УДК 621.002.56

О. В. ПИЛИПЕНКО, Н. Б. ГОРЕВ, А. В. ДОРОНИН, П. И. ЗАБОЛОТНЫЙ, И. Ф. КОДЖЕСПИРОВА

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ С ПОМОЩЬЮ ЗОНДОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Измерения комплексного коэффициента отражения широко применяются для контроля различных параметров материалов. Целью данной статьи является разработка метода измерения комплексного коэффициента отражения с использованием электрических зондов. Для случая трех зондов, установленных на произвольном расстоянии друг от друга, получено биквадратное уравнение, связывающее модуль комплексного коэффициента отражения с токами полупроводниковых детекторов, соединенных с зондами. Показано, что в силу того, что модуль коэффициента отражения не превышает единицу, он однозначно определяется из этого уравнения как его меньший положительный корень. Фаза комплексного коэффициента отражения определяется из двух квадратурных сигналов, которые легко находятся из токов полупроводниковых детекторов при известном модуле коэффициента отражения. Для проведения измерений комплексного коэффициента отражения в диапазоне частот межзондовое расстояние удобно выбрать равным одной восьмой длины волны электромагнитного излучения в волноводе при максимальной частоте. Предложенный метод позволяет исключить амплитуду напряженности электрического поля падающей электромагнитной волны, что дает возможность значительно смягчить требования к стабильности выходной мощности генератора. Отличительной особенностью предложенного метода является простота его аппаратной реализации, что открывает путь к разработке нового класса измерителей комплексного коэффициента отражения.

Вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття широко використовуються для контролю різноманітних параметрів матеріалів. Метою цієї статті є розробка методу вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття з використанням електричних зондів. Для випадку трьох зондів, розташованих на довільній відстані один від одного, одержано біквадратне рівняння, що пов’язує модуль комплексного коефіцієнта відбиття зі струмами напівпровідникових детекторів, з’єднаних із зондами. Показано, що в силу того, що модуль комплексного коефіцієнта відбиття не перевищує одиниці, він однозначно визначається з цього рівняння як його менший додатний корінь. Фаза комплексного коефіцієнта відбиття визначається з двох квадратурних сигналів, які легко знаходяться зі струмів напівпровідникових детекторів при відомому модулі коефіцієнта відбиття. Для проведення вимірювань комплексного коефіцієнта відбиття в діапазоні частот міжзондову відстань зручно обрати рівною одній восьмій довжини хвилі електромагнітного випромінювання в хвилеводі при максимальній частоті. Запропонований метод дозволяє виключити амплітуду напруженості електричного поля падаючої електромагнітної хвилі, що дає змогу значно пом’якшити вимоги щодо стабільності вихідної потужності генератора. Відмітною особливістю запропонованого методу є простота його апаратної реалізації, що відкриває шлях до розробки нового класу вимірювачів комплексного коефіцієнта відбиття.

Complex reflection coefficient measurements are widely used in materials characterization. The aim of this paper is to develop a method for complex reflection coefficient measurement using electrical probes. For the case of three probes placed an arbitrary distance apart, a biquadratic equation that relates the complex reflection coefficient magnitude to the currents of the semiconductor detectors connected to the probes is derived. Due to the fact that the complex reflection coefficient magnitude is no greater than unity, it is unambiguously determined from that equation as its smaller positive root. The complex reflection coefficient phase is determined from two quadrature signals, which are easy to find from the semiconductor detector currents once the complex reflection coefficient magnitude is known. To measure the complex reflection coefficient over a frequency range, it is convenient that the interprobe distance be equal to one eighth of the guided operating wavelength at the maximum frequency. The proposed method allows one to eliminate the incident wave electric field amplitude, this making it possible to greatly alleviate the requirements for oscillator output power stability. A distinctive feature of the proposed method is the simplicity of its hardware implementation, which opens up the way to the development of a new class of vector reflectometers.

Ключевые слова: *комплексный коэффициент отражения, электрический зонд, полупроводниковый детектор, выходная мощность генератора, межзондовое расстояние.*

Для контроля параметров материалов, в частности процентного содержания смесей, широко применяются измерения диэлектрической проницаемости. Одним из методов определения диэлектрической проницаемости является измерение комплексного коэффициента отражения. Традиционный метод измерения комплексного коэффициента отражения основан на использовании согласованной конструкции двенадцатиполюсного измерительного преобразователя [1]. Основные проблемы метода – оптимизация структуры и характеристик преобразователя, а также разработка способов и средств его калибровки [2]. Константы, необходимые для определения комплексного коэффициента отражения, находятся по результатам предварительной калибровки измерителя с использованием не менее четырех эталонов комплексного коэффициента отражения. Кроме того, технология изготовления согласованных измерителей, например в волноводном исполнении [3], сложна. Совершенствование компьютерной техники позволило сформулировать подход, согласно которому находят применение двухполюсные и четырехполюсные эталоны с параметрами, полученными расчетным путем. В работе [4] предложен векторный рефлектометр для измерения комплексного коэффициента отражения с измерительным преобразователем на основе крестообразного *E*-плоскостного волноводного делителя, схематический вид которого показан на рис. 1, где 1 – крестообразный *E*-плоскостной делитель с плечами 2, 3, 4, 5; 6 – генератор; 7 – вентиль; 8, 15 – направленные ответвители; 9 – исследуемая нагрузка; 10, 11, 14 – детекторы; 12, 13 – согласованные измерители мощности; 16 – измерительный преобразователь.

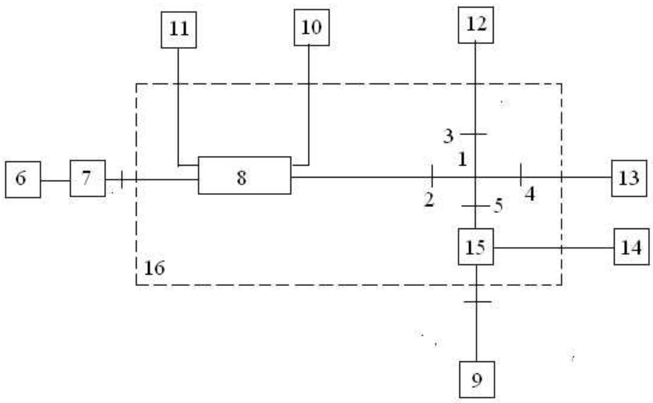

Рис. 1

Особенностью *E*-плоскостного волноводного креста является возможность расчета матрицы рассеяния строгими электродинамическими методами. Элементы матрицы рассеяния имеют весьма плавную зависимость от частоты во всей рабочей полосе. Как показано в работе [5], обработка результатов измерений на основе принципа голографии с тремя опорными сигналами [6] позволяет заменить решение системы квадратных уравнений на решение системы линейных уравнений с использованием аппарата регуляризации Тихонова [7].

В работе [8] предложен измеритель комплексного коэффициента отражения, построенный на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя, схематический вид которого приведен на рис. 2, где 1 – сверхвысокочастотный генератор; 2 – двунаправленный ответвитель; 3, 4 – согласованные нагрузки; 5, 6 – детекторные головки; 7, 8 – отрезки волновода прямоугольного сечения; 9 – исследуемый образец. Преимуществом предлагаемого измерителя, по сравнению с рассмотренным выше измерителем на основе крестообразного *E*-плоскостного волноводного делителя, является меньшее количество детекторов – всего два, однако, как видно из рис. 2, его конструкция остается довольно сложной и для определения фазы комплексного коэффициента отражения требуется проводить измерения на двух близких частотах.

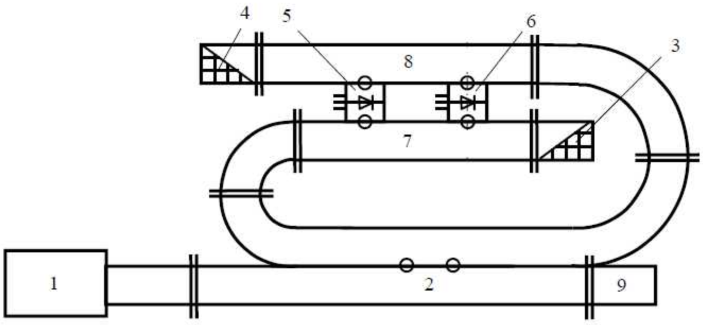

Рис. 2

С другой стороны, задача определения коэффициента отражения возникает также при измерении относительного перемещения объекта интерференционным методом с использованием электрических зондов. Так, в работе [9] предложена методика измерения относительного перемещения объекта с помощью зондов, установленных в волноводной секции на расстоянии одной восьмой длины волны зондирующего электромагнитного излучения друг от друга. В этой методике перемещение определяется по двум квадратурным сигналам, которые находятся из токов полупроводниковых детекторов, соединенных с зондами. В выражения, связывающие квадратурные сигналы с токами полупроводниковых детекторов, входит модуль неизвестного комплексного коэффициента отражения объекта, который также определяется по токам полупроводниковых детекторов. При известном расстоянии между объектом и зондами из квадратурных сигналов может легко быть найдена и фаза комплексного коэффициента отражения объекта. Аппаратная реализация подхода, лежащего в основе зондовой методики, значительно проще аппаратной реализации методов измерения комплексного коэффициента отражения на основе крестообразного *E*-плоскостного волноводного делителя и на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя. Однако эта методика позволяет проводить измерения только на одной частоте, а именно на той, при которой межзондовое расстояние равно одной восьмой длины волны зондирующего электромагнитного излучения в волноводе. Поэтому для обеспечения возможности измерения частотной зависимости комплексного коэффициента отражения в диапазоне частот лежащий в основе этой методики подход должен быть обобщен на случай произвольного межзондового расстояния.

Целью данной статьи является разработка метода измерения комплексного коэффициента отражения с использованием электрических зондов.

Рассмотрим три зонда 1, 2, 3, соединенных с полупроводниковыми детекторами с квадратичной вольт-амперной характеристикой. Зонды расположены в волноводной секции между генератором электромагнитного излучения и образцом, коэффициент отражения которого измеряется, на расстоянии *l* друг от друга, причем ближе к образцу расположен зонд 3. Схема измерения приведена на рис. 3. Как видно из сравнения с рис. 1 и рис. 2, с точки зрения аппаратной реализации зондовые измерения комплексного коэффициента отражения значительно проще методов, предложенных в работах [4] и [8].

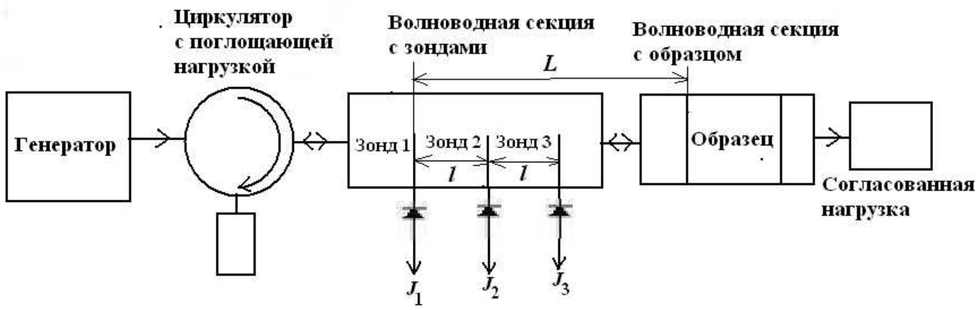

Рис. 3

Токи детекторов J_1, J_2, J_3 следующим образом выражаются через модуль r и фазу ϕ комплексного коэффициента отражения образца

$$J_1 = k_1 E^2_{\text{пад}}\left(1 + r^2 + 2r\cos\psi\right), \tag{1}$$

$$J_2 = k_2 E^2_{\text{пад}}[1 + r^2 + 2r\cos(\psi - \alpha)] = k_2 E^2_{\text{пад}}[1 + r^2 + \\ + 2r\cos\psi\cos\alpha + 2r\sin\psi\sin\alpha], \tag{2}$$

$$J_3 = k_3 E^2_{\text{пад}}[1 + r^2 + 2r\cos(\psi - \beta)] = k_3 E^2_{\text{пад}}[1 + r^2 + \\ + 2r\cos\psi\cos\beta + 2r\sin\psi\sin\beta], \tag{3}$$

$$\psi = \frac{4\pi L}{\lambda_{g\gamma}} + \phi, \qquad \alpha = \frac{4\pi l}{\lambda_g}, \quad \beta = \frac{8\pi l}{\lambda_g}, \tag{4}$$

где $E_{\text{пад}}$ – модуль амплитуды напряженности электрического поля падающей электромагнитной волны; k_1, k_2, k_3 – коэффициент пропорциональности между квадратом модуля амплитуды напряженности электрического поля и током детектора для детекторов 1, 2, 3 соответственно; L – расстояние между образцом и зондом 1; $\lambda_{g\gamma}$ – длина волны зондирующего электромагнитного излучения в волноводе.

Задача заключается в том, чтобы найти модуль r и фазу ϕ комплексного коэффициента отражения по измеренным токам детекторов.

Соотношения (1) – (3) можно рассматривать как систему трех уравнений с четырьмя неизвестными: r. $\sin\psi$, $\cos\psi$, $E^2_{\text{пад}}$. Для того чтобы число уравнений соответствовало числу неизвестных, эту систему следует дополнить основным тригонометрическим тождеством

$$\sin^2\psi + \cos^2\psi = 1. \tag{5}$$

Вначале получим уравнение для определения r. Разделив (2) и (3) на (1), получим

$$\frac{1+r^2+2r\cos\psi\cos\alpha+2r\sin\psi\sin\alpha}{1+r^2+2r\cos\psi}=\frac{k_1J_2}{k_2J_1}\equiv a\,,$$

$$\frac{1+r^2+2r\cos\psi\cos\beta+2r\sin\psi\sin\beta}{1+r^2+2r\cos\psi}=\frac{k_1J_3}{k_3J_1}\equiv b\,,$$

откуда

$$\cos\psi(\cos\alpha-a)+\sin\psi\sin\alpha=\frac{(a-1)(1+r^2)}{2r}, \tag{6}$$

$$\cos\psi(\cos\beta-b)+\sin\psi\sin\beta=\frac{(b-1)(1+r^2)}{2r}. \tag{7}$$

Соотношения (6) и (7) можно рассматривать как систему двух уравнений с двумя неизвестными $\sin\psi$ и $\cos\psi$. Решение этой системы имеет вид

$$\sin\psi=\frac{(1+r^2)}{2r}\frac{(b-1)(\cos\alpha-a)-(a-1)(\cos\beta-b)}{(\cos\alpha-a)\sin\beta-(\cos\beta-b)\sin\alpha}\equiv\frac{(1+r^2)A}{2r}, \tag{8}$$

$$\cos\psi=\frac{(1+r^2)}{2r}\frac{(a-1)\sin\beta-(b-1)\sin\alpha}{(\cos\alpha-a)\sin\beta-(\cos\beta-b)\sin\alpha}\equiv\frac{(1+r^2)}{2r}B\,. \tag{9}$$

Подставив (8) и (9) в (5), получим

$$4r^2=(1+2r^2+r^4)(A^2+B^2). \tag{10}$$

Из (10) следует, что квадрат модуля комплексного коэффициента отражения $t=r^2$ удовлетворяет следующему квадратному уравнению

$$t^2+\left(2-\frac{4}{A^2+B^2}\right)t+1=0\,. \tag{11}$$

Так как свободный член этого уравнения положителен, а коэффициент при t отрицателен (последнее следует из положительности t и t^2+1), то корни этого уравнения положительны. Так как коэффициент при t^2 и свободный член равны единице, то один корень этого уравнения больше единицы, а другой – меньше. Это позволяет однозначно определить из этого уравнения квадрат модуля комплексного коэффициента отражения r^2 как меньший корень этого уравнения, так как r, а следовательно, и r^2 не может быть больше единицы.

Таким образом, из (11) имеем

$$r=\sqrt{\frac{2}{A^2+B^2}-1-\sqrt{\left(\frac{2}{A^2+B^2}-1\right)^2-1}}\,.$$

При известном модуле коэффициента отражения r содержащие информацию о фазе коэффициента отражения $\sin\psi$ и $\cos\psi$ находятся из (8) и (9).

При известных $\sin\psi$ и $\cos\psi$ аргумент этих функций $\psi = \frac{4\pi L}{\lambda_g} + \phi$ можно найти следующим образом

$$\psi = \varphi + 2\pi n,$$

$$\varphi = \begin{cases} \mathrm{arctg}\,\dfrac{\sin\psi}{\cos\psi}, & \sin\psi \ge 0,\ \cos\psi \ge 0, \\ \mathrm{arctg}\,\dfrac{\sin\psi}{\cos\psi} + \pi, & \cos\psi < 0\ , \\ \mathrm{arctg}\,\dfrac{\sin\psi}{\cos\psi} + 2\pi, & \sin\psi < 0,\ \cos\psi \ge 0, \end{cases}$$

где φ – неразвернутая фаза; n – целое число.

Отсюда получается следующее выражение для искомой фазы ϕ комплексного коэффициента отражения

$$\phi = \varphi - \frac{4\pi L}{\lambda_g} + 2\pi n. \tag{12}$$

Входящее в (12) целое число n выбирается из условия, чтобы фаза ϕ лежала в интервале от нуля до 2π.

В настоящее время общепринятым значением межзондового расстояния является $l = \lambda_g / 8$. При увеличении отношения l/λ_g до 1/4 уравнение (3) переходит в уравнение (1), т. е. количество уравнений в системе (1) – (3), (5) становится меньше количества неизвестных. Поэтому при проведении измерений комплексного коэффициента отражения в диапазоне частот межзондовое расстояние l удобно выбрать равным одной восьмой минимальной длины волны в волноводе $\lambda_{g\,\min}$, т. е. равным одной восьмой длины волны, соответствующей максимальной частоте, поскольку при этом во всем диапазоне частот будет выполняться условие $l/\lambda_g \le 1/8$.

При проведении измерений в миллиметровом диапазоне длин волн обеспечение межзондового расстояния, равного $\lambda_{g\,\min}/8$, является достаточно сложной задачей. Однако при этом можно поступить по-другому, а именно, с помощью предварительных измерений с использованием короткозамыкающего поршня с микрометрическим винтом определить фактическое межзондовое расстояние [10]. Пусть расстояние l_{12} между зондами 1 и 2 установлено с некоторой погрешностью, т. е. $l_{12} = \frac{\lambda_{g\,\min}}{8}(1+\gamma)$. В этом случае при проведении измерений с короткозамыкающим поршнем ($r = 1$, $\phi = \pi$) уравнения (1) и (2) принимают вид

$$J_{rel1} = 2(1 + \cos\psi), \tag{13}$$

$$J_{rel2} = 2[1 + \sin(\psi - \pi\gamma/2)], \tag{14}$$

где введены следующие обозначения

$$J_{rel1} = \frac{J_1}{k_1 E_{\text{пад}}^2}, \qquad J_{rel2} = \frac{J_2}{k_2 E_{\text{пад}}^2}$$

(величины в знаменателях этих формул представляют собой токи соответствующих детекторов в режиме согласованной нагрузки).

Формулу для J_{rel2} можно переписать как

$$J_{rel2} = 2[1 + \sin\psi \cos(\pi\gamma/2) - \cos\psi \sin(\pi\gamma/2)],$$

откуда

$$\sin(\pi\gamma/2) = \frac{1 + \sin\psi\cos(\pi\gamma/2) - J_{rel2}/2}{\cos\psi}. \tag{15}$$

Пусть $x_{\min}$ и $x_{\max}$ – положения короткозамыкающего поршня, в которых ток J_{rel1} достигает минимума и максимума соответственно. Очевидно, что в этих положениях поршня

$$\cos\psi(x_{\min}) = -1, \cos\psi(x_{\max}) = 1, \sin\psi(x_{\min,\ \max}) = 0. \tag{16}$$

Из (15) с учетом (16) имеем

$$\sin(\pi\gamma/2) = \frac{J_{rel2}(x_{\min}) - 2}{2}, \tag{17}$$

$$\sin(\pi\gamma/2) = \frac{2 - J_{rel2}(x_{\max})}{2}. \tag{18}$$

При разумном предположении, что $|\gamma| \le 1$, т. е. погрешность установки не превышает заданного межзондового расстояния, величина γ определяется из (17) и (18) однозначно.

В качестве примера на рис. 4 приведены рассчитанные зависимости нормированных токов J_{rel1}, J_{rel2} от координаты x короткозамыкающего поршня для $\lambda_g = 3$ см и $\gamma = 0{,}2$. Расчет проводился по формулам (4), (13), (14) с добавлением моделирующей шум случайной компоненты, равномерно распределенной на промежутке от –0,25 до 0,25. Вертикальные линии $x_{\min 1}$, $x_{\min 2}$ соответствуют минимумам тока J_{rel1}, а вертикальная линия $x_{\max 1}$ – максимуму этого тока (координаты этих экстремумов определялись как полусумма координат слева и справа от экстремума, соответствующих одинаковому значению тока J_{rel1}). В этих точках ток J_{rel2} имеет следующие значения: $J_{rel2}(x_{\min 1}) = 2{,}60$; $J_{rel2}(x_{\min 2}) = 2{,}76$; $J_{rel2}(x_{\max 1}) = 1{,}56$. Соответствующие им значения $\sin(\pi\gamma/2)$, найденные по формулам (17) и (18), равны 0,30; 0,38; 0,22. Их среднее значение равно 0,30, в то время как истинное значение $\sin(\pi\gamma/2)$ для $\gamma = 0{,}2$ равно 0,31.

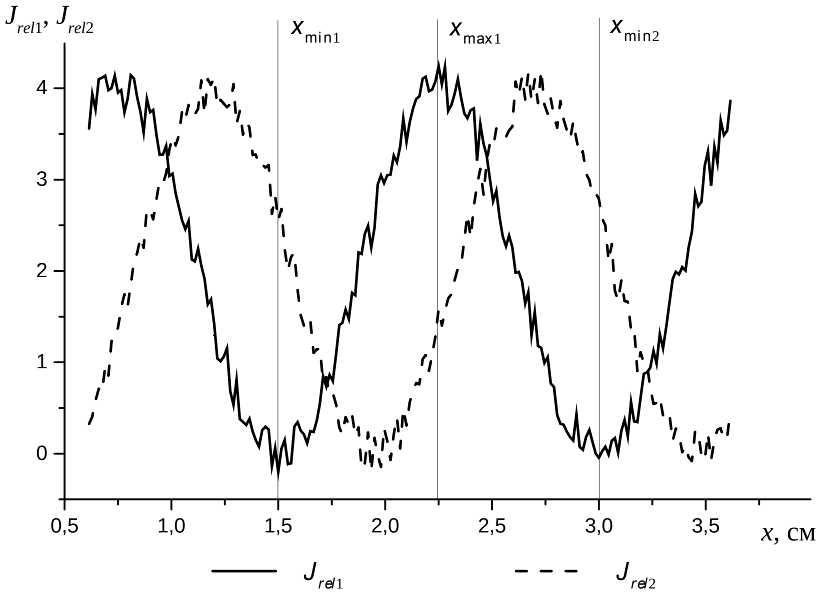

Рис. 4

Точно так же определяется и фактическое расстояние l_{23} между зондами 2 и 3. При известных расстояниях l_{12} и l_{23} входящие в (2) и (3) углы α и β даются выражениями

$$\alpha = \frac{4\pi l_{12}}{\lambda_g}, \quad \beta = \frac{4\pi\left(l_{12} + l_{23}\right)}{\lambda_g}.$$

Следует отметить, что в полученные выше выражения для модуля и фазы комплексного коэффициента отражения не входит квадрат модуля амплитуды напряженности электрического поля падающей электромагнитной волны $E^2_{\text{пад}}$. Следовательно, при проведении измерений амплитуда напряженности электрического поля падающей электромагнитной волны не обязательно должна поддерживаться строго постоянной, что смягчает требования к генератору зондирующего электромагнитного излучения в части стабильности мощности.

Таким образом, предложен метод измерения комплексного коэффициента отражения в диапазоне частот с использованием трех зондов, аппаратная реализация которого значительно проще аппаратной реализации известных методов, что открывает путь к разработке нового класса измерителей комплексного коэффициента отражения.

1. *Энген Г. Ф.* Успехи в области СВЧ-измерений / *Г. Ф. Энген* // Труды Института инженеров по электротехнике и электронике. – 1978. – Т. 66, № 4. – С. 8 – 20.
2. Опыт разработки ААЦ с двенадцатиполюсными рефлектометрами / *А. А. Кабанов, С. М. Никулин, В. В. Петров, А. Н. Салов* // Измерительная техника. – 1985. – № 10. – С. 38 – 40.
3. *Cronson H. M.* A 94-GHz diode-based single six-port reflectometer / *H. M. Cronson, R. A. Fong-Tom* // IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology. – 1982. – V. MTT-30, No 8. – P. 1260 – 1264.
4. *Барташевский Е. Л.* Векторный СВЧ-рефлектометр на основе четырехплечего делителя мощности / *Е. Л. Барташевский, В. А. Карлов* // Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ. – 1989. – № 1. – С. 38 – 44.

5. Векторный измеритель коэффициента отражения в 6-мм диапазоне длин волн / *О. О. Дробахин*, *Н. Б. Горев*, *В. А. Карлов*, *И. Ф. Коджеспирова*, *Е. Н. Привалов* // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии : 13-я международная Крымская конференция, сентябрь, 2003 г., Севастополь : сб. материалов. – Севастополь : Вебер, 2003. – С. 664 – 665.
6. *Bates R. H. T.* Image Restoration and Reconstruction / *R. H. T. Bates*, *M. J. McDonnel*. – Oxford : Clarendon Press, 1986. – 288 p.
7. *Tikhonov A. N.* Solution of Ill-Posed Problems / *A. N. Tikhonov*, *V. Y. Arsenin*. – New York : Winston-Wiley, 1977. – 258 p.
8. *Афонин Ф. И.* Измеритель комплексного коэффициента отражения на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя / *Ф. И. Афонин, Г. В. Боков, И. В. Лащенко* // Збірник наукових праць Академії військово-морських сил імені П. С. Нахімова. – 2011. – № 3. – С. 52 – 58.
9. Двухзондовая реализация интерференционного метода измерения параметров движения механических объектов / *О. В. Пилипенко*, *Н. Б. Горев*, *А. В. Доронин*, *И. Ф. Коджеспирова*, *Е. Н. Привалов* // Техническая механика. – 2013. – № 4. – С. 112 – 122.
10. Displacement measurement using a two-probe implementation of microwave interferometry / *A. V. Doronin*, *N. B. Gorev*, *I. F. Kodzhespirova*, *E. N. Privalov* // Progress in Electromagnetics Research C. – 2012. – V. 32. – P. 245 – 258.

Институт технической механики Национальной
академии наук Украины и Государственного
космического агентства Украины,
Днепропетровск

Получено 06.10.2015,
в окончательном варианте 08.10.2015