из всего перечня необходимых приборов отечественной промышленностью серийно выпускаются в основном только измерители коэффициента стоячей волны и ослабления до частоты 78 ГГц. Естественно, что такая ограниченность частотного диапазона и числа измеряемых параметров сдерживает освоение ММДВ.

Отсутствие измерительной аппаратуры в этих диапазонах частот объясняется тем, что большинство существующих методов измерения либо не могут быть практически реализованы на ММДВ вообще, либо имеют низкую точность, обусловленную несовершенством технологии изготовления элементов и узлов сверхвысокочастотного тракта. Улучшение параметров

СВЧ элементов в этом диапазоне волн связано со значительными трудностями, которые граничат с технологическими возможностями современного производства.

Довольно сложной в ММДВ является задача создания широкополосных ответвителей с направленностью более 30 дБ. Погрешность измерения параметров многополюсников, образованная за счет конечной направленности ответвителей рефлектометра в этом диапазоне волн, становится основной и определяет качество измерителя в целом.

Другим препятствием на пути распространения существующих методов измерения в ММДВ является проблема реализации СВЧ узлов с идентичными в широкой полосе частот амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) и фазо-частотными характеристиками (ФЧХ). С уменьшением геометрических размеров СВЧ элементов неидентичность АЧХ и ФЧХ опорного и измерительного каналов значительно возрастает, является одним из основных источников погрешности измерения и накладывает жесткие требования на точность воспроизведения частоты источников зондирующего сигнала. Например, генераторы Г4-141, Г4-142 имеют погрешность установки частоты с цифрового входа управления 1,5 %. В полупроцентной полосе частот АЧХ и ФЧХ опорного и измерительного каналов в ММДВ имеют довольно большую неравномерность, поэтому константы калибровки в случае использования этих генераторов воспроизводятся автоматизированной измерительной системой (АИС) со значительными погрешностями.

Таким образом, проблема повышения точности измерения параметров устройств в ММДВ в настоящее время стоит довольно остро. Совершенно очевидно, что снижение погрешностей измерения в этом диапазоне должно осуществляться не конструкторско-технологическими методами, как это в основном делается сейчас, а с привлечением структурных методов исключения погрешностей. В таком случае появляется возможность снижения требований к качеству изготовления СВЧ узлов, что в свою очередь значительно сокращает затраты на производство АИС в целом.

Предпосылкой для развития структурных методов повышения точности измерения в СВЧ диапазоне служит стремительное развитие средств микроэлектроники на базе которой создаются сравнительно дешевые, надежные в работе, малогабаритные средства аналоговой и цифровой вычислительной техники.

Целью статьи является анализ возможности построения структурной схемы измерителя модуля коэффициента отражения, в котором реализуется автоматическая коррекция погрешности конечной направленности ответвителей.

Известно, что уравнение измерительного преобразователя в общем случае включает в себя кроме измеряемой величины X , выходной величины Y и другие переменные, влияющие величины и параметры элементов [1].

Измерение параметров элементов является функцией влияющей величины, неинформативных параметров сигнала и времени, которые принято называть влияющими факторами. Таким образом, уравнение измерительного преобразователя может быть представлено в виде

$$Y = F(X, b_1, b_2, \dots, b_i), \quad (1)$$

где b_i – влияющий фактор.

Разложим в (1) ряд Тейлора при ограничении линейными членами

$$Y = \frac{\partial F}{\partial X} \Delta X + \sum_{i=1}^n \frac{\partial F}{\partial b_i} \Delta b_i.$$

Условием инвариантности параметра Y к влияющим факторам b_i является равенство

$$\frac{\partial F}{\partial b_i} = 0, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (2)$$

где под инвариантностью понимают достижение полной или частичной независимости координат рассматриваемой системы от действующего на нее возмущения [4].

Как известно, в основе структурных методов лежит принцип двухканальности, впервые сформулированный Б.Н. Петровым [4]. Согласно этому принципу, необходимым признаком физической реализуемости абсолютно инвариантных систем является наличие в структуре системы, по крайней мере, двух каналов передачи влияющего фактора.

Действительно, условие абсолютной инвариантности на основании (2) можно представить в виде

$$K_{bi} = \frac{\partial F}{\partial b_i} = K'_{bi} + K''_{bi} = 0, \quad (3)$$

откуда получим

$$K'_{bi} = -K''_{bi},$$

где K'_{bi} , K''_{bi} – коэффициенты передачи влияющего фактора по двум параллельным каналам от его места приложения до места, где достигается инвариантность.

Таким образом, согласно (3) компенсация того или иного влияющего фактора может быть достигнута реализацией двух каналов, разделенных в пространстве или во времени, или по частоте и обеспечивающих передачу на выход измерительной системы сигнала влияющего фактора. При этом переданные на выход сигналы

$$Y' = K'_{bi} \Delta b_i, \quad Y'' = K''_{bi} \Delta b_i$$

должны быть равны по значению и противоположны по знаку.

Обычно влияющий фактор вызывает появление аддитивной погрешности ΔX , не зависящей по своему абсолютному значению от X , либо мультипликативной погрешности $\Delta X_M = X \gamma_M$, прямопропорциональной X .

Для достижения инвариантности к факторам, вызывающим аддитивную погрешность, применяется дифференциальный метод, предусматривающий суммирование (или вычитание) выходных сигналов двух каналов преобразования, разделенных в пространстве или во времени, и обладающих одинаковой аддитивной погрешностью. Предполагая отсутствие мультипликативных погрешностей, уравнения дифференциального преобразователя можно записать в виде

$$\begin{aligned} Y_1 &= KX + \Delta Y_1, \\ Y_2 &= -KX + \Delta Y_2, \\ Y &= 2KX + \Delta Y_1 - \Delta Y_2, \end{aligned} \quad (4)$$

где K – коэффициент преобразования; $\Delta Y_1, \Delta Y_2$ – аддитивные погрешности.

Если систематические составляющие погрешностей $\Delta Y_1, \Delta Y_2$ одинаковы, то результирующая погрешность содержит только случайную составляющую.

Для достижения инвариантности к факторам, вызывающим мультипликативную погрешность, эффективен логометрический метод (метод измерителя отношений).

При пространственном разделении каналов используются два преобразователя с идентичными параметрами, причем выходной сигнал определяется как

$$Z = \frac{Y_1}{Y_2} = \frac{K_1 X_1}{K_2 X_M} = \frac{K_0(1 + \xi_1)X_1}{K_0(1 + \xi_2)X_M},$$

где ξ_1, ξ_2 – мультипликативные погрешности преобразователей.

Откуда получим

$$Z = \frac{X_1(1 + \xi_1)}{X_M(1 + \xi_2)} \cong \frac{X_1}{X_M}(1 + \xi_1 - \xi_2). \quad (5)$$

Таким образом, остаточная (нескомпенсированная) составляющая погрешности логометрического преобразователя

$$\xi_0 = \xi_1 - \xi_2.$$

При временном разделении каналов используется один преобразователь, однако для обработки сигналов по (5) требуется запоминание на определенное время одного из сигналов Y_1 или Y_2 . В этом случае измерительный цикл удлиняется.

На рисунке 1 показана структурная схема измерителя на основе симметричного двенадцатиполусника, представляющего собой комбинацию

двух направленных ответвителей, совмещенных по одноименным отверстиям связи. Другой особенностью устройства является наличие опорного канала, в котором отсутствует составляющая сигнала, обусловленная конечной направленностью ответвителя НО. Показанное устройство реализует дифференциальный и логометрический методы коррекции.

Сигналы на выходах детекторных секций ответвителя опорной волны и симметричного двенадцатиполосника будут иметь вид соответственно

$$U_{\text{оп}} = KE^2 \frac{1}{c},$$

$$U_{\text{п}} = KE^2 \frac{1}{c} \left\{ 1 + (\Gamma_x)^2/d + \frac{2\Gamma_x}{\sqrt{d}} \cos[\psi_x + 2\alpha L_2] \right\}, \quad (6)$$

$$U_o = KE^2 \frac{1}{c} \left\{ 1/d + (\Gamma_x)^2 + \frac{2\Gamma_x}{\sqrt{d}} \cos[\psi_x + 2\alpha L_2] \right\}, \quad (7)$$

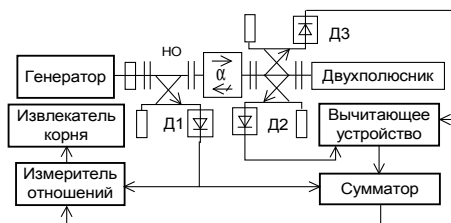


Рисунок 1 – Структурная схема измерителя модуля коэффициента отражения

где $U_{\text{п}}$ – сигнал на выходе детектора ДЗ падающей волны; U_o – сигнал на выходе детектора Д2 отраженной волны; $U_{\text{оп}}$ – сигнал на выходе детектора Д1 опорной волны K – коэффициент преобразования детектора; E – напряженность электрического поля электромагнитной волны на выходном фланце генератора; c – переходное

ослабление ответвителя; d – направленность ответвителя; Γ_x – модуль коэффициента отражения; ψ_x – фаза коэффициента отражения; α – фазовая постоянная; L_2 – расстояние от плоскости подключения исследуемого двухполосника до области связи симметричного двенадцатиполосника.

В соответствии с дифференциальным (4) и логометрическим методами (5) измеритель, показанный на рисунке 1, реализует алгоритм

$$U_{\text{ру}} = K_{\text{ру}} \sqrt{\frac{U_o + U_{\text{оп}} - U_{\text{п}}}{U_{\text{оп}}}} = K_{\text{ру}} \Gamma_x, \quad (8)$$

где $U_{\text{ру}}$ – напряжение на выходе решающего устройства; $K_{\text{ру}}$ – масштабный коэффициент решающего устройства.

Анализ выражения (8) показывает, что при условии идентичности в рабочем диапазоне частот характеристик коэффициента преобразования детектора K , переходного ослабления ответвителей c , направленности ответвителей d косинусные составляющие напряжений (6), (7) взаимно компенсируются и описанное устройство реализует компенсацию погрешности, обу-

словленной конечной направленностью ответвителей. Кроме того, предлагаемый измеритель обеспечивает исключение погрешности за счет временной нестабильности уровня мощности СВЧ генератора.

С учетом сказанного выше можно сделать следующие выводы:

- дальнейшее повышение точности должно идти по пути развития структурных методов коррекции погрешностей;
- основной задачей разработчиков является создание СВЧ узлов, способных формировать корректирующие СВЧ сигналы в соответствии с принципом двухканальности;
- рассмотренная структурная схема измерителя модуля коэффициента отражения на основе симметричного двенадцатиполусника реализует структурный метод коррекции;
- очевидно, что необходимым условием для реализации принципа двухканальности в рассмотренном измерителе является амплитудная и фазовая симметрия каналов симметричного двенадцатиполусника;
- структурные методы коррекции могут найти применение в миллиметровом диапазоне волн, где в соответствии с принципом двухканальности коррекция погрешностей осуществляется путем взаимной компенсации паразитных составляющих измерительного сигнала;
- рассмотренный подход к проблеме повышения точности в миллиметровом диапазоне волн позволяет существенно снизить требования к качеству элементов СВЧ тракта и обеспечивает работу измерителя в реальном масштабе времени.

Библиографический список

1. Мельник Ю.А. Радиолокационные методы исследования земли /Ю.А. Мельник, С.Г. Зубкович, В.Д. Степаненко; Под ред. Ю.А. Мельника. — М.: Наука, 1980. — 358с.
2. Борзов А.Б. Радиолокационные системы: Научно-технические достижения и проблемы развития техники миллиметрового диапазона радиоволн/А.Б. Борзов, Р.П. Быстров, В.Г. Дмитриев // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. — 2001. — №4. — С. 18 – 80.
3. Петров Б.Н. Принцип инвариантности в измерительной технике/ Б.Н. Петров, В.А. Викторов, Б.В. Лункин. — М.: Наука, 1976. — 243с.
4. Mainke M.-M, Rohling H. Combination of LFMCW and FSK modulation principles for automotive Radar System/ M.M. Mainke, H. Rohling // German Radar Symposium GRS2000, Berlin, 11 – 12 Mai, 2000y. — Berlin, 2000. — P, 148 – 158.

Поступила в редакцию 13.02.2006 г.