

ИЗМЕРЕНИЕ СДВИГОВ РЕЗОНАНСНОЙ ЧАСТОТЫ И ИЗМЕНЕНИЙ ДОБРОТНОСТИ СВЧ-РЕЗОНАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ ЧМ-СИГНАЛОВ

Одной из возможных реализаций резонансного метода исследования электрофизических характеристик различных материалов, в том числе диэлектриков и полупроводников, является использование резонатора с микрозондом, расположенным вблизи исследуемой поверхности и перемещаемым вдоль неё. Пространственная разрешающая способность метода будет при этом определяться размерами зонда и его расстоянием от поверхности, а чувствительность – величиной коэффициента преобразования изменений электрофизических характеристик исследуемого материала в изменения характеристик резонатора и точностью измерения этих изменений [1-3].

Данная работа посвящена выбору и обоснованию способа измерения основных характеристик резонатора как чувствительного элемента метода ближнеполевой микроволновой микроскопии.

Основными измеряемыми характеристиками резонаторов являются резонансная частота и добротность. Способы их измерения достаточно подробно рассмотрены в [4]. Исходя из диапазона измеряемых значений добротности, резонансной частоты и имеющихся технических возможностей, можно выбрать наиболее подходящий способ измерения.

Для обеспечения ближнеполевой микроволновой микроскопии нет необходимости в постоянном измерении значений резонансной частоты и добротности при фиксации каждого исследуемого локального микроучастка поверхности. Для этого достаточно обеспечить измерение некоторых величин (или функций), изменение которых было бы пропорционально изменению соответствующих значений электрофизических характеристик поверхности при перемещении вдоль неё. Более того, такое решение позволило бы осуществить автоматизацию проводимых измерений.

Таковыми величинами могут быть изменения резонансной частоты и добротности от первоначальных значений или другие параметры, меняющиеся пропорционально измеряемым.

Таким образом, необходимо выбрать способ измерения сдвигов резонансной частоты и изменений добротности.

В [4-6] предлагается использовать для измерения сдвигов частоты и изменений добротности изменения в спектре ЧМ-сигнала, пропускаемого через исследуемый резонатор. При этом учитывается тот факт, что при настройке на резонансную частоту ЧМ-сигнал, прошедший через резонатор, модулируется по амплитуде сигналом удвоенной частоты модуляции. При отклонении значения несущей частоты появляется составляющая на частоте модуляции. С увеличением отклонения составляющая на удвоенной частоте уменьшается и исчезает, а составляющая на частоте модуляции растёт.

Во всех рассмотренных случаях исследуются резонаторы, включаемые на проход. В то же время представляет определённый интерес рассмотрение также и особенностей применения ЧМ-сигнала для исследования резонаторов, включаемых на отражение, поскольку при этом в конструкции резонатора будет на один элемент связи меньше, что позволит повысить его добротность, а фиксация резонансной частоты будет дополнительно подтверждаться минимумом СВЧ-сигнала на резонансной частоте.

В общем случае однотоновый ЧМ-сигнал можно описать следующим выражением [7]:

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + m \sin(\Omega t + \Phi_0) + \varphi_0],$$

где A_0 – амплитуда сигнала; ω_0 – частота модулируемого сигнала; Ω – частота модулирующего сигнала; $m = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ – индекс частотной модуляции; $\Delta\omega$ – девиация частоты; Φ_0 , φ_0 – начальные фазы соответствующих сигналов.

При $\Phi_0 = \varphi_0 = 0$:

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) \quad (1)$$

или при разложении в ряд Фурье:

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t, \quad (2)$$

где $J_k(m)$ – функция Бесселя первого рода от аргумента m ; $J_{-k}(m) = (-1)^k J_k(m)$.

Для ЧМ-сигнала, прошедшего через резонатор или отраженного от него:

$$s_{np}^*(t) = T_{pA} \cdot s_{ЧМ}(t); \quad s_{omp}^*(t) = R_{pA} \cdot s_{ЧМ}(t), \quad (3)$$

где T_{pA} , R_{pA} – коэффициенты передачи и отражения резонаторов по амплитуде.

Для коэффициентов передачи и отражения резонатора по мощности с учетом значений коэффициентов связи можно записать [8,9]:

$$T_p = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \cdot \frac{1}{[1+Q_H^2(2d\omega/\omega_0)^2]}, \quad (4)$$

$$R_p = 1 - \frac{4\beta_1(1+\beta_2)}{(1+\beta_1+\beta_2)^2} \cdot \frac{1}{[1+Q_H^2(2d\omega/\omega_0)^2]}, \quad (5)$$

где β_1 , β_2 – коэффициенты связи; Q_H – нагруженная добротность резонатора; ω_0 – значение резонансной частоты; $d\omega$ – расстройка частоты сигнала относительно резонансной частоты.

Для оконечно включенного резонатора с одним элементом связи:

$$R_p = 1 - \frac{4\beta}{(1+\beta)^2} \cdot \frac{1}{[1+Q_H^2(2d\omega/\omega_0)^2]} = \frac{(1-\beta)^2 + (1+\beta)^2 Q_H^2(2d\omega/\omega_0)^2}{(1+\beta)^2 [1+Q_H^2(2d\omega/\omega_0)^2]}. \quad (6)$$

При $\beta = 1$:

$$R_p = \frac{Q_H^2(2d\omega/\omega_0)^2}{1+Q_H^2(2d\omega/\omega_0)^2}. \quad (7)$$

Поскольку $Q_H = \omega_0/2\Delta\omega_0$ (где $\Delta\omega_0$ – полуширина полосы пропускания резонатора), то $Q_H^2(2d\omega/\omega_0)^2 = (d\omega/\Delta\omega_0)^2 = x^2$ (где x – обобщенная расстройка).

С учетом (4) и (7) для коэффициентов передачи и отражения по амплитуде получим:

$$T_{pA} \cong \frac{1}{\sqrt{1+(d\omega/\Delta\omega_0)^2}}, \quad R_{pA} = \frac{1}{\sqrt{1+(d\omega/\Delta\omega_0)^2}} \cdot \frac{d\omega}{\Delta\omega_0} \quad (8)$$

или

$$f_{np}(x) \cong \frac{1}{\sqrt{1+x^2}}, \quad f_{omp}(x) = \frac{x}{\sqrt{1+x^2}}. \quad (9)$$

Соответственно выражения (3) можно привести к следующему виду:

$$s_{np}^*(t) = \frac{A}{\sqrt{1+(\Delta\omega \cos \Omega t / \Delta\omega_0)^2}} \cdot \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t), \quad (10)$$

$$s_{omp}^*(t) = \frac{A}{\sqrt{1+(\Delta\omega \cos \Omega t / \Delta\omega_0)^2}} \cdot \frac{\Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \cdot \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t). \quad (11)$$

Соотношения (10) и (11) могут быть использованы, когда центральная частота ЧМ-сигнала равна резонансной частоте резонатора.

Графический анализ соотношений (10) и (11) показывает, что при настройке частоты ЧМ-сигнала на резонансную частоту изменение значения модулирующего сигнала на период будет соответствовать изменению амплитуды сигнала, прошедшего через резонатор, на два периода. Для резонатора, включенного на проход, максимальному значению девиации частоты будет соответствовать минимум прошедшего сигнала, а для оконечного включения – максимум абсолютной величины сигнала (в этом случае при переходе через резонансное значение при $\beta = 1$ происходит скачок фазы отраженного сигнала на π).

Для более точной фиксации момента настройки ЧМ-сигнала на резонансную частоту необходимо иметь малые значения девиации частоты, а выбор частоты модуляции определяется, как правило, имеющимися техническими возможностями (обычно значение частоты модуляции лежит в диапазоне звуковых частот).

Полагая $\Omega, \Delta\omega \ll \Delta\omega_0$, раскладывая соответствующие множители выражений (10) и (11) в ряд, пренебрегая членами высокого порядка малости и произведя несложные тригонометрические преобразования, из (10) и (11) с учетом (2) можно получить следующие соотношения:

$$s_{np}^*(t) \cong \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \right)^2 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \right)^2 \cos 2\Omega t \right] \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t, \quad (12)$$

$$s_{omp}^*(t) \cong \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \right)^2 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \right)^2 \cos 2\Omega t \right] \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \times \\ \times \{ \cos[\omega_0 + (k-1)\Omega]t + \cos[\omega_0 + (k+1)\Omega]t \}. \quad (13)$$

Таким образом, фиксация сдвига резонансной частоты резонатора может быть произведена:

- непосредственным измерением её значения при максимуме сигнала, прошедшего через резонатор (проходной резонатор), или минимуме отраженного сигнала (оконечный резонатор);
- непосредственным измерением при максимальном значении сигнала удвоенной частоты модуляции:

$$\text{для проходного резонатора} \quad \sim \frac{\beta_1 \beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \cdot \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \right)^2 \cdot J_0(m), \quad (14)$$

$$\text{для оконечно включенного} \quad \sim \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_0} \right)^3 \cdot J_1(m); \quad (15)$$

– фиксацией величины смещения максимального сигнала удвоенной частоты модуляции, пропорциональной сдвигу резонансной частоты.

Более предпочтительным был бы третий вариант, поскольку при его использовании нет необходимости в постоянном измерении значения сверхвысокой частоты и вычислении её сдвига, а достаточно только знания её первоначального значения. Однако для этого необходимо провести дополнительный анализ характера изменения сигнала при отклонении его частоты от резонансной частоты резонатора.

Проведение дополнительного анализа необходимо также и для определения метода измерения изменений добротности измерительного резонатора.

Соотношения для сигналов прошедшего и отраженного в этом случае можно переписать следующим образом:

$$s_{np}^*(t) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta\omega_p + \Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \right)^2}} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t, \quad (16)$$

$$s_{omp}^*(t) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Delta\omega_p + \Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \right)^2}} \cdot \frac{\Delta\omega_p + \Delta\omega \cos \Omega t}{\Delta\omega_0} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t, \quad (17)$$

где $\Delta\omega_p$ – отклонение (изменение) резонансной частоты.

При $\Delta\omega_p > \Delta\omega$ резонатор выступает в роли частотного детектора, преобразующего изменения частоты в изменения амплитуды. Величина коэффициента преобразования будет при этом определяться крутизной скатов амплитудно-частотной характеристики резонатора.

Значение коэффициента преобразования можно найти из следующих выражений:

$$K_{np}(x) = f_{np}(x) \cdot \frac{df_{np}(x)}{dx}; \quad K_{omp}(x) = f_{omp}(x) \cdot \frac{df_{omp}(x)}{dx}. \quad (18)$$

В обоих случаях максимальное значение достигается при $x \approx 0,6$.

Исходя из всего рассмотренного выше, можно приступить к обоснованию выбора параметров ЧМ-сигнала и принципов построения измерительных схем.

Поскольку диапазон предполагаемых рабочих частот лежит в пределах от сотен мегагерц до десятков гигагерц, то наиболее подходящими измерительными колебательными системами являются объёмные резонаторы, которые обычно обладают добротностями от нескольких сотен до нескольких тысяч. Если ставится задача создания измерительной установки, работающей в широком диапазоне частот без замены измерительного резонатора, то наиболее подходящими являются коаксиальные или спиральные резонаторы, которые возбуждаются также и на гармониках основной частоты. К тому же при такой конструкции резонатора проще обеспечить сопряжение с микрондом.

Для уверенной фиксации положения сигнала на резонансной кривой необходимо, чтобы изменения частоты сигнала при ЧМ находились в пределах от 0,01 до 0,1 полосы пропускания резонатора, т.е. девиация частоты при выбранном типе резонаторов должна лежать в пределах от 10 до 100 кГц. Причем, чем меньше будет это значение, тем точнее будет фиксация положения сигнала на резонансной кривой и меньше погрешность при определении изменения величины полосы пропускания и, соответственно, изменения добротности.

С другой стороны, очень малое значение девиации частоты может привести к очень малой амплитуде сигнала удвоенной модулирующей частоты при определении частоты резонанса (14), (15). Следовательно, девиация частоты должна составлять величину порядка нескольких кГц. В то же время для обеспечения приемлемых значений сигнала удвоенной частоты модуляции необходимо, чтобы значения $J_0(m)$ и $J_1(m)$ в (14), (15), (16) и (17) также были достаточно большими. Это возможно при $m \sim 0,5-1,5$. Следовательно, и частота модуляции сигнала должна выбираться в тех же пределах, что и девиация частоты.

Рассмотрим возможный вариант структурной схемы измерительной установки, реализующей предложенные способы измерения сдвигов резонансной частоты и изменений добротности.

На рисунке приведена структурная схема измерительной установки, предназначенной для исследования резонатора, включенного на проход. Цифрами на схеме обозначены: 1 – генератор модулирующей частоты Ω ; 2 – измерительный СВЧ-генератор; 3 – генератор пилообразного напряжения; 4 – согласующие устройства; 5 – исследуемый резонатор; 6 – датчик положения микронзонда; 7 – направленный ответвитель или тройник; 8 – частотомер; 9 – детектор; 10 – осциллограф; 11 – усилитель; 12 – управляющее устройство; 13 – генератор синхронизирующих импульсов. Пунктиром выделена СВЧ-часть измерительной установки.

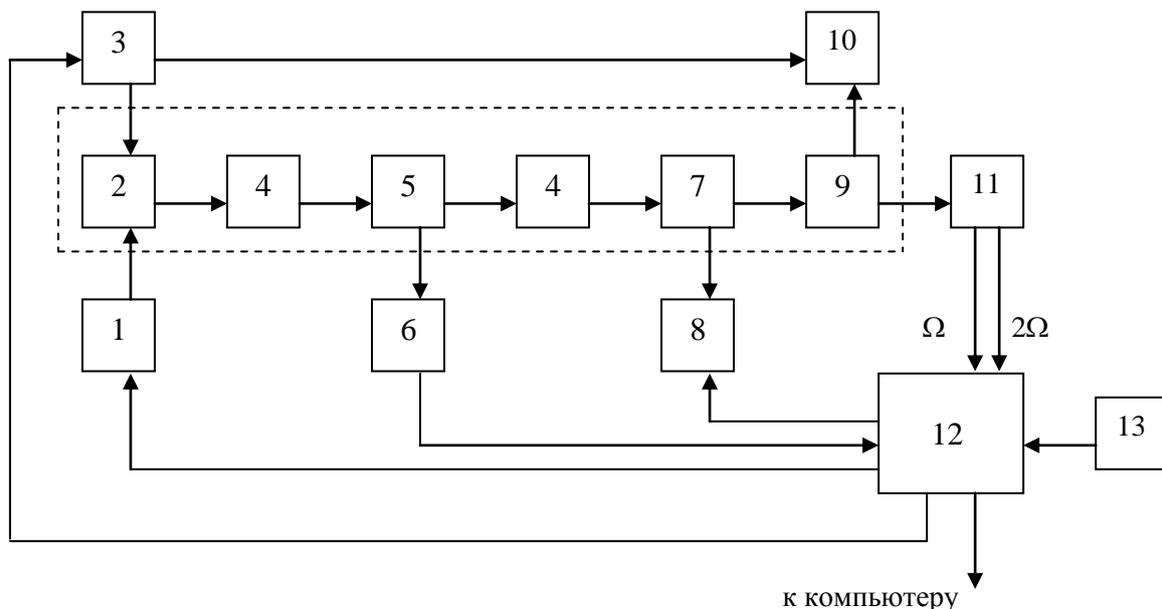


Рис.

Управляющее устройство должно обеспечивать работу измерительной установки в четырех режимах: 1 – начальный настроечный; 2 – ручного определения сдвига частоты; 3 – ручного определения изменения добротности; 4 – автоматического измерения сдвига частоты и изменения добротности.

По отношению к режиму 4 режимы 1, 2 и 3 являются предварительными – настроечными.

Рассмотрим работу измерительной установки в указанных режимах более подробно.

Режим 1. Производится подстройка частоты измерительного генератора 2 и параметров генератора пилообразного напряжения 3 с целью получения на экране осциллографа 10 изображения резонансной кривой исследуемого резонатора. При измерениях в режиме 1 используются элементы измерительной установки: 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 10, 12.

Режим 2. Производится определение сдвига резонансной частоты исследуемого резонатора. В процессе линейного изменения частоты измерительного генератора 2 (с помощью генератора пилообразного напряжения 3), сигнал которого подвергается одновременно частотной модуляции частотой Ω с помощью генератора 1, в управляющем устройстве 12 производится оценка уровня сигнала частоты 2Ω с выхода усилителя 11. В момент достижения максимального значения амплитуды сигнала удвоенной модулирующей частоты происходит формирование управляющих импульсов, которые отключают генератор 1, фиксируют значение выходного напряжения генератора 3 и включают частотомер 8 в режим измерения частоты. После проведения одного или нескольких (3...10) измерений установка переходит в ждущий режим и может быть снова запущена кнопчным переключателем. При изменении положения микрозонда цикл измерений повторяется либо от датчика положения 6 поступает сигнал запуска управляющего устройства 12 на повтор цикла измерения. Разность измеренных значений частоты дает информацию о её сдвиге.

При измерениях в режиме 2 используются элементы измерительной установки: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 11, 12, 13.

Режим 3. Используется для измерения полосы пропускания и резонансной частоты исследуемого резонатора с целью последующего определения добротности и её изменений. Режим работы 3 фактически соответствует режиму работы 2 с той лишь разницей, что происходит фиксация значений частоты сигнала измерительного генератора, соответствующих максимумам амплитуд сигналов модулирующей частоты и её удвоенного значения. Затем оператором производится вычисление значения $2\Delta\omega_{0изм}$ и $Q_n = 0,6 \cdot \omega_0 / 2\Delta\omega_{0изм}$ (см. (18)). При этом желательно предусмотреть дополнительную индикацию значений нижнего и верхнего максимумов частоты Ω .

При измерениях в режиме 3 используются элементы измерительной установки: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 11, 12, 13.

Режим 4. Отличается от предыдущих режимов использованием для проведения измерений компьютера (либо в крайнем случае двухкоординатного самопишущего устройства).

В данном режиме в моменты, соответствующие максимумам амплитуд сигналов модулирующей частоты и её удвоенного значения, в управляющем устройстве формируются импульсные сигналы, изменение положения которых на временной оси (сигнал 2Ω) соответствует изменению резонансной частоты, а временной интервал между сигналами Ω соответствует полосе пропускания исследуемого резонатора. Информация о соответствующих изменениях указанных величин и положении микрозонда вводится в компьютер, куда предварительно заносятся данные об исходных значениях ω_0 и $2\Delta\omega_{0изм}$. Далее, в соответствии с заложенными алгоритмами на экране монитора отображаются графики зависимостей $\Delta\omega_0 = f_1(x)$ или $\Delta Q_n = f_2(x)$, где x – координата микрозонда на исследуемой поверхности.

Для синхронизации работы генератора пилообразного напряжения 3 и управляющего устройства 12 в режиме 4 может быть использован сигнал тактовой частоты процессора компьютера. Запуск режима измерения осуществляется датчиком положения микрозонда.

При измерениях в режиме 4 используются элементы измерительной установки: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 9, 11, 12, 13.

Основными факторами, влияющими на погрешности проводимых измерений, будут: нестабильность частоты измерительного генератора, нелинейность частотной развертки измерительного генератора, погрешность в определении максимальных значений сигналов Ω и 2Ω , флуктуации и переходные процессы в элементах измерительной схемы и управляющих цепях.

Исходя из того, что значения частоты модуляции и девиации частоты не должны превышать нескольких кГц, можно прийти к требованию, что отклонение частоты измерительного генератора за время измерения не должно превышать величину 0,1 – 1 кГц, т.е. измерительный генератор должен обладать нестабильностью частоты за время проведения одного измерения не хуже 10^{-8} .

Нелинейность частотной развертки будет зависеть от типа и характеристики управляющего частотой элемента и линейности управляющего напряжения. В режимах 1, 2 и 3 этот фактор суще-

ственного значения не имеет, поскольку производится непосредственное измерение частоты в СВЧ-диапазоне. В режиме 4 этот фактор может оказаться существенным, поэтому необходимо стремиться к максимальной линейризации частотной развертки или учитывать её возможную нелинейность при масштабировании временных интервалов, формируемых в управляющем устройстве.

Погрешность в определении максимальных значений сигналов Ω и 2Ω может быть существенно снижена при преобразовании их в цифровые сигналы (достаточно использования 8-разрядного АЦП) и дальнейшей их обработкой средствами цифровой техники.

Влияние флуктуационных процессов может быть снижено за счет усреднения серии результатов, полученных при одном положении микрозонда. Такую возможность можно заложить как в порядок проведения измерений в режимах 2 и 3, так и в режиме 4.

Влияние переходных процессов может быть снижено за счет использования относительно медленной, по сравнению с временем переходных процессов, частотной развертки сигнала измерительного генератора.

СВЧ-часть измерительной установки может претерпевать некоторые изменения.

Перспективным представляется такое изменение СВЧ-части установки, при котором измерительный сигнал формируется путем модуляции сигнала стабильного непереключаемого СВЧ-генератора сигналом генератора мегагерцового диапазона, который имеет электрическое управление (развертку) частоты и ЧМ-сигнала. При таком исполнении легче удовлетворить требованиям повышенной стабильности частоты измерительного сигнала и линейности частотной развертки.

При использовании оконечно включенного измерительного резонатора измерительная установка работает аналогично описанной выше. Только для измерений и анализа используется отраженный от резонатора сигнал. При этом в СВЧ-части надо предусмотреть ответвитель отраженного сигнала и устройство регулирования связи с резонатором, необходимые для установки значений коэффициента связи, равного единице (7) (возможные варианты устройств регулирования связи с резонаторами рассмотрены в [10]). Кроме того, ответвление СВЧ-сигнала для непосредственного измерения значения резонансной частоты необходимо производить до измерительного резонатора.

Ко всему сказанному выше следует добавить, что выбор элементов и разработка элементов и измерительной установки в целом должны производиться на основе предварительных оценок ожидаемых значений коэффициентов преобразования изменений электрофизических характеристик исследуемых поверхностей в изменения резонансной частоты и добротности, а также амплитуд измеряемых сигналов.

Автор признателен Ю.Е. Гордиенко за постановку задачи и А.Ю. Панченко за полезные замечания, которые способствовали улучшению содержания статьи.

Список литературы: 1. *Anlage S.M. et al.* Superconducting material diagnostic using a scanning near-field microwave microscope // IEEE Trans. On Appl. Superconductivity. 1999. V.9, N 2. P.4127-4132. 2. *Anlage S.M. et al.* Near-field scanning microwave microscope having a transmission line with open end // United States Patent. N 5,900,618. May 4, 1999. 3. *Xiang X.-D. et al.* Scanning tip microwave near field microscope // United States Patent. N 5,821,410. Oct. 13, 1998. 4. *Менде Ф.Ф., Бондаренко И.Н., Трубицын А.В.* Сверхпроводящие и охлаждаемые резонансные системы. К.: Наук. думка. 1976, 272с. 5. *Москалев И.Н.* Измерение малых сдвигов резонансной частоты и малых изменений добротности резонаторов СВЧ диапазона // ЖТФ. 1971. Т.41, №8, С.1651-1655. 6. *Хайкин М.С.* Метод частотной модуляции для исследования поверхностного сопротивления металлов // ПТЭ. 1961. №3. С.95-99. 7. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк. 1988. 448с. 8. *Альтман Дж.* Устройства сверхвысоких частот. М.: Мир. 1968. 487с. 9. *Бондаренко И.Н., Гнесь А.С., Покусай В.В.* Режекторные фильтры СВЧ с амплитудно-фазовой компенсацией // Радиотехника. Респ. межвед. науч.-техн. сб. Харьков. 1984. Вып.71. С.104-109. 10. *Бондаренко И.Н., Гнесь Н.О., Гнесь А.С.* Регулируемые элементы связи на основе запрещенных волноводов // Радиотехника. Респ. межвед. науч.-техн. сб. Харьков. 1986. Вып.76. С.114-119.