

## ОБРАБОТКА ЗАВИСИМОСТЕЙ «ЧАСТОТА-СИГНАЛ» ПРИ ИЗМЕРЕНИИ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ В ВОЛНОВОДЕ

*Пономаренко В.И., Попов В.В., Руденко В.В.*

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Измерения диэлектрической и магнитной проницаемостей материалов являются необходимым этапом при создании новых элементов и устройств техники сверхвысоких частот (СВЧ), например, радиопоглощающих структур [1]. Такие измерения находят применение и в промышленности, например, при анализе состава углеводородов [2]. Наряду с резонаторными методами, основывающимися на теории возмущений резонатора малыми включениями – образцами исследуемых материалов, применяются волноводные методы, в которых материальные константы образца определяются на основе измерения комплексного коэффициента отражения (КО) в волноводе [3, 4].

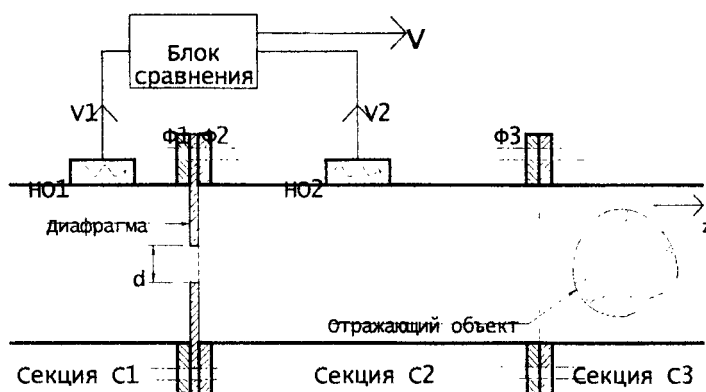


Рис. 1. Схема установки для измерения коэффициента отражения.

В [5] предложен метод измерения КО в волноводе, который реализован на установке, изображенной на Рис. 1.

Установка включает в себя два волновода С1, С2 и волноводную секцию С3, которая является держателем отражающего объекта. Секции С1, С2 снабжены направленными ответвителями НО1, НО2. В качестве секций С1, С2 используются прямоугольные волноводные секции, входящие в состав панорамного измерителя КСВн и ослабления типа Р2. Секции С1 и С2 разделены объектом с известной матрицей рассеяния в виде симметричной индуктивной диафрагмы, которая расположена между фланцами Ф1, Ф2. Направленный ответвитель НО1 генерирует электрическое напряжение ("сигнал")  $V_1$ ,

## ОБРАБОТКА ЗАВИСИМОСТЕЙ "ЧАСТОТА-СИГНАЛ" ПРИ ИЗМЕРЕНИИ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ В ВОЛНОВОДЕ

---

пропорциональное мощности волны, которая распространяется в секции С1 от генератора качающейся частоты в положительном направлении оси Z. Направленный ответвитель НО2 генерирует сигнал V2, пропорциональный мощности волны, которая распространяется в секции С2 в положительном направлении оси Z. Сигналы от направленных ответвителей обрабатываются блоком сравнения, который генерирует сигнал V, пропорциональный отношению V2/V1. В качестве блока сравнения используется соответствующий блок, являющийся частью панорамного измерителя.

В результате наложения волн основного типа  $H_{10}$ , распространяющихся в положительном и отрицательном направлениях оси Z в волноводной области, заключенной между диафрагмой и отражающим объектом, эта область обладает резонансными свойствами, а именно – при определенных значениях  $f_n$ ,  $n=1, 2, \dots, N$  частоты генератора  $f$  имеют место максимумы сигнала V. Число резонансных частот N внутри частотного интервала  $(f_{min}, f_{max})$ , в котором проводятся измерения, зависит от расстояния между диафрагмой и отражающим объектом. Значения резонансных частот  $\{f_n\}$ , а также значения  $\{d_n\}$  ширины резонансных пиков при заданном уровне ослабления сигнала в Q раз, зависят от модуля и фазы КО отражающего объекта. По совокупностям величин  $\{f_n\}$ ,  $\{d_n\}$ , соответствующих измерениям с отражающим объектом, а также по значениям аналогичных величин, но измеренных при наличии короткозамыкателя на фланце Ф3 секции С2, восстанавливаются значения КО в диапазоне частот  $(f_{min}, f_{max})$ .

Непосредственному измерению подлежит зависимость  $V_A(f_A)$ , где  $V_A$  – какое-либо взаимнооднозначное численное представление сигнала V,  $f_A$  – аналог частоты, являющийся взаимнооднозначным представлением вырабатываемого генератором электрического напряжения, связанного с частотой колебаний  $f$  некоторой функциональной зависимостью. Зависимость  $V_A(f_A)$  содержит в себе информацию об аналоговых резонансных частотах и значениях аналоговой ширины резонансных пиков. Переход от аналоговых значений к реальному частотному масштабу производится путем соответствующей калибровки. Далее аналоговые значения резонансных частот и ширины пиков обозначаются теми же символами, что и реальные величины  $f_n, d_n$ .

Целью настоящей работы явилось создание технических и программных средств для обработки зависимости  $V_A(f_A)$ . Обработка включает в себя цифровое представление величин  $f_A$  и  $V_A$  и их параллельную передачу в компьютер через соответствующее устройство сопряжения, а также определение с учетом влияния экспериментальных погрешностей совокупностей величин  $\{f_n\}$ ,  $\{d_n\}$ .

### СОПРЯЖЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ С КОМПЬЮТЕРОМ

Устройство сопряжения, схематически изображенное на Рис. 2, выполнено на основе микросхемы ADS7862 (фирма Burr-Brown), являющейся двухканальным 12-ти разрядным аналого-цифровым преобразователем (АЦП) с внешним генератором тактовой частоты, который собран на логических элементах «HE». Частота генератора составляет  $6 \pm 2$  МГц.

На один из входов INPUT A, INPUT B поступает сигнал  $f_A$ . Соответственно, на второй вход поступает сигнал  $V_A$ . Выходная шина данных DATA OUTPUT и шина управления CONTROL INPUT подключаются к порту параллельному порту.

На одном из входов установлен RC-фильтр первого порядка, отсеивающий высокочастотные помехи в сигнале аналога частоты. Такие помехи возникают вследствие кратковременных пульсаций выходных напряжений измерителя КСВн и ослабления, нормальной нагрузкой которого является достаточно инерционный прибор – самописец, демпфирующий пульсации. Что касается второго входа, то, как обнаружено экспериментально, RC – фильтр для него не обязателен, более того, фильтр может существенно исказить форму сигнала.

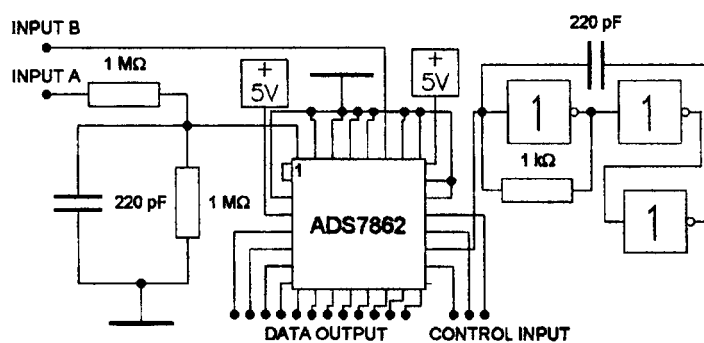


Рис. 2. Принципиальная схема устройства сопряжения.

После сигнала начала преобразования, поступающего от компьютера по шине управления, АЦП одновременно преобразовывает в числа оба аналоговых сигнала  $f_A$ ,  $V_A$ . Результаты преобразования сохраняются во внутренних регистрах АЦП до получения от компьютера сигнала чтения, после которого АЦП выставляет на шину данных цифровой код первого, а затем второго каналов.

Описанный алгоритм работы АЦП, а также формирование снимаемых данных в виде компьютерного файла, обеспечиваются драйвером устройства сопряжения, написанным на языке Borland Pascal 7. Временные диаграммы управляющих импульсов приведены в документации на микросхему ADS7862 [6].

На Рис. 3 приведена экспериментальная зависимость  $V_A(f_A)$ , которая построена по 10000 пар точек, принадлежащих реальному диапазону частот 9000 – 10000 МГц. Негладкий характер кривой обусловлен влиянием случайных факторов, в частности, нестабильностью генератора.

Для уменьшения случайной ошибки и числа ложных пиков целесообразно применять следующую методику формирования зависимости  $V_A(f_A)$ : по результатам  $N=5$  измерений, проведенных с выборкой 1 мс при времени развертки генератора 10 с, производится усреднение, при котором суммируются и усредняются все значения сигнала, соответствующие одинаковым значениям аналога частоты. Таким образом, для 12-ти разрядного АЦП может быть получено приблизительно 4000 градаций частоты. Фрагмент полученной методом усреднения экспериментальной зависимости  $V_A(f_A)$  приведен на Рис. 4.

**ОБРАБОТКА ЗАВИСИМОСТЕЙ "ЧАСТОТА-СИГНАЛ" ПРИ ИЗМЕРЕНИИ  
КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ В ВОЛНОВОДЕ**

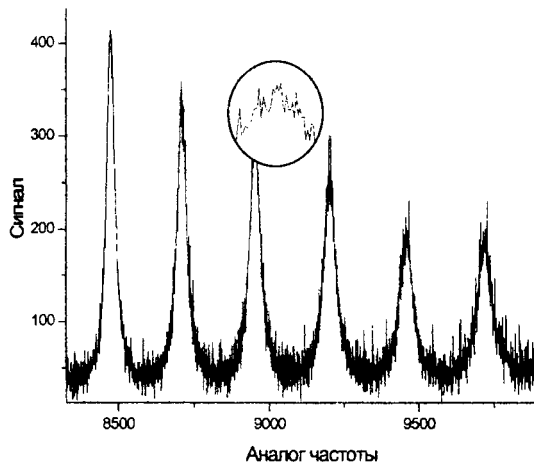


Рис. 3. Экспериментальная зависимость «аналог частоты – сигнал».

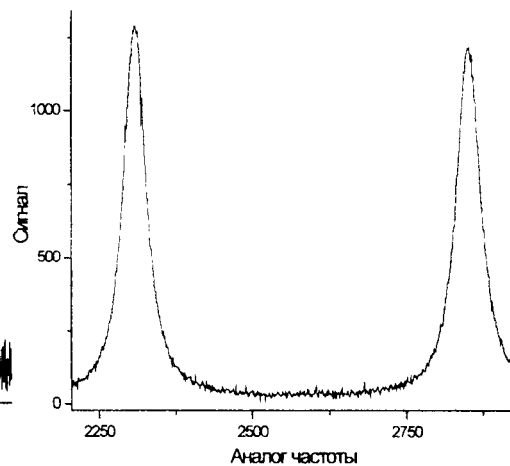


Рис. 4. Фрагмент экспериментального файла данных после усреднения.

**РАСЧЕТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ИЗМЕРЕНИЙ**

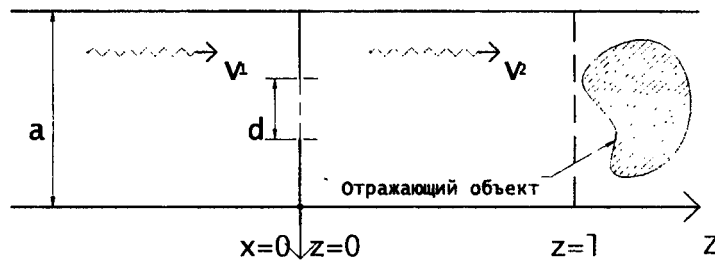


Рис. 5. К решению задачи дифракции.

Для расчетного моделирования зависимостей  $V_A(f_A)$  была решена задача дифракции в волноводе с широкой стенкой  $a$ , содержащем симметричную индуктивную диафрагму с окном шириной  $d$  и отражающий объект, Рис. 5.

В области  $z < 0$  распространяется в положительном направлении оси  $Z$  волна  $V_1$  типа  $H_{10}$ . Комплексный коэффициент отражения (КО) от объекта по электрическому полю для основной моды равен  $R_0$  в плоскости  $z=l$ . Предполагается, что расстояние от диафрагмы до объекта достаточно велико, так что вблизи диафрагмы можно пренебречь полями высших мод, распространяющихся от объекта к диафрагме. Необходимо вычислить модуль  $\Psi(\omega)$  квадрата отношения амплитуды волны  $V_2$  типа  $H_{10}$ , распространяющейся в области  $z > 0$  в положительном направлении оси  $Z$ , к амплитуде волны  $V_1$ , где  $\omega$  – циклическая частота. Временной множитель выбран в виде  $\exp(-i\omega t)$ .

Обозначим через  $k$  постоянную распространения основной моды:

$$k = \left( k_0^2 - \frac{\pi^2}{a^2} \right)^{1/2}, \quad k_0 = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda_0}, \quad (1)$$

где  $c$  – скорость света. В [1] для случая бесконечного волновода без нагрузки получено для коэффициента отражения  $R$  и коэффициента прохождения  $T$  волны основного типа в плоскости  $z=0$ :

$$R = \frac{iB}{2-iB}, \quad T = \frac{2B}{2-iB}. \quad (2)$$

Величина  $B$  с точностью до членов порядка  $\delta_7$ , где  $\delta_m = 1 - \left( 1 - \frac{k_0^2 a^2}{m^2 \pi^2} \right)^{1/2}$  имеет вид:

$$B = \frac{-\lambda_g}{a} \left\{ \frac{1}{s^2} - 1 - \frac{(1-s^2)^2}{1-\delta_3 s^6} \left[ 3\delta_3 + 5\delta_5 \frac{[2s^2 - 1 + \delta_3 s^6 (s^2 - 2)]^2}{(1-\delta_3 s^6)(1-\delta_5 s^{10}) - 15s^6(1-s^2)^2 \delta_5} \right] \right\} \quad (3)$$

Ввиду симметрии диафрагмы относительно плоскости  $z=0$  ее матрица рассеяния имеет вид:

$$S = \begin{vmatrix} R & T \\ T & R \end{vmatrix}. \quad (4)$$

Представим  $Y$ -компоненту электрического поля основной моды в областях 1, 2 в виде суперпозиции волн, распространяющихся в положительном и отрицательном направлениях оси  $Z$ :

$$E_y = \begin{cases} (c_1^+ e^{ikz} + c_1^- e^{-ikz}) \sin \frac{\pi x}{l}, \\ (c_2^+ e^{ikz} + c_2^- e^{-ikz}) \sin \frac{\pi x}{l}. \end{cases} \quad (5)$$

Используя связь  $c^- = S c^+$  между векторами  $c^+ = (c_1^+, c_2^+)$ ,  $c^- = (c_1^-, c_2^-)$ , а также учитывая соотношение

$$c_2^- = R_0 e^{2ikl} c_2^+, \quad (6)$$

получим:

$$\frac{c_2^+}{c_1^+} = \frac{T}{1 - R R_0 e^{2ikl}}. \quad (7)$$

Формула (7) получена в предположении идеальности стенок волновода, то есть без учета потерь в них электромагнитной энергии. Потери можно учесть, вводя множитель вида  $\exp(-\gamma z)$  для компонент поля волны, распространяющейся в положительном

## ОБРАБОТКА ЗАВИСИМОСТЕЙ "ЧАСТОТА-СИГНАЛ" ПРИ ИЗМЕРЕНИИ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ В ВОЛНОВОДЕ

направлении оси  $Z$ , и множитель вида  $\exp(\gamma z)$  для волн, распространяющихся в отрицательном направлении оси  $Z$ . Показатель потерь  $\gamma$ , представляющий собой мнимую часть постоянной распространения основной моды, может быть оценен по известной формуле, полученной в приближении энергетического метода [8]. При этом на место  $R_0$  в (7) следует подставить  $R_0 \exp(-2\gamma l)$ .

С учетом (2) находим для функции  $\Psi(\omega) = \left| \frac{c_2^+}{c_1^+} \right|^2$ :

$$\Psi(\omega) = \left| 1 - \frac{iB}{2} (1 + R_0 e^{2i(k+\gamma l)}) \right|^{-2} \quad (8)$$

Гладкий характер расчетной зависимости  $\Psi(f)$ ,  $f = \omega/2\pi$  позволяет простым перебором частот точно определить резонансные частоты  $\{f_n\}$  и ширину пиков  $\{d_n\}$  при заданном уровне ослабления  $Q$ . Внесение в эту зависимость случайных искажений с помощью программы-датчика случайных чисел позволяет моделировать экспериментальные зависимости, изображенные на Рис. 3, 4.

### АЛГОРИТМ КОМПЬЮТЕРНОЙ ОБРАБОТКИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

Опираясь на изложенный способ моделирования, был построена методика анализа зависимостей  $V_A(f_A)$ , искаженных случайными факторами эксперимента, с учетом следующих требований:

- при обработке идеальных пиков погрешность нахождения резонансных частот и ширины пиков минимальна;
- ложные пики гарантированно отсеиваются;
- результаты анализа мало зависят от уровня «шума».

Алгоритм обработки данных включает в себя следующие этапы.

1. Калибровка аналоговых значений частоты к реальному частотному масштабу и калибровка сигнала путем деления всех его значений на максимальное значение с последующим упорядочением двумерных массивов «частота-сигнал» по признаку возрастания частоты.

2. Первичное определение резонансных частот  $\{f_{in}\}$  и ширин пиков  $\{d_{in}\}$ . На этом этапе из файлов данных производятся последовательные выборки элементов, из которых формируются новые «разреженные» массивы «частота-сигнал». Выборки производятся с разным шагом и начинаются с разных элементов. Каждая из выборок, включая исходный массив данных, анализируются методом перебора частот. Из полученного внутри данной выборки массива резонансных частот и ширин пиков отсеиваются ложные пики по совокупному критерию малости уровня сигнала по сравнению с истинными пиками, соответствия ширины пиков реально возможным значениям, реальности частотного интервала между соседними резонансами. Полученные таким образом из разных выборок массивы резонансных характеристик объединяются и анализируются на предмет соответствия нескольких резонансных частот фактически одному и тому же пику. По резонансным характеристикам, полученным из

разных выборок, но соответствующих одному и тому же пику, путем их усреднения находятся значения  $\{f_{1n}\}$  и  $\{d_{1n}\}$ .

3. Форма каждого из полученных пиков аппроксимируется аналитической функцией вида

$$V(f) = \frac{gaf}{(f^2 - b^2) + g^2 f^2} (1 + cf), \quad (18)$$

где  $a, b, c, g$  – константы, подлежащие определению. Дробный множитель в (18) представляет собой функцию, описывающую частотную зависимость мнимой части диэлектрической проницаемости в лоренцевской модели диэлектрика [9]. Множитель  $(1+cf)$ , позволяющий учитывать «перекос» пика, введен для повышения гибкости аппроксимации. Значения параметров пика  $a, b, c, g$  находятся путем минимизации функционала

$$F(a, b, c, g) = \sum_f (V_A(f) - V(f))^2, \quad (19)$$

имеющего смысл среднеквадратичного отклонения экспериментальной частотной зависимости сигнала  $V_A(f)$  сигнала от функции (18). Поскольку экспериментальная функция задана в виде таблицы, то в функционале фигурирует сумма, а не интеграл. Суммирование производится по всем частотам, отстоящим от резонансной частоты не более чем на ширину пика, определенную на этапе 2. Минимизация функционала (19) проводится путем пошагового поочередного изменения параметров  $a, b, c, g$ , причем величина шага уменьшается при приближении к минимуму. В качестве начальных используются значения  $a_0 = f_{1n} \cdot V_n$ ,  $b_0 = d_{1n}$ ,  $g_0 = f_{1n}$ ,  $c_0 = 0$ , где  $n$  – номер анализируемого пика,  $V_n$  – экспериментальное значение сигнала на частоте  $f_{1n}$ . После определения значений параметров  $a, b, c, g$  из (18) находится резонансная частота  $f_{2n}$  и ширина  $d_{2n}$  пика.

4. Окончательные значения резонансных частот  $\{f_n\}$  и ширин пиков  $\{d_n\}$  определяются по следующим формулам:

$$f_n = \alpha_n f_{1n} + (1 - \alpha_n) f_{2n}, \quad d_n = \beta_n d_{1n} + (1 - \beta_n) d_{2n}, \quad (20)$$

где  $\alpha_n, \beta_n$  – весовые коэффициенты. Подобранные путем численных экспериментов оптимальные значения этих коэффициентов для идеальных пиков с относительной шириной  $\delta = d_n / f_0$ , где  $f_0$  – средняя частота одномодового режима волновода, приведены в таблице 1.

Таблица 1.

Значения весовых коэффициентов в зависимости от ширины пиков при отсутствии искажений.

$\delta \cdot 10^4$	33	38	45	53	62	68	72	85	102
$\alpha_n$	0	0.35	0.55	0.7	1	1	1	1	1
$\beta_n$	0	0	0	0	0	1	1	1	1

## ОБРАБОТКА ЗАВИСИМОСТЕЙ "ЧАСТОТА-СИГНАЛ" ПРИ ИЗМЕРЕНИИ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ В ВОЛНОВОДЕ

Аналогичные таблицы построены для экспериментальных пиков со степенями искаженности  $S$ :  $S < 0.015$ ,  $0.015 < S < 0.03$ ,  $S > 0.03$ , где  $S$  есть отношение флуктуации сигнала к его пиковому значению. На основе этих таблиц, встроенных в компьютерную программу обработки экспериментальных данных, линейной интерполяцией находятся значения весовых коэффициентов для пиков, ширина которых отличается от приведенных в таблицах.

Отметим, что наряду с зависимостью (18) исследовалась возможность аппроксимации формы пиков другими резонансными функциями, однако функция (18) оказалась оптимальной.

Было проведено сравнение изложенного алгоритма обработки данных с различными вариантами метода сглаживания экспериментальных кривых, которое показало, что предлагаемый метод анализа в большей степени отвечает требованиям, сформулированным в начале настоящего подраздела.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изложенная методика обработки данных была применена для экспериментального определения комплексных диэлектрической  $\epsilon$  и магнитной  $\mu$  проницаемостей различных материалов в диапазоне частот 9 – 11 ГГц на основе измерения коэффициента отражения от образцов, помещенных в прямоугольный волновод. Исследовались, в частности, такие материалы, как воздух, спирт, органическое стекло, текстолит, композиты на основе карбонильного железа. Найденные значения проницаемостей этих материалов хорошо совпали с литературными данными различных авторов, в частности, [10], полученными волноводными и резонаторными методами. Например, для воздуха нами было получено  $\epsilon = (1 \pm 0.01) + i(0 \pm 0.01)$  и  $\mu = (1 \pm 0.02) + i(0 \pm 0.01)$ . Для сравнения отметим, что в работе [4] измерения с воздухом были выполнены с ошибками для  $\epsilon$  и  $\mu$  соответственно 0.03 и 0.05. Результаты измерения материальных констант подтверждают эффективность предложенной методики обработки многорезонансных экспериментальных зависимостей «частота-сигнал», содержащих случайные погрешности, связанные с шумами и нестабильностью работы генератора качающейся частоты.

Результаты настоящей работы могут быть использованы не только в СВЧ-измерениях, но и при измерении других зависимостей физических величин, имеющих резонансный характер.

### Список литературы

1. Ковнеристый Ю.К., Лазарева И.Ю., Раваев А.А. Материалы, поглощающие СВЧ-излучения. – М.: Наука, 1982.
2. Ашеко А.А. Диэлектрическая спектроскопия углеводородов. // Жидкие углеводороды и нефтепродукты. – М.: Издательство МГУ, 1989.
3. Замотинская Е.А., Бабченко Г.А. Использование панорамных измерителей КСВн для определения электрических параметров дисперсионных материалов в дециметровом диапазоне. – Измерительная техника, №10, 1990, стр. 42.
4. Осипов А.В., Розанов К.Н. Реализация метода скользящей нагрузки для измерения диэлектрической и магнитной проницаемостей в волноводе. – Материалы 8-ой Международной конференции по спиновой электронике, пос. Фирсановка М.О., 12-14 ноября, 1999, М.: Издательство МЭИ, с. 299-304.
5. Пономаренко В.И., Попов В.В. Патент Украины №48692А «Устройство для определения комплексного коэффициента отражения в волноводе». Опубликовано 15.08.2002, бюллетень №8.



6. Burr-Brown 2000 CD-ROM Catalog. ADS7862 Dual 500kHz, 12-Bit, 2 + 2 Channel Simultaneous Sampling Analog-To-Digital Converter.
7. Л. Левиц. Теория волноводов. – М.: Радио и Связь, 1981
8. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Наука, 1989.
9. Борен К., Хафмен Д. Поглощение и рассеяние света малыми частицами. – М.: Мир, 1970.  
Ахатов Я.Ю. Диэлектрические свойства чистых жидкостей. – М.: Издательство стандарт

*Поступила в редакцию 01.11.2002 г.*