



УКРАЇНА

(19) **UA** (11) **110214** (13) **C2**
(51) МПК (2015.01)
G01R 27/04 (2006.01)
G01R 27/26 (2006.01)
G01N 22/00

ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
УКРАЇНИ

(12) ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(21) Номер заявки:	а 2013 02666	(73) Власник(и):	ІНСТИТУТ РАДІОФІЗИКИ ТА ЕЛЕКТРОНІКИ ІМ. О.Я. УСІКОВА НАЦІОНАЛЬНОЇ АКАДЕМІЇ НАУК УКРАЇНИ, вул. Ак. Проскури, 12, м. Харків, 61085 (UA)
(22) Дата подання заявки:	04.03.2013	(56) Перелік документів, взятих до уваги експертизою:	UA 16620 U, 15.08.2006 Mazierska Jan. Accuracy issues in Surface Resistance Measurements of High Temperature Superconductors using Dielectric Resonators (corrected)/ Mazierska Jan., Wilker Ch.// IEEE Trans. Appl. Supercond. - 2001.-Vol. 11, №4.- P.4140-4147 Cherpak N.T. Microwave Impedance Characterization of Large-Area HTS Films: Novel Approach / N.T. Cherpak, A.A. Barannik, Y.V. Prokopenko, S.A. Vitusevich // Superconductivity Science and Technology, - 2004. - Vol. 17, №7.-P. 899-903 Прокопенко Ю.В. Анизотропный дисковый диэлектрический резонатор с проводящими торцевыми стенками/Ю.В. Прокопенко, Ю.В. Филиппов//Журнал технической физики.- 2002.- Том 72.- Вып.6.- С.79-84 UA 84051 C2, 10.09.2008 US 7184624 B1, 27.02.2007 US 20110253897 A1, 20.10.2011
(24) Дата, з якої є чинними права на винахід:	10.12.2015		
(41) Публікація відомостей про заявку:	10.09.2014, Бюл.№ 17		
(46) Публікація відомостей про видачу патенту:	10.12.2015, Бюл.№ 23		
(72) Винахідник(и):	Скресанов Валерій Миколайович (UA), Баранник Олександр Анатолійович (UA), Гламаздин Володимир Володимирович (UA), Черпак Микола Тимофійович (UA), Шубний Олександр Іванович (UA), Лян Сунь (CN), Сюй Ван (CN), Хун Лі (CN), Юнь Ву (CN), Цеян-Мін Хуан (CN), Юй-Шен Хе (CN), Шен Ло (CN)		

(54) ВИМІРЮВАЛЬНИЙ РЕЗОНАТОР З ХВИЛЯМИ ШЕПОЧУЧОЇ ГАЛЕРЕЇ

(57) Реферат:

Об'єкт винаходу: Вимірювальний резонатор з хвилями шепочучої галереї. Галузь застосування: мікрохвильова техніка. Суть винаходу: Згідно з винаходом, вимірювальний резонатор з хвилями шепочучої галереї є діелектричним тілом обертання 2 з плоскими основами, перпендикулярними осі обертання, на яких встановлені торцеві пластини 3 і 4 з електропровідного матеріалу, при цьому торцева пластини 3, яка є досліджуваним зразком 1, виконана із матеріалу, що досліджується, та представляє собою плівку високотемпературного надпровідника. Вимірювальний резонатор забезпечено вузлом зв'язку, що містить перехід від прямокутного хвильоводу 5 стандартного перерізу до фідерної лінії вузла зв'язку. Торцева пластини 4 виконана у вигляді діафрагми, в якій аксіально симетрично щодо осі обертання прорізані m отворів зв'язку 6, що забезпечують електродинамічний зв'язок вимірювального резонатора з фідерною лінією вузла зв'язку. Кількість отворів 6 дорівнює або в ціле число разів менше аксіального індексу робочого типу коливаний вимірювального резонатора з хвилями шепочучої галереї. Фідерна лінія вузла зв'язку виконана у вигляді коаксіального хвильоводу 7,

UA 110214 C2

який примикає до діафрагми площиною поперечного перерізу так, що вісь коаксіального хвильоводу 7 збігається з віссю обертання, при цьому аксіальний індекс робочої хвилі шепочучої галереї в вимірювальному резонаторі є кратним числу m отворів зв'язку 6. Технічний результат винаходу: застосування у вимірювальних діелектричних резонаторах з хвилями шепочучої галереї досі невідомих вузлів зв'язку, які призводять до підвищення коефіцієнту зв'язку адаптовано з вибраним типом хвилі шепочучої галереї при гранично малих рівнях резонансного розсіювання та нерезонансного випромінювання. Це дозволяє суттєво збільшити співвідношення сигнал-шум і тим самим зменшити випадкову похибку вимірювань, та досягнути відсутню раніше можливість проводити вимірювання характеристик резонатора по відбитій від резонатора хвилі. Останнє надає можливість враховувати зовнішні втрати резонатора в лінії зв'язку і, таким чином, знизити систематичну похибку вимірювань характеристик матеріалу зразка резонансним методом.

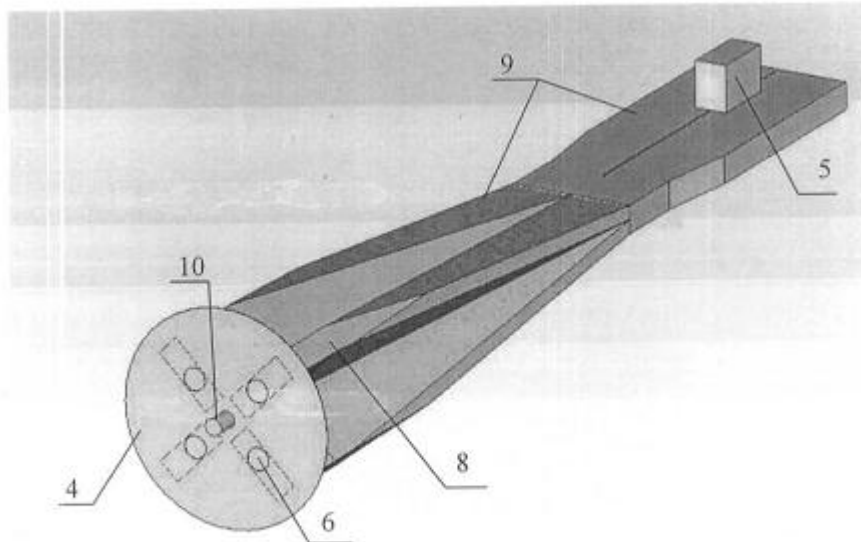


Fig. 4

Винахід, що пропонується, належить до галузі мікрохвильової техніки, зокрема вимірювальної техніки міліметрового та субміліметрового діапазонів хвиль для визначення поверхневого імпедансу надпровідників, та може застосовуватися в тих галузях народного господарства та науки, де мікрохвильові властивості речовин, які вивчаються або вимірюються, є основними та/або обумовлюють характеристики мікрохвильових приладів, що створюються на основі цих речовин. Він може застосовуватися, наприклад, для вимірювання мікрохвильових властивостей надпровідників, нормальних провідників та для безконтактного моніторингу їх провідності. Він може застосовуватися також при розробці вимірювальних комірок у спектрометрах з двійним електронно-ядерним резонансом, де для поляризації ядер необхідно задіяти підвищені рівні електромагнітного випромінювання у ТГц діапазоні.

Чутливість та точність вимірювання мікрохвильових властивостей речовин залежить від добротності вимірювального резонатора. Важливою особливістю останнього є можливість проведення вимірювань малих зразків або ж тонких плівок речовин без їх попередньої обробки з метою надати їм необхідну форму. У разі вивчення мікрохвильових властивостей високотемпературних надпровідників (ВТНП) актуальним є необхідність вимірювати залежність мікрохвильових властивостей ВТНП плівок від амплітуди мікрохвильового поля, тобто вимірювати нелінійні властивості ВТНП.

Провідники, включаючи надпровідники, характеризуються поверхневим імпедансом $Z_s = R_s + jX_s$, де R_s - поверхневий опір, а jX_s - поверхневий реактанс. Вимірювання поверхневого імпедансу Z_s для ВТНП є технічною задачею для визначення мікрохвильових властивостей надпровідників, а також науково-дослідною задачею у методі вивчення електронної системи зазначених матеріалів. Вимірювання поверхневого опору R_s надпровідників становить складну задачу, тому що ця величина є дуже малою. Наприклад, навіть у 8-міліметровому діапазоні при температурі рідкого азоту (77 K) для плівки високотемпературного надпровідника $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ $R_s = 5-7$ мОм. При підвищенні частоти R_s збільшується пропорційно квадрату частоти (f^2), що вказує на можливість підвищення чутливості вимірювання при підвищенні частоти. На відміну від нормальних провідників з нормальним скін-ефектом для всіх надпровідників поверхневий реактанс не дорівнює поверхневому опору і його треба також вимірювати [Менде Ф.Ф., Спицын А.И. Поверхностный импеданс сверхпроводников // Киев: Наукова думка, 1985, 240 с.; Physical Properties of High Temperature Superconductors V, Editor Donald M. Ginsburg // World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. 1996, 471 p.]. Поверхневий реактанс перевищує поверхневий опір, причому при температурі, помітно нижчій від критичної, $X_s \gg R_s$, однак при цьому X_s залишається малою величиною. Велике наукове та прикладне значення мають також нелінійні імпедансні властивості надпровідників, коли поверхневий імпеданс стає функцією інтенсивності мікрохвильового поля або його потужності.

Для вимірювання та дослідження імпедансних властивостей надпровідників у мікрохвильовому діапазоні найчастіше використовуються резонансні методи тому, що вони забезпечують більшу чутливість та точність вимірювання. При цьому вимірюються величини добротності та резонансні частоти резонатора при слабкому зв'язку з резонатором, коли зазначені вимірювальні величини близькі до власних характеристик резонатора. [Zhi-Yuan Shen, High-Temperature Superconducting Microwave Circuits. - Boston-London: Artech House, 1994, 272 p.]. Відмінність відомих методів полягає лише в типах резонаторів, що використовуються, формах зразків, способах їх розміщення в резонаторах та методиці досліджень.

При вимірюванні нелінійних властивостей надпровідників важливо підсилювати зв'язок резонатора з фідерними лініями передачі. При цьому необхідно знати величину цього зв'язку з тим, щоб знайти власну добротність резонатора.

Як правило, одні і ті ж резонатори використовуються для вимірювання R_s і X_s .

Найважливішими характеристиками всіх способів вимірювання імпедансних властивостей є їх точність та чутливість. Обидві характеристики залежать від того, яку частину від загальних втрат в резонаторі складають втрати енергії у надпровіднику. Останні дуже малі порівняно з втратами в нормальних металах, тому нормальні метали як матеріал для окремих елементів резонатора бажано виключити зовсім.

З цієї метою для розробки техніки вимірювання мікрохвильового поверхневого опору було запропоновано використовувати циліндричні діелектричні резонатори з об'ємними коливаннями нижчих типів, у яких торцевими стінками були надпровідні плівки на діелектричній підкладці [Mazierska and Wilker Ch. Accuracy issues in Surface Resistance Measurements of High Temperature Superconductors using Dielectric Resonators (corrected), IEEE Trans. Appl. Supercond. - 2001. - vol. 11, №4. - P.4140-4147]. Зазначені надпровідні плівки є об'єктом вимірювання.

Недоліком цього пристрою є практична неможливість використати діелектричний резонатор з нижчими типами коливань у міліметровому та субміліметровому діапазонах через надмірне

зменшення розмірів резонатора і пов'язані з цим труднощі ефективного зв'язку резонатора з лініями передачі, що додатково зменшує точність та чутливість способу вимірювання.

Зазначений недолік усунено у вимірювальному резонаторі з хвилями шепочучої галереї, що містить досліджуваний зразок, та який являє собою діелектричний циліндричний диск як тіло
 5 обертання з двома плоскими основами, перпендикулярними осі обертання, на яких встановлені торцеві пластини із матеріалу з високою електропровідністю, і забезпечений вузлом зв'язку, що містить перехід від прямокутного хвильоводу стандартного перерізу до фідерної лінії вузла зв'язку, яка виконана у вигляді діелектричного хвильоводу [Cherpak N, Barannik A, Prokopenko Yu, Filipov Yu, Vitusevich S. Accurate Microwave Technique of Surface Resistance Measurement of
 10 Large-area HTS Films using Sapphire Quasi-optical Resonator // IEEE Trans. on Appl. Supercond. - 2003. - vol.13, № 2. - P.3570-3573J. Резонатор збуджується на хвилях вищого типу, а саме хвилях типу шепочучої галереї. Пристрій допускає вимірювання також температурної залежності поверхневого реактансу плівок високотемпературних надпровідників [Cherpak N.T., Barannik A.A., Prokopenko Yu.V., Vitusevich S.A. Microwave Impedance Characterization of Large-Area HTS Films: Novel Approach // Superconductivity Science and Technology, - 2004. - vol. 17, № 7. - P. 899-903].

Недоліком цього пристрою є необхідність використовувати дві плівки в одному акті вимірювання, тому число актів вимірювання індивідуальних характеристик плівок збільшується.

Найближчим по технічній суті аналогом є вимірювальний резонатор з хвилями шепочучої
 20 галереї, який містить досліджуваний зразок, що є діелектричним тілом обертання з однією або з двома плоскими основами, перпендикулярними осі обертання, на яких встановлені торцеві пластини із матеріалу з високою електропровідністю, і забезпечений вузлом зв'язку, що містить перехід від прямокутного хвильоводу стандартного перерізу до фідерної лінії вузла зв'язку [Пристрій для вимірювання поверхневого імпедансу надпровідників // Баранник О.А., Буняєв С.О., Прокопенко Ю.В., Філіпов Ю.Ф., Черпак М.Т. Деклараційний патент на корисну модель, UA 16620, М. кл. G01R 27/04, опубл. 15.08.2006 р.]. Вимірювальний резонатор призначений для вимірювання поверхневого мікрохвильового імпедансу надпровідників, які виконані у вигляді торцевих пластин із матеріалу з високою електропровідністю, та у якому, з метою вимірювання індивідуальної характеристики надпровідника в одному акті вимірювання, вимірювальний
 25 резонатор виконано у вигляді діелектричного тіла обертання, одна із основ якого примикає до торцевої пластини, що є плівкою високотемпературного надпровідника, імпеданс якого вимірюється.

У резонаторі збуджуються хвилі типу шепочучої галереї, що дає змогу збільшити розміри резонатора у міліметровому діапазоні. Вузол зв'язку вимірювального резонатора з переходом
 35 від металевого хвильоводу стандартного прямокутного перерізу до фідерної лінії вузла зв'язку виконано у вигляді відкритих діелектричних хвильоводів, розташованих поблизу бокової поверхні діелектричного тіла обертання. Діелектричні та металеві прямокутні хвильоводи з'єднані між собою плавними переходами. Перевагою цього пристрою є можливість проведення імпедансних вимірювань надпровідників у міліметровому та субміліметровому діапазонах
 40 хвиль.

Істотним недоліком прототипу, так само як і інших згаданих вище вимірювальних резонаторів з хвилями шепочучої галереї, є технічне рішення вузлів зв'язку, що погіршує характеристики вимірювального резонатора в цілому. Електродинамічний зв'язок між відкритим діелектричним хвильоводом і вимірювальним резонатором обумовлюється наявністю області у
 45 просторі, де поля резонатора і хвильоводу перекриваються. У разі відкритості системи (наявності зв'язку з простором) це призводить до того, що резонансне поле резонатора розсіюється на хвильоводі, знижуючи тим самим власну добротність резонатора, а поле біжучої хвилі діелектричного хвильоводу частково випромінюється в простір, знижуючи тим самим ефективність передачі енергії в резонатор. Згадані ефекти тим сильніші, чим ближче розташовані один до одного хвильовід і резонатор.

На великих відстанях ефектом резонансного розсіювання можна знехтувати, однак коефіцієнт зв'язку хвильоводу з вимірювальним резонатором при цьому стає малим, що, в свою чергу, призводить до зменшення співвідношення сигнал-шум вимірювальної системи у цілому. Ефект нерезонансного випромінювання із діелектричного хвильоводу призводить до
 55 електродинамічного зв'язку між вхідним і вихідним хвильоводами, що обумовлює інтерференційні ефекти у вихідному хвильоводі між сигналом нерезонансного випромінювання і корисним сигналом, що ускладнює процедуру налаштування вимірювального резонатора, і також зменшує співвідношення сигнал-шум. Ефектом нерезонансного випромінювання при великих відстанях між хвильоводом і резонатором нехтувати не можна, оскільки потужність нерезонансного випромінювання може бути порівнянною з потужністю корисного сигналу.

В основу винаходу поставлено задачу удосконалення вимірювального резонатора шляхом уведення раніше невідомого вузла зв'язку резонатора з хвилями шепочучої галереї з фідерними лініями передачі, який дозволяв би підвищити коефіцієнт зв'язку адаптовано з вибраним типом хвилі шепочучої галереї при гранично малих рівнях резонансного розсіювання та нерезонансного випромінювання. Це дозволяє суттєво збільшити співвідношення сигнал-шум та досягнути відсутню раніше можливість проводити вимірювання характеристик резонатора по відбитій від резонатора хвилі. Останнє, як відомо, надає можливість коректно урахувати зовнішні втрати резонатора в лінії зв'язку і, таким чином, знизити систематичну похибку вимірювань характеристик матеріалу зразка резонаторним методом і дає можливість проводити вимірювання поверхневого імпедансу надпровідників у короткохвильовій частині міліметрового діапазону та у субміліметровому діапазоні хвиль.

Поставлена задача вирішується тим, що у відомому резонаторі з хвилями шепочучої галереї, який містить досліджуваний зразок, що є діелектричним тілом обертання з однією або з двома плоскими основами, перпендикулярними осі обертання, на яких встановлені торцеві пластини з матеріалу з високою електропровідністю, і забезпечений вузлом зв'язку, що містить перехід від прямокутного хвильоводу стандартного перерізу до фідерної лінії вузла зв'язку, згідно з винаходом, що заявляється, одна з торцевих пластин виконана у вигляді діафрагми, в якій аксіально симетрично щодо осі обертання прорізані m отворів зв'язку, фідерна лінія вузла зв'язку виконана у вигляді коаксіального хвильоводу, який примикає до діафрагми площиною поперечного перерізу так, що вісь коаксіального хвильоводу збігається з віссю обертання, при цьому аксіальний індекс робочої хвилі шепочучої галереї в резонаторі є кратним числу m отворів зв'язку.

В окремому варіанті виконання вимірювального резонатору з хвилями шепочучої галереї коаксіальний хвильовід розділено металевими стінками на m хвильовідних секцій таким чином, що сукупність хвильовідних секцій має поворотну симетрію m -го порядку, а площа поперечного перерізу секцій примикає до діафрагми при умові, що кожна секція містить отвір зв'язку.

В іншому варіанті відтворення вимірювального резонатору з хвилями шепочучої галереї діафрагма виконана із надпровідного матеріалу.

Винахід, що заявляється, пояснюється кресленнями, де
 на Фіг. 1 зображено загальний вигляд вимірювального резонатора;
 на Фіг. 2 - переріз А-А вимірювального резонатора Фіг. 1;
 на Фіг. 3 - схематичне зображення півсекції переходу з прямокутного хвильоводу на коаксіальний хвильовід, розділений на хвильовідні секції;
 на Фіг. 4 - перехід з прямокутного хвильоводу стандартного перерізу до коаксіальної лінії вузла зв'язку із чотирма прямокутними хвильовідними секціями;
 на Фіг. 5 - загальний вигляд вимірювального резонатора у варіанті, коли торцева пластина вузла зв'язку виконана із надпровідного матеріалу;
 на Фіг. 6 - еквівалентна схема вимірювального резонатора з одним елементом зв'язку;
 на Фіг. 7 наведено спектр коефіцієнтів відбиття двох вимірювальних резонаторів з високо- і низькопровідними торцевими пластинами із чотирма та вісьмома отворами зв'язку, відповідно;
 на Фіг. 8 наведено приклад залежностей коефіцієнта зв'язку β , ефективності збудження η , а також навантаженої Q_L і власної Q_0 добротності вимірювального резонатора, від радіуса r_h отворів зв'язку.

Вимірювальний резонатор з хвилями шепочучої галереї, який містить досліджуваний зразок 1, є діелектричне тіло обертання 2 з однією або з двома плоскими основами, перпендикулярними осі обертання, на яких встановлені торцеві пластини 3 і 4 із матеріалу з високою електропровідністю. В окремих випадках застосування вимірювального резонатора торцева пластина 3 може бути досліджуваним зразком 1 (див. Фіг. 5), тобто виконаною із матеріалу, що досліджується, наприклад, представляти собою плівку високотемпературного надпровідника. Вимірювальний резонатор забезпечено вузлом зв'язку, що містить перехід від прямокутного хвильоводу 5 стандартного перерізу до фідерної лінії вузла зв'язку. Торцева пластина 4 визначає тип і електродинамічні параметри вимірювального резонатора і одночасно з цим є елементом вузла зв'язку.

Торцева пластина 4 виконана у вигляді діафрагми, в якій аксіально симетрично щодо осі обертання прорізані m отворів зв'язку 6, що забезпечують електродинамічний зв'язок вимірювального резонатора з фідерною лінією вузла зв'язку. Фідерна лінія вузла зв'язку виконана у вигляді коаксіального хвильоводу 7, який примикає до діафрагми площиною поперечного перерізу так, що вісь коаксіального хвильоводу 7 збігається з віссю обертання, при цьому аксіальний індекс робочої хвилі шепочучої галереї в вимірювальному резонаторі є кратним числу m отворів зв'язку 6.

Коаксіальний хвилевід 7 розділено металевими стінками на m хвилевідних секцій 8 таким чином, що сукупність хвилевідних секцій 8 має поворотну симетрію m -го порядку. Площина поперечного перерізу секцій 8 примикає до діафрагми (торцевої пластини 4) при умові, що кожна секція 8 містить отвір зв'язку 6. Хвилевідні секції 8 можуть бути введені з різною метою, наприклад, для селекції типів коливань коаксіального хвилеводу 7 (див. Фіг. 3) або підвищення концентрації поля на отворах зв'язку 6 (див. Фіг. 4).

Крім діафрагми з отворами 6 і коаксіального хвилеводу 7 до вузла зв'язку входить хвилевідний перехід 9 з коаксіального хвилеводу 7 на хвилевід 5 стандартного перерізу - як правило, прямокутного. Можуть використовуватися хвилевідні переходи 9 різного типу.

На Фіг. 3 і Фіг. 4 наведено два приклади різновидів практично реалізованих хвилевідних переходів. На Фіг. 3 зображена півсекція переходу 9 з прямокутного хвилеводу 5 на коаксіальний хвилевід, розділений на секторні хвилевідні секції 8. Перехід 9 у цілому складається із двох дзеркальних півсекцій (див. Фіг. 3). На Фіг. 4 зображено перехід 9, який складається із низки хвилевідних переходів, а саме: переходу з прямокутного хвилеводу 5 з хвилею H_{10} на прямокутний хвилевід з хвилею H_{20} , плавного переходу з прямокутного хвилеводу з хвилею H_{10} на хрестоподібний хвилевід з хвилею H_{20U} , та плавного переходу з хрестоподібного хвилеводу з хвилею H_{20U} на чотири хвилевідні секції 8 з хвилями H_{10} .

Хвилі шепочучої галереї можуть бути збуджені у вимірювальних резонаторах різної форми з плоскими основами, наприклад, зрізаному конусі, півкулі, асферичному диску. Як приклад, на Фіг. 1 розглянуто випадок, коли діелектричне тіло обертання 2 - це сапфіровий циліндричний диск.

З метою зниження втрат, діафрагма (торцева пластини 4) може бути виконана з надпровідного матеріалу. На Фіг. 5 наведено приклад реалізації такого виконання. У цьому випадку діелектричне тіло обертання 2 утворено двома сапфіровими дисками, один із яких є підкладка надпровідного матеріалу.

Вимірювальний резонатор також включає штифт 10 для встановлення діелектричного тіла обертання 2 і компартамент 11 із матеріалу з великими втратами, призначений для ізоляції мікрохвильового поля вимірювального резонатора від зовнішніх впливів.

За допомогою вимірювального резонатора можна досліджувати характеристики матеріалу зразків, що відрізняються розмірами і формою. Матеріал і форма зразка визначає специфіку устрою вимірювального резонатора. Так, у прикладі на Фіг. 5 торцева пластини 3 визначає тип вимірювального резонатора (дисковий діелектричний резонатор із провідними торцевими основами), і, разом з цим, є досліджуваним зразком 1 матеріалу з високою електропровідністю. В інших випадках досліджуваний зразок 1 розміщується безпосередньо у діелектричному тілі обертання 2, наприклад, у радіальній прорізі (щілині), як це показано на Фіг. 1. У цьому випадку торцева пластини 3 з матеріалу з високою електропровідністю буде визначати тільки тип і електродинамічні параметри вимірювального резонатора.

Вимірювальний резонатор є хвилями шепочучої галереї працює наступним чином.

У діелектричному тілі обертання 2 за допомогою діафрагми (торцевої пластини 4) з m отворами зв'язку збуджується коливання шепочучої галереї з азимутальним індексом $n = pm$, де $p=1,2,\dots$. Досліджуваний зразок 1 призводить до зміни резонансної частоти f_0 та власної добротності Q_0 вимірювального резонатора. Зазначені зміни вимірюються по схемі "на відбиття" при довільному коефіцієнті зв'язку β резонатора із коаксіальним хвилеводом 7. Коефіцієнт β вибирається у відповідності до поставленої задачі, тобто в залежності від типу досліджуваного зразка 1 та заданого інтервалу температур, де має визначатися поверхневий мікрохвильовий імпеданс Z_s .

Розглянемо окремий випадок вимірювання, а саме вимірювання поверхневого опору R_s досліджуваного зразка 1, коли торцева пластини 3 є досліджуваним зразком 1 півки високотемпературного надпровідника. Власна добротність Q_0 може бути записаною:

$$Q^{-1}_0 = A_s R_s + A_s^{(d)} R_s^{(d)} + k \tan \delta, \quad (1)$$

де A_s і $A_s^{(d)}$ - коефіцієнти взаємодії мікрохвильового поля діелектричного тіла обертання 2 з досліджуваним зразком 1 та діафрагмою 4, R_s і $R_s^{(d)}$ - поверхневий опір досліджуваного зразка та діафрагми, k - коефіцієнт взаємодії мікрохвильового поля з діелектричним тілом обертання 2, $\tan \delta$ - тангенс кута втрат діелектричного тіла обертання. Усі зазначені коефіцієнти взаємодії визначаються у процесі калібрування резонатора або обчислюються на основі розв'язку електродинамічної задачі.

Очевидно, поверхневий опір R_s із (1) дорівнює:

$$R_s = (Q^{-1}_0 - A_s^{(d)} R_s^{(d)} - k \tan \delta) / A_s. \quad (2)$$

Власна добротність вимірювального резонатора Q_0 обчислюється із даних вимірів амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) коефіцієнта відбиття резонатора на робочому типі

коливань [Гламаздин В.В., Натаров М.П., Скрасанов В.Н., Шубный А.И. Радиационные потери
 сосредоточенных элементов связи открытых резонаторов // Радиофизика и электроника. - 2011.
 - Т. 16. - № 3, 2011 - С. 12-25]. Для цього використовується еквівалентна схема заміщення
 вимірювального резонатора (див. Фіг. 6). Робочий тип коливань моделюється паралельним
 5 коливальним контуром з адмітансом $G_z + jB_z(f)$, де G_z - активна провідність коливального контуру,
 $B_z(f) = 2G_zQ_z\tau_z(f)$ - реактивна провідність коливального контуру, яка пропорційна
 характеристичному опору G_zQ_z , і параметру розстроювання $\tau_z(f) = (f-f_z)/f_z$, де f_z і Q_z - резонансна
 частота і добротність коливального контуру, f - поточна частота. У свою чергу активна
 провідність G_z дорівнює сумі провідності вимірювального резонатора G_0 у відсутності вузла
 10 зв'язку і провідності G_x , що внесена вузлом зв'язку в вимірювальний резонатор $G_z = G_0 + G_x$. За
 допомогою провідності G_x враховуються додаткові втрати резонатора, а саме, розсіювання
 резонансного поля на вузлі зв'язку в простір та втрати провідності у діафрагмі (торцева
 пластина 4). Провідність G_0 описує суму усіх інших втрат вимірювального резонатора,
 включаючи втрати провідності досліджуваного зразка 1.

15 Вимірювання характеристик досліджуваного зразка 1 за допомогою вимірювального
 резонатора виконується порівнянням добротності при наявності та за відсутності
 досліджуваного зразка 1 в резонаторі. 1 в тому, і в іншому випадках присутнє розсіювання у
 вузлі зв'язку. Тому, для вимірювання втрат, що вносяться досліджуваним зразком 1, не потрібне
 знання добротності розсіювання вузла зв'язку. Саме тому далі будемо ототожнювати
 20 добротність еквівалентного контуру і власну добротність Q_0 резонатора, так що $Q_0 \equiv Q_z$.

В той же час, наявність нерезонансних втрат вузла зв'язку необхідно враховувати при
 обчисленні власної добротності. Зазначені втрати моделюються послідовним імпедансом
 $Z_d = R_d + jX_d$ вузла зв'язку (див. Фіг. 6). Невірно, наприклад, ототожнювати коефіцієнт зв'язку з
 коефіцієнтом стоячої хвилі у коаксіальному хвилеводі 7, чи оберненою величиною коефіцієнта
 25 стоячої хвилі, що, як правило, справедливо у разі вузлів зв'язку об'ємних резонаторів.

Пропонується модифікація імпедансного метода вимірювання та обчислення власної
 добротності вимірювального резонатора Q_0 , яка зводиться до наступного. Спочатку за
 допомогою аналізатора кіл реєструється АЧХ $\Gamma(f)$ коефіцієнту відбиття вимірювального
 резонатора. Методом апроксимації квадрата модуля АЧХ $u(f) = |\Gamma(f)|^2$ знаходяться навантажена
 30 добротність Q_L , резонансна частота f_L та інші параметри комплексного коефіцієнту відбиття
 вимірювального резонатора:

$$\Gamma(f) = \Gamma_d + \frac{A + jB}{1 + 2jQ_L t(f)}, \quad (3)$$

де $t(f) = (f-f_L)/f_L$ - параметр розстроювання відносно f_L , A , B - реальна і уявна частини
 амплітуди хвилі, що випромінюється в хвилевід 7 із вимірювального резонатора на частоті f_L .

Далі можна обчислити власну добротність вимірювального резонатора, враховуючи той
 35 факт, що імпеданс резонатора, з одного боку, пов'язується з коефіцієнтом відбиття $\Gamma(f)$, що
 вимірюється:

$$Z(f) = \frac{1 + \Gamma(f)e^{j\Phi}}{1 - \Gamma(f)e^{j\Phi}}, \quad (4)$$

де Φ є фаза коефіцієнта відбиття в площині представлення імпедансу $Z(f)$ відносно опорної
 площини представлення коефіцієнта відбиття, а, з іншого боку, дорівнює імпедансу, вписаному
 для еквівалентної схеми вимірювального резонатора на Фіг. 6:

$$Z(f) = Z_d + \frac{1/G_0}{1 + 2jQ_0\tau_0(f)}, \quad (5)$$

40 де $\tau_0(f) = (f-f_0)/f_0 \approx t(f) - t_0$, $t_0 = (f_0-f_L)/f_L$.

Мають місце наступні остаточні співвідношення:

$$f_0 = f_L \left(1 + \operatorname{Re} \left(\frac{1 - (\Gamma_d + A + jB)e^{j\Phi}}{2jQ_L(1 - \Gamma_d e^{j\Phi})} \right) \right),$$

та

$$Q_0^{-1} = -\operatorname{Im} \left(\frac{1 - (\Gamma_d + A + jB)e^{j\Phi}}{2jQ_L(1 - \Gamma_d e^{j\Phi})} \right), \quad (6)$$

де невідома фаза Φ є рішенням тригонометричного рівняння

$$\sin(\Phi + \theta) = 2B\Gamma_d / C, \quad \sin(\theta) = B(1 + \Gamma_d^2) / C, \quad C = \sqrt{(A(1 - \Gamma_d^2))^2 + (B(1 + \Gamma_d^2))^2}. \quad (7)$$

Можна також обчислити усі інші характеристики вузла зв'язку, наприклад, нерезонансні втрати вузла зв'язку, які характеризуються ефективністю збудження резонансного коливання η , рівної відношенню потужності P_0 власних втрат у вимірювальному резонаторі до потужності, що пройшла крізь вузол зв'язку: $\eta = P_0 / (P_{\text{inc}} - P_{\text{ref}})$, де P_{inc} - потужність, що падає із хвилеводу 7 на вузол зв'язку, P_{ref} - потужність, що відбивається від резонатора в хвилевід, або коефіцієнт зв'язку резонатора з хвилеводом 7 $\beta = Q_0 / Q_L - 1$.

Залежності на Фіг. 7 і Фіг. 8 ілюструють характерні риси запропонованого способу збудження вимірювальних резонаторів з торцевими пластинами 3, які є досліджуваними зразками 1, за допомогою коаксialного хвилеводу 7 через систему отворів 6 у діафрагмі. Робота вузлів зв'язку, наведених в даному описі, основана на збудженні в коаксialному хвилеводі 7 хвилі типу H_{01} .

На Фіг. 7 зображено спектр коефіцієнтів відбиття вимірювальних дискових резонаторів з високо- і низькопровідними пластинами зразків при збудженні 4-ма ($S_{11}[4h]$) і 8-ма ($S_{11}[8h]$) отворами, відповідно. Радіус і висота сапфірового диска: $R=5,15$ мм і $L=2,5$ мм. Центри отворів діаметром $d_h=1,8$ мм розташовані на радіусі $R_h=5$ мм діафрагми товщиною 0,2 мм, яка виконана із міді (див. Фіг. 1 і Фіг. 2).

У вимірювальних резонаторах можуть бути збуджені як WGME, так і WGMH типи хвиль. Номери аксіальних індексів хвиль у вимірювальному резонаторі тісно пов'язані з кількістю отворів 6 у діафрагмі. З міркувань симетрії очевидно, що число періодів зміни поля резонатора по азимутальній координаті дорівнює кількості отворів 6 у діафрагмі чи перевищує його в ціле число разів. В результаті спостерігається селекція типів хвиль резонатора. Кількість типів хвиль, що збуджуються, зменшується з ростом числа отворів зв'язку 6, що наочно видно з графіків на Фіг. 7.

Було спроектовано сапфіровий дисковий вимірювальний резонатор для роботи на WGME_{8,1,0} хвилі з власною частотою поблизу 30 ГГц і ідентифіковано типи хвиль резонатора при збудженні через діафрагму з 4-ма або з 8-ма отворами. Деякі типи хвиль позначено на Фіг. 7, а саме WGMH_{0,3,1}, WGMH_{8,1,0}, WGME_{4,2,1}, WGMH_{8,1,0}, WGMH_{0,4,1} і WGMH_{0,4,1}. Крім селекції типів хвиль привабливою особливістю вузла зв'язку є зняття поляризаційного виродження робочого типу хвилі WGME_{8,1,0}. Він розпадається на два, а саме WGME'_{8,1,0} і WGME''_{8,1,0} типи з власними частотами, що сильно розрізняються. Крім того, на Фіг. 7 видно, що при числі отворів 8 поблизу робочого типу хвилі WGM'_{8,1,0} стають відсутніми хвилі WGME_{4,2,1}, які збуджуються 4-ма отворами.

Випробування відомих вузлів зв'язку вимірювальних резонаторів з хвилеводами показали, що ефективність збудження для них досить низька (порядку 50 %). В той же час, запропоновані вузли зв'язку показали високу ефективність збудження хвиль шепочучої галереї. На Фіг. 8 представлено графіки залежностей коефіцієнта зв'язку β , ефективності збудження η , а також навантаженої Q_L і власної Q_z добротності сапфірового дискового резонатора з 4-ма отворами зв'язку для WGME'_{8,1,0} типу хвилі від радіусу $r=d_h/2$ отворів 6, розміщених на радіусі $R_h=5$ мм діафрагми товщиною 0,2 мм, яка виконана із міді. Радіус і висота сапфірового диска $R=5,15$ мм, $L=2,5$ мм. Як бачимо, ефективність збудження η близька до ста відсотків для всіх випробуваних діаметрів отворів зв'язку 6.

Коефіцієнт зв'язку β може за бажанням змінюватись від дуже малих величин до значень, що в кілька разів перевищують одиницю, шляхом зміни діаметрів d_h отворів зв'язку 6. Значна залежність спостерігається також від радіуса R_h , на якому розташовані центри отворів зв'язку 6. Коефіцієнти зв'язку, близькі до критичних, можуть бути отримані для вимірювальних резонаторів з досліджуваними зразками 1 як з низькою, так і

з високою електропровідністю, що ілюструється графіками на Фіг. 7. Це означає можливість проведення вимірювань досліджуваних зразків 1 з істотно різними електрофізичними характеристиками при великому співвідношенні сигнал-шум і в зручному динамічному діапазоні зміни амплітуди резонансної кривої.

Відзначимо ще одну особливість, властиву всім відомих вузлам зв'язку вимірювальних діелектричних резонаторів з хвилями шепочучої галереї. Зміна коефіцієнтів зв'язку шляхом зміни геометричних параметрів елементів вузлів зв'язку супроводжується зміною як зовнішньої, так і власної добротності вимірювального резонатора. Ця особливість залишається справедливою і для вузлів зв'язку, що пропонуються (див. Фіг. 8). Неврахування зміни власної добротності вимірювальних резонаторів призводить до систематичних помилок при обчисленні електрофізичних характеристик матеріалів досліджуваних зразків 1.

Запропонований вузол зв'язку вимірювального резонатора, на відміну від відомих, забезпечує можливість проведення вимірювань по відбитій від резонатора хвилі. Як було показано, зазначена можливість дозволяє застосувати імпедансний метод розрахунку власної

добротності вимірювального резонатора, величина якої стає відомою при будь-яких налаштуваннях вузла зв'язку. Таким чином, зазначене джерело систематичної (методичної) похибки вимірювань електрофізичних характеристик досліджуваних зразків враховується при проведенні досліджень за допомогою запропонованого вимірювального резонатора.

5

ФОРМУЛА ВИНАХОДУ

1. Вимірювальний резонатор з хвилями шепочучої галереї, який містить досліджуваний зразок, діелектричне тіло обертання з плоскими основами, перпендикулярними осі обертання, на яких встановлені торцеві пластини з електропровідного матеріалу, і забезпечений вузлом зв'язку, що містить перехід від прямокутного хвильоводу стандартного перерізу до фідерної лінії вузла зв'язку, який **відрізняється** тим, що одна з торцевих пластин виконана у вигляді діафрагми, в якій аксіально симетрично щодо осі обертання прорізані m отворів зв'язку, фідерна лінія вузла зв'язку виконана у вигляді коаксіального хвильоводу, який примикає до діафрагми площиною поперечного перерізу так, що вісь коаксіального хвильоводу збігається з віссю обертання, при цьому аксіальний індекс робочої хвилі шепочучої галереї в резонаторі є кратним числу m отворів зв'язку.
2. Вимірювальний резонатор з хвилями шепочучої галереї за п. 1, який **відрізняється** тим, що коаксіальний хвильовід розділено металевими стінками на m хвильовідних секцій таким чином, що сукупність хвильовідних секцій має поворотну симетрію m -го порядку, а площа поперечного перерізу секцій примикає до діафрагми при умові, що кожна секція містить отвір зв'язку.
3. Вимірювальний резонатор з хвилями шепочучої галереї за п. 1, який **відрізняється** тим, що діафрагма виконана з надпровідного матеріалу.

20

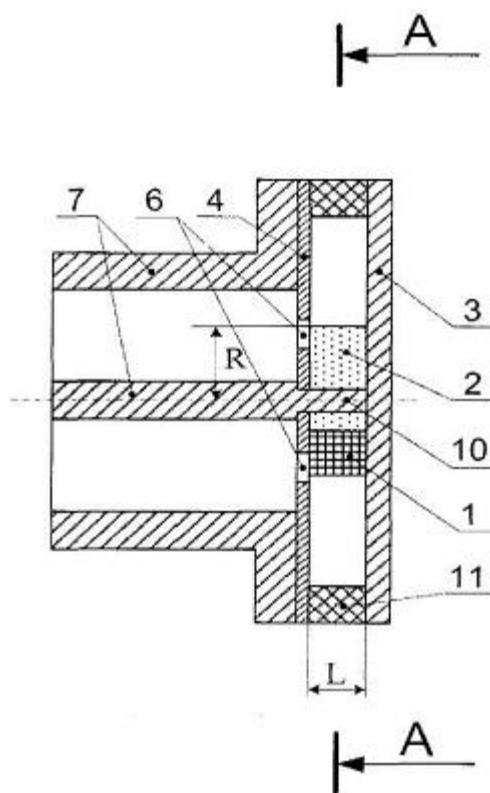
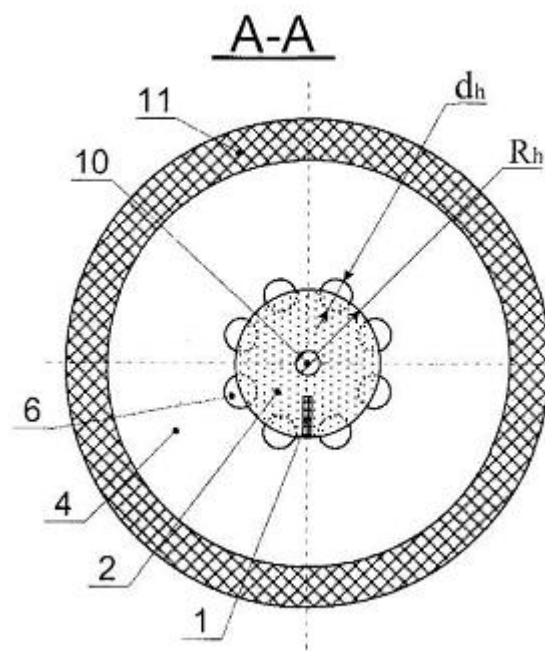
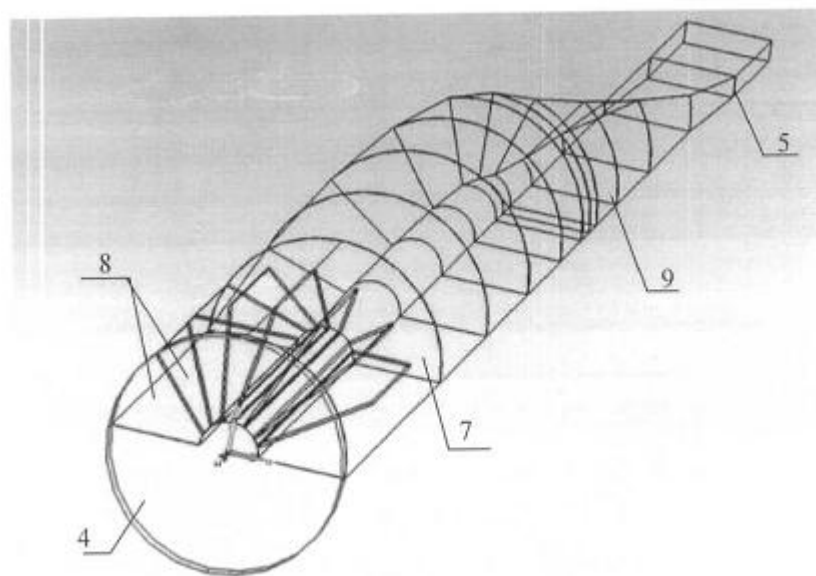


Fig. 1



Фиг. 2



Фиг. 3

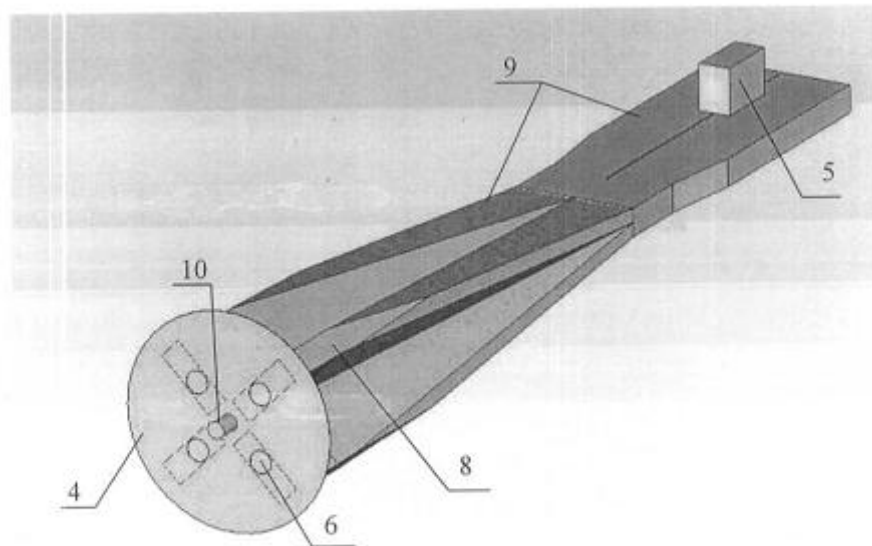


Fig. 4

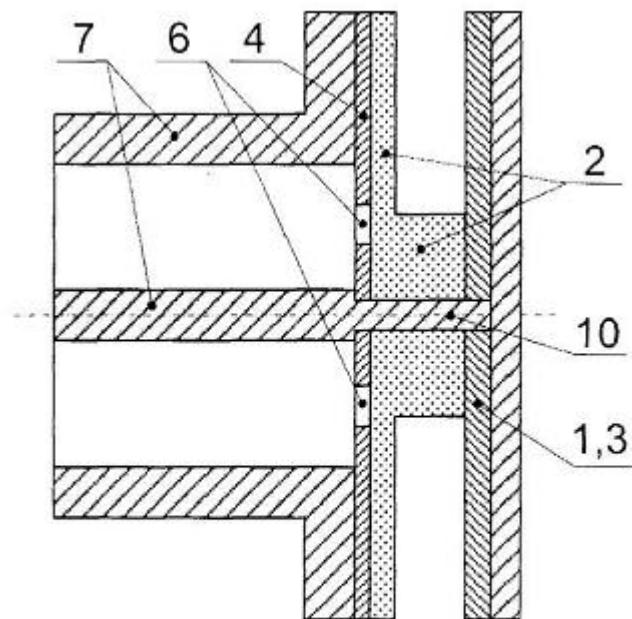


Fig. 5

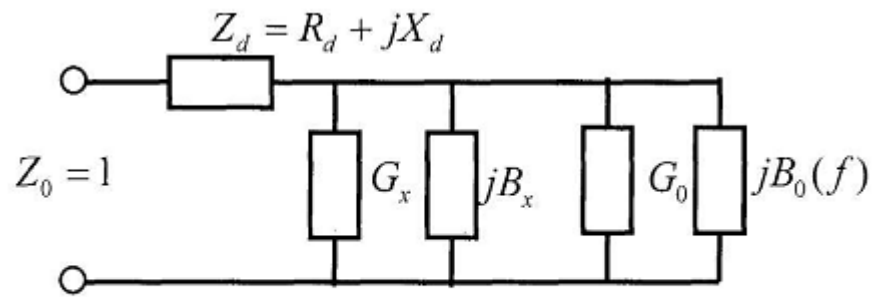


Fig. 6

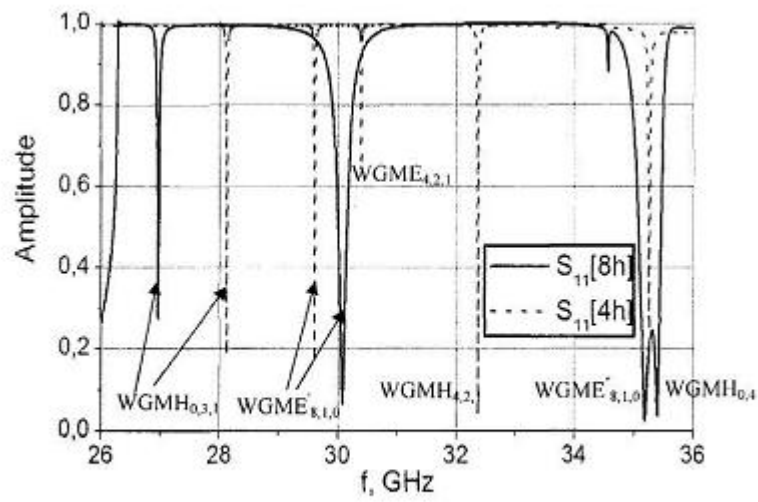


Fig. 7

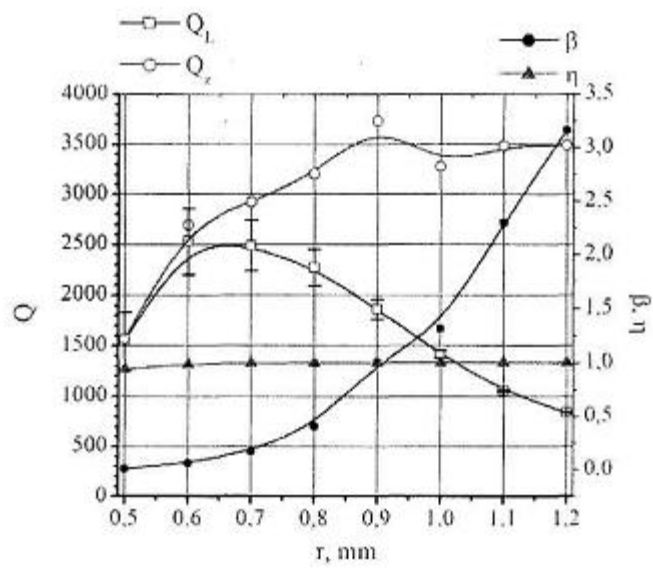


Fig. 8

Комп'ютерна верстка Л. Литвиненко

Державна служба інтелектуальної власності України, вул. Василя Липківського, 45, м. Київ, МСП, 03680, Україна

ДП "Український інститут інтелектуальної власності", вул. Глазунова, 1, м. Київ – 42, 01601