

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ТАТАРЧУК ДМИТРО ДМИТРОВИЧ

УДК 621.372+621.3.018.12+621.3.018.411+621.396.69

ДИСЕРТАЦІЯ

КЕРОВАНІ КОМПОЗИТНІ СТРУКТУРИ МІКРОХВИЛЬОВОГО ДІАПАЗОНУ

Спеціальність 05.27.01 – твердотільна електроніка

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук.
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ Д.Д. Татарчук

Науковий консультант Поплавко Юрій Михайлович, д-р фіз.-мат. наук, проф.

Київ – 2020

АНОТАЦІЯ

Татарчук Д.Д. Керовані композитні структури мікрохвильового діапазону. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.27.01 – «Твердотільна електроніка» (17 Електроніка та телекомунікації). – Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського», Київ, 2020.

Робота присвячена використанню композитних структур для створення керованих пристроїв мікрохвильового діапазону. В роботі показано, що використання таких структур дозволяє суттєво розширити функціональні можливості мікрохвильових пристроїв.

Мета роботи – розвинення теорії композитних матеріалів для створення базису реалізації нових частотно-селективних та фазообертальних пристроїв на основі композитних, напівпровідникових та тонких діелектричних резонансних структур, а також вдосконалення НВЧ методів дослідження діелектричних матеріалів, включаючи тонкі плівки.

При виконанні роботи отримано наступні результати:

1. Розвинено теорію композитних матеріалів. Вперше отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів ефективної діелектричної проникності та ефективного тангенса кута діелектричних втрат композитних матеріалів типу діелектрик-метал, які дозволяють розраховувати температурні властивості таких композитів.
2. Застосовано теорію композитних матеріалів до керованих частотно-селективних планарних структур і на її основі розроблено і експериментально підтверджено методику розрахунку характеристик керованих частотно-селективних планарних структур, яка дозволяє прискорити процес проектування керованих частотно-селективних і фазообертаючих пристроїв на їх основі.

3. Вперше запропоновано новий принципи керування резонансними частотами діелектричних резонаторів шляхом зміни кута повороту резонатора відносно широкої стінки хвилеводу, що дозволило розробити нові конструкції керованих фільтрів та фазообертачів. Точне керування положенням резонатора в даному випадку здійснюється за допомогою крокового двигуна керованого мікропроцесором, що дозволило усунути такий недолік традиційного електромеханічного керування як гістерезис.
4. Удосконалено конструкцію п'єзоперетворювача «cymbal»-типу шляхом заміни суцільної п'єзопластини на дві зустрічні, що дозволило зменшити нелінійність його деформаційної характеристики.
5. Вперше запропоновано метод керування характеристиками напівпровідникових планарних частотно-селективних пристроїв НВЧ за рахунок зміни конфігурації провідникових областей оптичним способом, що створює підґрунтя для розроблення принципово нових конструкцій частотно-селективних та фазообертальних пристроїв НВЧ з оптичним керуванням.
6. На основі теорії композитних матеріалів і результатів дослідження тонких діелектричних резонаторів модифіковано метод Крупки для визначення діелектричної проникності й тангенса кута діелектричних втрат тонких плівок. Запропонований метод дозволяє вимірювати параметри плівкових матеріалів товщиною від десятків нанометрів до кількох мікрометрів.
7. Запропоновано новий метод дослідження властивостей анізотропних матеріалів при використанні досліджуваного зразка у якості тонкого діелектричного резонатора

Тема дисертаційної роботи є продовженням багаторічної наукової діяльності колективу кафедри мікроелектроніки в області пошуку нових підходів до конструювання мікроелектронних приладів НВЧ з метою поліпшення їх характеристик. Результати теоретичних та експериментальних досліджень, які отримано в роботі, використано при виконанні 9 держбюджетних тем, та застосовано у навчальному процесі кафедри

мікроелектроніки Національного технічного університету України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»

Розроблені методи вимірювання параметрів НВЧ матеріалів були використані при проведенні наукових досліджень у Донецькому фізико-технічному інститут ім. О.О. Галкіна НАН України та у інституті загальної та неорганічної хімії НАН України.

Основні результати дисертації доповідались та обговорювались на наукових семінарах кафедри мікроелектроніки національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» та конференціях:

- - 36rd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE 2013), Alba Iulia, Romania, 2013;
- - XI Міжнародна науково-технічна конференція ПРОБЛЕМИ СУЧАСНОЇ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ – 2010 , Україна, Київ, 2010;
- - VI, VIII Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні інформаційно-комунікаційні технології» (COMINFO) (Ялта – Лівадія, Україна, 2010, 2012);
- - 13-та, 20-а та 22-а Міжнародна Кримська конференція «НВЧ–техніка та телекомунікаційні технології» (Севастополь, Україна, 2003, 2010, 2012);
- - 30th, 31st, 32nd, 33rd, 34th, 35th, 36th, 37th, 38th 39th International Science Conference «Electronics and Nanotechnology» (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019;
- - XIII Международная конференция «Физика диэлектриков» (Диэлектрики–2014), Санкт-Петербург, Россия, 2014;
- - 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON–2014), Gdansk, Poland, 2014;
- - IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2017), Kyiv, Ukraine, 2017;

- The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo 2017);
- The Twentieth International Workshop on Electromagnetic Non-Destructive Evaluation, ENDE2015, Sendai, Japan, Katahira Sakura Hall, Tohoku University;
- Materials Science & Engineering: Proc. of 5th World Congress – Alicante, 2016;
- E-MRS 2016. Fall Meeting. Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland;
- «Наноструктурные материалы–2016: Беларусь–Россия–Украина» (НАНО–2016);
- Nanotechnology and nanomaterials (NANO-2017): V International research and practice conference, 2017, Chernivtsi, Ukraine;
- Advanced Materials and Technologies: 19-th International Conference-School, 2017, Palanga, Lithuania;
- European Materials Research Society. 2017 Fall Meeting, 2017, Warsaw, Poland;
- IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF–2017), 2017, Lviv, Ukraine.

Дисертаційна робота складається з анотації, вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг дисертації становить 356 сторінок. Робота включає 141 рисунок, 28 таблиць, список використаних джерел з 202 найменувань на 23 сторінках та додатків на 21 сторінці.

В анотації у скороченому вигляді наведено основні результати, отримані в роботі, показана їх наукова новизна і практичне значення, а також наведено ключові слова і список публікацій за темою роботи.

У вступі на основі аналізу сучасного стану НВЧ електроніки висвітлено актуальність теми роботи, її зв'язок з науковими програмами, планами, темами, що розроблюються на кафедрі, сформульовано мету та основні

завдання роботи, показано методи наукових досліджень, обґрунтовано наукову новизну та практичне отриманих результатів, відзначено особистий внесок здобувача, наведено дані про апробацію представлених результатів, структуру і обсяг роботи.

У першому розділі «Керовані мікрохвильові пристрої та НВЧ матеріали» проаналізовано сучасний стан техніки НВЧ. Показано основні тенденції розвитку і проблеми, які необхідно вирішити. Проаналізовано вимоги до НВЧ матеріалів. Розглянуто механізми НВЧ втрат, проаналізовано їх температурні та частотні залежності. Розглянуто особливості використання композитних матеріалів НВЧ. Проаналізовано сучасні методи аналізу композитних матеріалів та показано необхідність подальших досліджень у цій області.

У другому розділі «Мікротекстуровані композитні матеріали типу діелектрик-метал» було теоретично досліджено вплив складу та структури композитних матеріалів типу діелектрик-метал на їх діелектричну проникність і тангенс кута діелектричних втрат, запропоновано і експериментально підтверджено алгоритми розрахунку частотних і температурних залежностей діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитних матеріалів типу діелектрик-метал у НВЧ діапазоні.

Для дослідження температурних залежностей НВЧ характеристик композитів діелектрик - метал автором було особисто отримано вирази для температурних коефіцієнтів їх діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат.

У третьому розділі «Планарні керовані частотно-селективні структури НВЧ» розглянуто методи керування характеристиками керованих частотно-селективних пристроїв НВЧ, запропоновано конструкції керованих частотно-селективних пристроїв НВЧ на основі відрізків неоднорідних мікрострічкових ліній з електромеханічним та оптичним керуванням, сформульовано вимоги до електромеханічних актюаторів для НВЧ

використання, а також запропоновано удосконалені конструкції електромеханічних актюаторів.

У четвертому розділі «Керовані частотноселективні пристрої на основі тонкого діелектричного резонатора» досліджено властивості тонких діелектричних резонаторів, виявлено їх особливості та запропоновано конструкції частотноселективних пристроїв з електромеханічним керуванням на їх основі. Показано, що напівпровідникові ріп-структури можна розглядати як тонкі напівпровідникові резонатори з електронним керуванням та запропоновано конструкції частотноселективних пристроїв на їх основі.

У п'ятому розділі «Застосування макротекстурованих композитних структур для дослідження НВЧ матеріалів» розглянуто використання макротекстурованих структур для вимірювання мікрохвильових характеристик матеріалів. Запропоновано методи вимірювання на основі композитної мікросмужкової лінії та на основі тонкого діелектричного резонатора.

Ключові слова: композитні матеріали, мікротекстуровані композити, макротекстуровані композити, композитні структури НВЧ, методи керування параметрами електродинамічних систем, керовані пристрої НВЧ, ефективна діелектрична проникність, вимірювання параметрів матеріалів.

ANNOTATION

Tatarchuk D.D. Controllable composite structures of the microwave range. - Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Doctoral thesis of technical sciences on specialty 05.27.01 – «Solid-state electronics» (17 Electronics and Telecommunications). – National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, 2020.

The work is devoted to the using of the composite structures for creating controlled microwave devices. The work shows that the use of such structures can significantly extend the functionality of microwave devices.

The aim of the work is to develop the theory of composite materials to create a basis for the implementation of new frequency-selective and phase-rotating devices based on composite, semiconductor and thin dielectric resonant structures, as well as to improve microwave methods for dielectric materials, including thin films.

When performing the work the following results were obtained:

1. The theory of composite materials is developed. Analytical expressions for the calculation of the temperature coefficients of effective dielectric constant and effective tangent of dielectric loss angle of composite dielectric-metal materials were first obtained, which allows calculating the temperature properties of such composites.
2. The theory of composite materials is applied to the controlled frequency-selective planar structures and based on it the calculation method of the controlled frequency-selective planar structures characteristics is developed and experimentally confirmed, which allows to accelerate the design process of the controlled frequency-selective devices and phase-rotating devices.
3. New principles for the resonant frequencies control of the dielectric resonators by changing the angle of rotation of the resonator with respect to the wide wall of the waveguide were proposed for the first time, which made it possible to develop new designs of controlled filters and phase rotators. Precise control of the position of the resonator in this case is carried out using a stepper motor controlled by a microprocessor, which allows to eliminating such disadvantage of traditional electromechanical control as hysteresis.
4. The design of the “cymbal”-type piezoelectric transducer was improved by replacing the continuous piezo-plate with two counter-plates, which reduced the nonlinearity of its deformation characteristic.

5. For the first time, a method of controlling the characteristics of semiconductor planar frequency-selective microwave devices is proposed by changing the configuration of conductive regions by an optical method, which creates the basis for the development of fundamentally new designs of frequency-selective and phase-rotating microwave devices with optical control.
6. Based on the theory of composite materials and the results of the study of thin dielectric resonators, the Krupka's method was modified to determine the dielectric constant and the tangent of the dielectric loss angle of thin films. The proposed method allows to measure the parameters of film materials in the thickness from tens of nanometers to several micrometers.
7. A new method of investigation of the properties of anisotropic materials is proposed when using the test sample as a thin dielectric resonator

The topic of the dissertation is a continuation of many years scientific activity of the Department of Microelectronics staff in the field of finding the new approaches to the design of microwave microelectronic devices in order to improve their characteristics. The results of theoretical and experimental studies obtained in the work were used in the implementation of the 9 state projects, and were applied in the educational process of the Department of Microelectronics of the National Technical University of Ukraine "KPI them. Igor Sikorsky "

The developed methods of measuring the parameters of microwave materials were used in the research at the Donetsk Institute of Physics and Technology of the NAS of Ukraine and the Institute of General and Inorganic Chemistry of the NAS of Ukraine.

The main results of the dissertation were reported and discussed at scientific seminars of the Department of Microelectronics of the National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" and conferences:

- 36rd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE 2013), Alba Iulia, Romania, 2013;
- XI International Scientific and Technical Conference PROBLEMS OF MODERN ELECTRICAL ENGINEERING - 2010, Ukraine, Kyiv, 2010;

- VI, VIII International Scientific and Technical Conference "Modern Information and Communication Technologies" (COMINFO) (Yalta - Livadia, Ukraine, 2010, 2012);
- 13th, 20th and 22nd International Crimean Conference "Microwave Engineering and Telecommunication Technologies" (Sevastopol, Ukraine, 2003, 2010, 2012);
- 30th, 31st, 32nd, 33rd, 34th, 35th, 36th, 37th, 38th 39th International Science Conference «Electronics and Nanotechnology» (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019;
- XIII International Conference "Dielectric Physics" (Dielectrics-2014), St. Petersburg, Russia, 2014;
- 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON – 2014), Gdansk, Poland, 2014;
- IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2017), Kyiv, Ukraine, 2017;
- The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo 2017);
- The Twentieth International Workshop on Electromagnetic Non-Destructive Evaluation, ENDE2015, Sendai, Japan, Katahira Sakura Hall, Tohoku University;
- Materials Science & Engineering: Proc. of 5th World Congress - Alicante, 2016;
- E-MRS 2016. Fall Meeting. Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland;
- “Nanostructured materials – 2016: Belarus – Russia – Ukraine” (NANO – 2016);
- Nanotechnology and nanomaterials (NANO-2017): V International research and practice conference, 2017, Chernivtsi, Ukraine;
- Advanced Materials and Technologies: 19th International Conference-School, 2017, Palanga, Lithuania;
- European Materials Research Society. 2017 Fall Meeting, 2017, Warsaw, Poland;
- IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF – 2017), 2017, Lviv, Ukraine.

The dissertation consists of an annotation, introduction, five chapters, conclusions, a list of sources and appendices. The total volume of the dissertation

is 356 pages. The work includes 141 figures, 28 tables, a list of sources used with 202 titles on 23 pages and appendices on 21 pages.

The annotation summarizes the main results obtained in the work, shows their scientific novelty and practical significance, as well as keywords and a list of publications on the topic of the work.

The introduction on the basis of the analysis of the current state of microwave electronics highlights the relevance of the topic, its connection with scientific programs, plans, topics developed at the department, formulates the purpose and main objectives of the work, shows research methods, substantiates scientific novelty and practical results. , the personal contribution of the applicant is noted, data on approbation of the presented results, structure and volume of work are resulted.

The first section "Controlled microwave devices and microwave materials" analyzes the current state of microwave technology. The main development trends and problems that need to be solved are shown. Requirements for microwave materials are analyzed. The mechanisms of microwave losses are considered, their temperature and frequency dependences are analyzed. Peculiarities of microwave composite materials use are considered. Modern methods of analysis of composite materials are analyzed and the need for further research in this area is shown.

The second section "Microtextured composite materials such as dielectric-metal" theoretically investigated the influence of the composition and structure of composite materials such as dielectric-metal on their dielectric constant and the tangent of the dielectric loss angle, proposed and experimentally confirmed algorithms for calculating frequency and temperature dependences dielectric losses of composite materials such as dielectric-metal in the microwave range.

To study the temperature dependences of the microwave characteristics of dielectric - metal composites, the author personally obtained expressions for the temperature coefficients of their dielectric constant and the tangent of the dielectric loss angle.

In the third section "Planar controlled frequency-selective microwave structures" methods of control of characteristics of controlled frequency-selective microwave devices are considered, designs of controlled frequency-selective microwave devices on the basis of segments of inhomogeneous microstrip lines with electromechanical and optical control. designs of electromechanical actuators.

In the fourth section "Controlled frequency-selective devices based on a thin dielectric resonator" the properties of thin dielectric resonators are investigated, their features are revealed and the designs of frequency-selective devices with electromechanical control based on them are proposed. It is shown that semiconductor pin-structures can be considered as thin semiconductor resonators with electronic control and the designs of frequency-selective devices based on them are proposed.

The fifth section "Application of macrot textured composite structures for the study of microwave materials" discusses the use of macrot textured structures to measure the microwave characteristics of materials. Methods of measurement based on a composite microstrip line and based on a thin dielectric resonator are proposed.

Key words: composite materials, microtextured composites, macrot textured composites, microwave composite structures, control methods for the parameters of electrodynamics systems, controlled microwave devices, effective dielectric permittivity, material parameters measurements.

Список опублікованих праць за темою дисертації.

1. В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, Резонатори на основі короткозамкнених відрізків неоднорідних ліній із ступінчастою неоднорідністю//«Електроника и связь» ,2002, №16, С.47-48. Особистий внесок дисертанта: розрахунок параметрів досліджуваних зразків, участь у експериментальному дослідженні зразків.

2. В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, А.В. Єременко Напівпровідникові резонансні структур із електронним керуванням //«Електроника и связь» ,2003, №19, С.17-19. Особистий внесок дисертанта: розробка теоретичних основ розрахунку характеристик напівпровідникових резонансних структур, участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень.
3. В.И. Молчанов, Д.Д. Татарчук Неоднородности в диэлектрических структурах СВЧ// «Электроника и связь», 2008, №6(47), с. 10-14. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень, а також у інтерпретації отриманих результатів.
4. В.И. Лапчинский, А.В. Мачулянский, Д.Д. Татарчук, Т.Л. Волхова Металлодиэлектрические нанокompозитные структуры. //«Электроника и связь», 2011, №1, С.20-22. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, планування експерименту та інтерпретація отриманих результатів.
5. Температурная зависимость диэлектрических параметров композитных материалов металл-полимер в СВЧ-диапазоне. Ю.В. Диденко, И.В. Пацёра, Д.Д. Татарчук, Е.И. Харабет // Электроника и связь. – 2012. – №5. – С. 132 - 134. Особистий внесок дисертанта: розробка теоретичних основ розрахунку температурної залежності діелектричної залежності і тангенса кута діелектричних втрат композитів метал-полімер, розробка методики досліджень, участь в інтерпретації отриманих результатів.
6. Диденко Ю.В. Многослойные покрытия на основе композитных материалов для защиты от электромагнитного излучения / Ю.В. Диденко, И.В. Пацёра, Д.Д. Татарчук // Прикладная радиоэлектроника. — 2012. — Т. 11, № 4. — С. 519—521. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, участь в інтерпретації отриманих результатів.
7. Ю.В. Діденко, В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, А.С. Франчук «Температурні властивості напівпровідникових резонансних структур з електронним керуванням» //«Электроника и связь». – 2013. – №5.

– С. 9 - 12. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, участь у інтерпретації результатів.

8. Y.V. Didenko, D.D. Tatarchuk, V.I. Molchanov, and Y.M. Poplavko “Effective conductivity of microwave dielectric materials” //«Электроника и связь». – 2014. – т. 19, №2(79). – С. 23 - 29..(ISSN 1811-4512. ElectronComm 2014, Vol. 19, №2(79)). Особистий внесок дисертанта: теоретичне дослідження впливу взаємодії релаксуючих часток з різним часом релаксації на результуючий діелектричний спектр матеріалу у НВЧ діапазоні.

9. Татарчук Д.Д Термостабільність коливальних НВЧ систем на основі діелектричних резонаторів / Шмигін Д.А., Татарчук Д.Д // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2014. – № 1. – С.65-69. Особистий внесок дисертанта: розрахунок температурної залежності резонансної частоти досліджуваних зразків, участь у плануванні експерименту та у інтерпретації отриманих результатів.

10. Didenko Y.V. The specific conductivity of metal-polymer composites in the microwave range / Yuriy Didenko, Dmitry Tatarchuk, Iryna Patsora, Ievgen Kharabet, Anton Franchuk // Electronics and Communications. – 2014. – Vol. 19. – №3(80). – PP. 9–12. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретації отриманих результатів.

11. Didenko Y.V. Temperature Dependences of Losses in High Frequency Dielectrics / Y.V. Didenko, Y.M. Poplavko, D.D. Tatarchuk // Electronics and Communications. – 2014. – Vol. 19. – №4(81). – PP. 28–35. Особистий внесок дисертанта: теоретичне дослідження впливу взаємодії релаксуючих часток з різним часом релаксації на температурну залежність НВЧ втрат.

12. СВЧ методы измерения параметров диэлектрических материалов на основе составного диэлектрического резонатора // Electronics and Communications. – 2014, – Vol. 19. – №6(83)) – PP. 14–20. Особистий внесок дисертанта: теоретичне та експериментальне дослідження залежності

резонансної частоти діелектричних резонаторів від непаралельності їх складових частин.

13. Молчанов В.І. Вимірювання НВЧ параметрів діелектричних матеріалів методом тонкого діелектричного резонатора/ В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, А.С. Франчук // Electronics and Communications. – 2015. – Vol. 20. – №1(84). – РР. 23–26. Особистий внесок дисертанта: теоретичне та експериментальне дослідження чутливості методу.

14. Татарчук Д.Д. Тонкие диэлектрические резонаторы миллиметрового диапазона длин волн / Д.Д. Татарчук, В.И. Молчанов, Ю.В. Диденко, А.С. Франчук // Electronics and Communications. – 2015. – Т. 20. – №6(89). – С. 6–10. Особистий внесок дисертанта: розрахунок параметрів досліджуваних зразків, розробка методики досліджень, інтерпретація отриманих результатів.

15. Татарчук Д.Д. Композиты на основе диэлектриков в технике СВЧ / Д.Д. Татарчук, Ю.М. Поплавко, В.А. Казмиренко, А.В. Борисов, Ю.В. Диденко // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2016. – Т. 59. – №2. – С. 33–43. Особистий внесок дисертанта: розробка макету керованого мікροстрічкового фільтру, розрахунок теоретичних залежностей діелектричних НВЧ параметрів композитів метал-полімер, участь у проведенні експериментальних досліджень.

16. Діденко Ю.В. Температурні властивості композитів типу метал–полімер у мікрохвильовому діапазоні / Ю. В. Діденко, І. В. Пацьора, Д. Д. Татарчук // Electronics and Communications. – 2016. – Т. 21. – №1(90). – С. 6–10. Особистий внесок дисертанта: дисертантом одноосібно отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитів діелектрик–метал у НВЧ діапазоні.

17. Татарчук Д. Д. Вимірювання НВЧ параметрів матеріалів методом неоднорідного мікросмужкового резонатора / Д. Д. Татарчук, В. І. Молчанов, Ю. В. Діденко, М. С. Сергєєв, Ю. М. Поплавко // Electronics and Communications. – 2016. – Т. 21. – №2(91). – С. 6–9. Особистий внесок

дисертанта: розробка конструкції вимірювальної комірки та методики вимірювання.

18. Татарчук Д.Д. Фільтри НВЧ на основі тонких діелектричних резонаторів / Д.Д. Татарчук, В.І. Молчанов, Ю.В. Діденко, А.С. Франчук / Electronics and Communications. – 2016. – Т. 21. – №6(95). – С. 6–9. Особистий внесок дисертанта: запропоновано конструкції фільтрів та проведено розрахунок їх характеристик.

19. Татарчук Д.Д. НВЧ фазообертачі на основі тонких діелектричних резонаторів / Д.Д. Татарчук, В.І. Молчанов, Ю.В. Діденко, А.С. Франчук / Electronics and Communications. – 2017. – Т. 22. – №1(96). – С. 6–10. Особистий внесок дисертанта: запропоновано конструкцію фазообертача та розраховано його характеристики.

20. Patsora Iryna STUDY OF PARTICLE BASED FILMS' CURE PROCESS BY HIGH FREQUENCY EDDY CURRENT SPECTROSCOPY / Iryna Patsora, Henning Heuer, Susanne Hillmann, Dmitry Tatarchuk // Coatings 2017, 7(1), 3 doi:10.3390/coatings7010003. Особистий внесок дисертанта: участь у розробці методики досліджень та інтерпретації результатів.

21. Мазур К. С. Управляемые частотоселективные структуры СВЧ на основе неоднородной микрополосковой линии передачи / К. С. Мазур, А. А. Сергеева, Д. Д. Татарчук, Ю. В. Диденко // Мікросистеми, електроніка та акустика. – 2018. – Т. 23. – №4(105). – С. 6–11. Особистий внесок дисертанта: розробка досліджуваного макету і методики досліджень, а також участь у проведенні експериментальних досліджень.

22. Pashchenko A. V. Modification of multifunctional properties of the magnetoresistive $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.15}\text{Bi}_{0.15}\text{Mn}_{1.1-x}\text{B}_x\text{O}_{3-\delta}$ ceramics when replacing manganese with 3d-ions of Cr, Fe, Co, Ni / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, V. P. Pashchenko, V. K. Prokopenko, V. V. Burhovetskii, A. V. Voznyak, I. V. Fesych, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. I. Gudymenko, V. P. Kladko, A. A. Amirov, G. G. Levchenko // Journal of Alloys and Compounds. – 2018. – Vol. 767. – P. 1117–1125. DOI: 10.1016/j.jallcom.2018.07.178. Особистий внесок дисертанта:

розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

23. Pashchenko A. V. Structure, Non-stoichiometry, Valence of Ions, Dielectric and Magnetic Properties of Single-Phase $\text{Bi}_{0.9}\text{La}_{0.1}\text{FeO}_{3-\delta}$ Multiferroics / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, Quanjun Li, D. D. Tatarchuk, V. A. Turchenko, I. I. Makoed, V. Ya. Sycheva, A. V. Voznyak, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, Y. V. Didenko, A. T. Kozakov, G. G. Levchenko // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2019. – Vol. 483. – P. 100–113. DOI: 10.1016/j.jmmm.2019.03.095. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

24. Liedienov N.A., Pashchenko A.V., Turchenko V.A., Sycheva V.Ya., Voznyak A.V., Kladko V.P., Gudimenko A.I., Tatarchuk D.D., Didenko Yu.V., Fesych I.V., Makoed I.I., Kozakov A.T., Levchenko G.G. Liquid-phase sintered bismuth ferrite multiferroics and their giant dielectric constant // Ceram. Int. – 2019. – V. 45, No. 12. – P. 14873 – 14879. <https://doi.org/10.1016/j.ceramint.2019.04.220>. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

25. Патент на корисну модель Пат. №91148 Україна, МПК Н 01 Р 7/00. Напівпровідниковий резонатор НВЧ з електронним керуванням [Текст] / Татарчук Д.Д., Молчанов В.І., Пашков В.М.; заявник і власник НТУУ «КПІ». — № у 2013 15543 ; заявл. 30.12.2013; опубл. 25.06.2014, Бюл. №12. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, розробка методики експериментальної перевірки ідеї, участь у інтерпретації отриманих результатів.

26. Патент на корисну модель Пат. №101015 Україна МПК Н03К 17/28 (2006.01), Н03К 17/78 (2006.01). ПРИСТРІЙ ПІДВИЩЕННЯ ЩІЛЬНОСТІ МІЖЗ'ЄДНАНЬ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ У МІКРОСХЕМАХ [Текст] Циганок Б. А., Власюк А. В., Олійник О. О., Татарчук Д. Д., Пацьора І. В. .; заявник і власник НТУУ «КПІ». — №u201500908 ; заявл. 05.02.2015 ;

опубл. 25.08.2015. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, розробка методики експериментальної перевірки ідеї, участь у інтерпретації отриманих результатів.

27. Патент на корисну модель № 107297 Україна МПК G01R 27/26 (2006.01) Комірка на основі напівхвильового мікросмужкового резонатора для вимірювання комплексної діелектричної проникності матеріалів на надвисоких частотах [Текст] Пашков Валерій Маркович (UA); Татарчук Дмитро Дмитрович (UA); Молчанов Віталій Іванович (UA); Поплавко Юрій Михайлович (UA); Діденко Юрій Вікторович (UA); Сергєєв Михайло Сергійович (UA) заявник і власник НТУУ «КПІ». — №u201512840 від 25.12.2015 опубл. 25.05.2016 Бюл. №10. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, розробка макету вимірювальної комірки.

28. Пат. 116158 Україна, МПК (2016.01) H01P 1/18, H01P 1/207. Керована надвисокочастотна система на основі тонкого діелектричного резонатора / Д. Д. Татарчук, В. І. Молчанов, Ю. М. Поплавко, Ю. В. Діденко, А. С. Франчук ; заявник і власник Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут». – № u 2016 11812 ; заявл. 22.11.2016 ; опубл. 10.05.2017, Бюл. № 9. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, числове моделювання керованої надвисокочастотної системи на основі тонкого діелектричного резонатора та участь у інтерпретації отриманих результатів.

29. Пат. 136582 Україна, МПК(2019.01) G01R 27/04, G01R 27/26. Мікросмужкова комірка для визначення діелектричної проникності та фактору втрат матеріалів на надвисоких частотах / Д. Д. Татарчук, Ю. В. Діденко, Ю. М. Поплавко ; заявник і власник Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського». – № u 2019 02285 ; заявл. 06.03.2019 ; опубл. 27.08.2019, Бюл. № 16. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, розробка макету вимірювальної комірки участь у експериментальній перевірці ідеї.

30. Неоднородности в диэлектрических структурах СВЧ [Текст] / В. И. Молчанов, Д. Д. Татарчук // 13 Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь, 8-12 сент., 2003: КрыМиКо'2003. - Севастополь, 2003. - С. 543-546. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень, а також у інтерпретації отриманих результатів.
31. В.І. Лапчинський, Д.Д. Татарчук Резонансні властивості металічних пластин у НВЧ діапазоні //XXX міжнародная научно-техническая конференция «Электроника и нанотехнологии». Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, планування експерименту та інтерпретація отриманих результатів.
32. Лапчинський В.І., к.т.н. Татарчук Д.Д. НВЧ матеріали на основі структур метал-діелектрик // Науково-практична конференція „ПЕРСПЕКТИВНІ НАПРЯМКИ СУЧАСНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ", Україна, Київ, НТУУ КПІ, 21-23, квітня, 2010. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, планування експерименту та інтерпретація отриманих результатів.
33. Д.А. Шмыгин, Д.Д. Татарчук, А.В. Ерёменко, В.М. Пашков, В.И. Молчанов, Ю.М. Поплавко Фильтры на основе линий передач со скачком волнового сопротивления // 20-я Международная Крымская конференция СВЧ- техника и телекоммуникационные технологии – Украина, Крым, Севастополь, 13-17 сентября, 2010. Особистий внесок дисертанта: розробка теоретичних основ розрахунку фільтрів на основі ліній передач із скачком хвильового опору та розрахунок параметрів досліджуваного макету.
34. Борисова А.В., Гергиев В.В., Молчанов В.И., Татарчук Д.Д., Якименко Ю.И. Диэлектрические свойства пьезоэлектрических монокристаллов с малым поглощением // VI Международная научно-техническая конференция «Современные коммуникационные технологии» - Украина, Крым, Ялта-Ливадия, 4-8 октября, 2010. Особистий внесок дисертанта: участь у

експериментальних дослідженнях та у інтерпретації експериментальних результатів.

35. Ю.В. Діденко, І.В. Пацьора, Д.Д. Татарчук, Д.І. Царенко Композитні НВЧ матеріали для захисту каналів передачі інформації//Proceedings of System Analysis and Information Technologies 13th International Conference, SAIT 2011, Kyiv, Ukraine, May 25–29, 2010. Особистий внесок дисертанта: розробка методики експериментальних досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретація отриманих результатів.

36. В.И. Лапчинский, А.В. Мачулянский, Д.Д. Татарчук, Т.Л. Волхова Металлодиэлектрические нанокompозитные структуры. // XXXI международная научно-техническая конференция «Электроника и нанотехнологии», 12-14 апреля, 2011, Киев, Украина. Особистий внесок дисертанта: розробка методики експериментальних досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретація отриманих результатів.

37. СВЧ свойства композитных структур металл-диэлектрик. Диденко Ю.В., Молчанов В.И., канд.техн.наук, Олексенко А.О., Пацёра И.В, Татарчук Д.Д., канд.техн.наук, Царенко Д.И. // XXXII международная научно-техническая конференция «Электроника и нанотехнологии», 10-11 апреля, 2012, Киев, Украина. Особистий внесок дисертанта: розробка методики експериментальних досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретація отриманих результатів.

38. Д.А. Шмыгин, Д.Д. Татарчук, Диденко Ю.В. Одно- и многослойные поглощающие СВЧ структуры на основе полимеруглеродных нанокompозитов // 22-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии – Украина, Крым, Севастополь, 10-14 сентября, 2012. Особистий внесок дисертанта: розрахунок характеристик досліджуваних зразків, розробка методики досліджень, участь у виготовленні досліджуваних зразків.

39. Coating to protect electronic devices from electromagnetic radiation on the base of multilayer Y. Didenko, D. Tatarchuk // VIII Международная научно-техническая конференция «Современные коммуникационные технологии» - Украина, Крым, Ялта-Ливадия, 1-5 октября, 2012. Особистий внесок дисертанта: розрахунок характеристик досліджуваних зразків, розробка методики досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретації отриманих результатів.

40. Thermal dependence of “metal-polymer” type composite materials’ dielectric properties in ultra-high frequency band. Yuriy Didenko, Iryna Patsora, Dmytro Tatarchuk, Ievgen Kharabet and Anton Franchuk // 2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference «ELECTRONICS AND NANOTECHNOLOGY» (ELNANO-2013), April 16-19, 2013, Kyiv, Ukraine. Особистий внесок дисертанта: дисертантом одноосібно отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитів діелектрик-метал у НВЧ діапазоні.

41. Experimental Setup for the Characterization of the Percolation Behavior of Wet Conductive Coatings by High Frequency Eddy Current Spectroscopy I. Patsora, H. Heuer, S. Hillmann, D. Tatarchuk, B. Foos // 36-th International Spring Seminar on Electronics Technology “Automotive Electronics” , Alba Iulia, on May 8th – 12th, 2013. Особистий внесок дисертанта: участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретації отриманих результатів.

42. Temperature Dependences of the Dielectric Permittivity and Dissipation Factor for Nanocomposites Metal–Polymer Y. Didenko, D. Tatarchuk, I. Kharabet, A. Franchuk, Y. Yakimenko // 36-th International Spring Seminar on Electronics Technology “Automotive Electronics” , Alba Iulia, on May 8th – 12th, 2013. Особистий внесок дисертанта: дисертантом одноосібно отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитів діелектрик-метал у НВЧ діапазоні.

43. Татарчук Д.Д., Молчанов В.І., Діденко Ю.В., Франчук А.С. Резонансні властивості р-і-п-діодів у НВЧ діапазоні // XIV Международная конференция по математическому моделированию (МКММ-2013) – Украина, Херсон, 17–21 сентября 2013. Особистий внесок дисертанта: розрахунок резонансних частот і добротностей досліджуваних р-і-п-діодів, участь у проведенні експериментальних досліджень.
44. Semiconductor Microwave Resonant Elements with electronic Control. Tatarchuk D.D., Molchanov V.I., Didenko Yu.V., Kharabet Ie.I. and Franchuk A.S. // IEEE 34th International Conference on ELECTRONICS AND NANOTECHNOLOGY ELNANO-2014, APRIL 15-18, 2014, Kyiv, Ukraine. Особистий внесок дисертанта: розрахунок резонансних частот і добротностей досліджуваних р-і-п-діодів, розрахунок температурних коефіцієнтів резонансної частоти та добротності досліджуваних р-і-п-діодів, участь у розробці макету керованої частотноселективної комірки на основі р-і-п-діодів.
45. Nature of Losses in High Frequency Dielectrics. Poplavko Y.M., Didenko Y.V., Tatarchuk D.D. // XIII Международная конференция «Физика диэлектриков» (Диэлектрики-2014) – Россия, Санкт-Петербург, 2–6 июня 2014 г. Особистий внесок дисертанта: участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретації отриманих результатів.
46. Frequency dependences of the dielectric parameters of the metal-insulator composites. D.D. Tatarchuk, Y.V. Didenko, and A.V. Borisov // XIII Международная конференция «Физика диэлектриков» (Диэлектрики-2014) – Россия, Санкт-Петербург, 2–6 июня 2014 г. Особистий внесок дисертанта: розрахунок теоретичних залежностей діелектричних НВЧ параметрів композитів метал-полімер, участь у проведенні експериментальних досліджень.
47. Kharabet I.I. Modeling of parameters of composite metal-polymer systems / I.I. Kharabet, D.D. Tatarchuk, Y.V. Didenko, I.V. Patsora // 20th Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON-2014) (June 16-18,

2014, Gdansk, Poland). Особистий внесок дисертанта: дисертантом отримано вирази для розрахунку діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат композитів діелектрик-метал.

48. Ievgen Kharabet, Iryna Patsora, Henning Heuer, Dieter Joneit and Dmytro Tatarchuk Study of Carbon-Fiber-Reinforced Polymers Conductivity's Dependence on a Mechanical Strain //38-th International Spring Seminar on Electronics Technology "Novel Trends in Electronics Manufacturing" , Eger, Hungary, on May 6th – 10th, 2015. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень.

49. Microwave Passive and Active Composites Based on Dielectrics Tatarchuk D.D., Poplavko Y.M., Kazmirenko V.A., Borisov A.V. //2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 21-24, 2015, Kyiv, Ukraine, pp. 17-22. Особистий внесок дисертанта: розробка макету керованого мікροстрічкового фільтру, розрахунок теоретичних залежностей діелектричних НВЧ параметрів композитів метал-полімер, участь у проведенні експериментальних досліджень.

50. Thermal Stability of Oscillatory Systems Based on Split Dielectric Resonator Shmygin D.A., Tatarchuk D.D., Molchanov V.I., Poplavko Y.M. //2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 21-24, 2015, Kyiv, Ukraine, pp. 51 54. Особистий внесок дисертанта: розрахунок характеристик складених діелектричних резонаторів, участь у проведенні експериментальних досліджень.

51. Microwave Dielectric Measurement Methods on the Base of the Composite Dielectric Resonator Tatarchuk D.D., Molchanov V.I., Pashkov V.M., Franchuk A.S. //2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 21-24, 2015, Kyiv, Ukraine, pp.231-234. Особистий внесок дисертанта: теоретичне та експериментальне дослідження залежності резонансної частоти діелектричних резонаторів від непаралельності їх складових частин.

52. EXPERIMENTAL STUDY OF PARTICLE BASED FILMS' CURE PROCESS BY HF EDDY CURRENT. I. Patsora, I. Kharabet, H. Heuer, M. Schulze, S. Hillmann, D. Joneit, D. Tatarchuk, Y. Didenko // The Twentieth International Workshop on Electromagnetic Non-Destructive Evaluation, ENDE 2015, September 21-23, Sendai, Japan, Katahira Sakura Hall, Tohoku University. Особистий внесок дисертанта: участь у проведенні експериментальних досліджень та у інтерпретації отриманих результатів.

53. Poplavko Y.M. Microwave Dielectrics with Unstable Electronic Spectrum / Y.M. Poplavko, Y.V. Didenko, D.D. Tatarchuk // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2016): Proc. of 36th Int. Sci. Conf. (April 19 – 21, 2016, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2016. – PP. 38 – 42. Особистий внесок дисертанта: участь у проведенні експериментальних досліджень та у інтерпретації отриманих результатів.

54. Pashchenko A.V. Structure Imperfection and Dielectric Properties of Single-Phase Multiferroic $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_{3-\delta}$ / A.V. Pashchenko, N.A. Liedienov, V.V. Burchovetski, V.K. Prokopenko, V.Ya. Sycheva, N.E. Pismenova, G.G. Levchenko, D.D. Tatarchuk, Y.V. Didenko // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2016): Proc. of 36th Int. Sci. Conf. (April 19 – 21, 2016, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2016. – PP. 107 – 109.. ISBN: 978-1-5090-1430-9. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

55. Pashchenko A. Composition, structure and dielectric properties of multifunctional single-phase $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_3$ ceramics / Aleksey Pashchenko, Dmitriy Tatarchuk, Nikita Liedienov, Aleksandr Gudimenko, Valeriy Burchovetskii, Yuriy Didenko, Vasyl Prokopenko, Vasyl Kladko and Georgiy Levchenko // Materials Science & Engineering: Proc. of 5th World Congress (June 13 – 15, 2016, Alicante, Spain). – Alicante, 2016. – Vol. 5, Issue 3 (Suppl). – P. 103. (<http://dx.doi.org/10.4172/2169-0022.C1.038>). Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

56. Pashchenko A. V. Influence superstoichiometric manganese on phase composition, magnetic and dielectric properties of the $\text{La}_{1-x}\text{Mn}_{1+x}\text{O}_3$ ceramics / A. V. Pashchenko, D. D. Tatarchuk, N. A. Liedienov, V. K. Prokopenko, V. K. Prilipko, Y. V. Didenko, V. V. Burchovetskii, A. I. Gudimenko, V. P. Kladko, V. Ya. Sycheva, V. A. Pashchenko, E. N. Khatsko, V. P. Dyakonov // E-MRS 2016. Fall Meeting. Warsaw University of Technology (September 19 – 22, 2016, Warsaw, Poland). – Section Z – Functional oxides – synthesis, structure, properties and applications. p. 111. – P. 28. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
57. Пащенко А. В. Влияние сверхстехиометрического марганца на структурные, магнитные и диэлектрические свойства наноструктурированных прессовок $\text{La}_{1-x}\text{Mn}_{1+x}\text{O}_{3-\delta}$ / А. В. Пащенко, Д. Д. Татарчук, Н. А. Леденёв, В. К. Прокопенко, Ю. В. Диденко, В. В. Бурховецкий, А. И. Гудименко, Н. Н. Кулик, А. В. Боднарук, В. Я. Сычева // «Наноструктурные материалы–2016: Беларусь–Россия–Украина» (НАНО–2016) ГО «НПЦ НАН Беларуси по материаловедению»: материалы V Междунар. науч. конф. (22 – 25 ноября 2016 г., Минск, Беларусь). – Минск, 2016. – С. 311 – 313. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
58. Didenko Y. V. Paraelectricity and Paramagnetism in Thermostable Microwave Dielectrics /Y. V. Didenko, D. D. Tatarchuk, V. I. Molchanov, Y. M. Poplavko // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2017): Proc. of 37th Int. Sci. Conf. (April 18 – 20, 2017, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2017. – PP. 31 – 36. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень.
59. Liedienov N. High Hydrostatic Pressure Effect on Functional Properties of Nanopowder $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.3}\text{Mn}_{1.1}\text{O}_{3-\delta}$ Compacts with Various Dispersion / N. Liedienov, A. Pashchenko, V. Pashchenko, D. Tatarchuk, Yu. Prilipko, Y. Didenko, V. Turchenko, V. Prokopenko, A. Voznyak, I. Fesych // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2017): Proc. of 37th Int. Sci. Conf. (April 18 – 20,

2017, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2017. – PP. 71 – 74. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

60. Tatarchuk D. D. Thin Dielectric Resonators in Microwaves / D. D. Tatachuk, Y. V. Didenko, V. I. Molchanov, A. S. Franchuk, Y. M. Poplavko // IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2017): Proc. of Int. Sci. Conf. (May 29 – June 2, 2017, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2017. – PP. 45 – 50. Особистий внесок дисертанта: розрахунок параметрів досліджуваних зразків, розробка макетів фільтрів, експериментальне дослідження макетів фільтрів участь у інтерпретації отриманих результатів.

61. Liedienov N. A. Nanostructural clustering, structure defects and magnetic properties of the magnetoresistance $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.15}\text{Bi}_{0.15}\text{Mn}_{1.1-x}\text{Ni}_x\text{O}_{3-\delta}$ ceramics / N. A. Liedienov, A. V. Pashchenko, V. K. Prokopenko, V. V. Burchovetskii, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, I. V. Fesych, S. A. Nedil'ko // Nanotechnology and nanomaterials (NANO-2017): Proc. of V International research and practice conference (August 23 – 26, 2017, Chernivtsi, Ukraine). – Kiev : SME Burlaka, 2017. – P. 494. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

62. Pashchenko A. V. Influence of annealing temperature on defectiveness and functional properties of the $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_{3-\delta}$ multiferroics / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, V. K. Prokopenko, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. T. Kozakov, I. V. Fesych, S. A. Nedil'ko // Advanced Materials and Technologies: Proc. of 19-th International Conference-School (August 27 – 31, 2017, Palanga, Lithuania). – Kaunas, 2017. – P. 93. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

63. Pashchenko A. V. Dielectric properties of single-phase $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_{3-\delta}$ multiferroics with perovskite structure / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, V. K.

- Prokopenko, V. A. Turchenko, A. V. Voznyak, I. I. Makoed, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. T. Kozakov, I. V. Fesych // European Materials Research Society. 2017 Fall Meeting (September 18 – 21, 2017, Warsaw, Poland). – N.4.26. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
64. Liedienov N. A. Magnetotransport and Dielectric Properties of Bi-Containing $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.15}\text{Bi}_{0.15}\text{Mn}_{1.1-x}\text{B}_x\text{O}_{3-\delta}$ Rare-Earth Manganites with B = Cr, Fe, Co, Ni / N. A. Liedienov, A. V. Pashchenko, I. V. Fesych, D. D. Tatarchuk, V. P. Kladko // IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF-2017) (October 17 – 20, 2017, Lviv, Ukraine). Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
65. Liedienov N. Influence of Superstoichiometric Manganese on the Charge and Spin Polarization of Electron Subsystem of Magnetoresistance Ceramics / N. Liedienov, A. Pashchenko, V. Prokopenko, V. Sycheva, A. Voznyak, D. Tatarchuk, Y. Didenko, I. Fesych, and A. Pilipenko // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2018): Proc. of 38th Int. Sci. Conf. (April 24 – 26, 2018, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2018. – PP. 121 – 125. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
66. Mazur K.S. Filters based on segments of microstrip lines / K.S. Mazur, D.D. Tatarchuk, Y.V. Didenko, and A.O. Serheieva // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2018): Proc. of 38th Int. Sci. Conf. (April 24 – 26, 2018, Kyiv, Ukraine). – Kyiv. Особистий внесок дисертанта: розробка досліджуваного макету фільтру і методики досліджень, а також участь у проведенні експериментальних досліджень.
67. Tatarchuk D.D.. Microstrip Composite Structures with Electromechanical Control / D.D. Tatarchuk, T.L. Volkhova, V.O. Lapa, A.V. Samoilov, O.H. Dramaretskyi and O.M. Zhrebets // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2019): Proc. of 39th Int. Sci. Conf. (April 16 – 18, 2019, Kyiv, Ukraine). – Kyiv,

2019.– PP. 17 – 20. ISBN Information:INSPEC Accession Number: 18882352, DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783478. Особистий внесок дисертанта: розробка досліджуваних макетів і методики досліджень, а також участь у проведенні експериментальних досліджень.

68. Tatarchuk D. D. Sillenites as Dielectric Materials with Low Microwave Absorption / D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, Y. M. Poplavko, O. A. Nemyrovych // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2019): Proc. of 39th Int. Sci. Conf. (April 16 – 18, 2019, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2019. – PP. 64 – 67. DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783673, <https://ieeexplore.ieee.org/document/8783673>. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень.

69. Liedienov N. A. Influence of compacting pressure on functional properties of bismuth ferrite multiferroics / N. A. Liedienov, A. V. Pashchenko, Ziyu Wei, Yuan Mengyun, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. I. Gudimenko // Conference of Young Scientists and Post-graduate Students (IEP-2019) (May 21 – 24, 2019, Uzhhorod, Ukraine). <https://ieeexplore.ieee.org/document/602773>. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

70. Liedienov N. A. Non-stoichiometric defects, dielectric and magnetic properties of $\text{Bi}_{0.9}\text{La}_{0.1}\text{FeO}_{3-\delta}$ multiferroics / N. A. Liedienov, Yuan Mengyun, Ziyu Wei, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, I. I. Makoed, A. I. Gudimenko, A. V. Pashchenko // Proc. of School-conference of young scientists “Modern material science: physics, chemistry, technology (MMSPCT-2019)” (May 27 – 31, 2019, Uzhgorod, Vodogray, Ukraine). –Uzhhorod, 2019. – PP. 86–87. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень і позначень.....	33
ВСТУП	38
РОЗДІЛ 1 КЕРОВАНІ МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИСТРОЇ ТА НВЧ	
МАТЕРІАЛИ.....	49
1.1. Керовані НВЧ пристрої	49
1.2. НВЧ матеріали.....	54
1.2.1. Вимоги до НВЧ матеріалів	54
1.2.2. Механізми втрат у НВЧ матеріалах.....	55
1.2.3. Температурна і частотна залежності НВЧ втрат	56
1.2.4. Особливості композитних матеріалів НВЧ.....	68
1.2.5. Методи аналізу властивостей композитних матеріалів..	87
Висновки по розділу	99
РОЗДІЛ 2 МІКРОТЕКСТУРОВАНІ КОМПОЗИТНІ МАТЕРІАЛИ ТИПУ	
ДІЕЛЕКТРИК-МЕТАЛ.....	102
2.1. Діелектричні властивості мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал	102
2.1.1. Діелектрична проникність мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал	102
2.1.2. Тангенс кута діелектричних втрат і провідність мікротекстурованих композитних матеріалах типу діелектрик- метал.....	103
2.2. Врахування впливу подвійного електричного шару на властивості мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал	104
2.3. Частотні залежності параметрів мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал	110
2.4. Температурні залежності параметрів мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал.....	113

2.5. Експериментальне дослідження мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал	116
2.6 Застосування мікро-текстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал	121
2.6.1. Резистивні і провідникові пасти.....	121
2.6.2. Припайні пасти.....	124
2.6.3. Захисні покриття.....	126
2.6.4. Складені діелектричні резонатори з 2-D неоднорідністю мікронної товщини	138
Висновки по розділу	141
РОЗДІЛ 3	
ПЛАНАРНІ КЕРОВАНІ ЧАСТОТНОСЕЛЕКТИВНІ СТРУКТУРИ НВЧ ...	144
3.1. Методи розрахунку параметрів макротекстурованих композитних систем.....	145
3.2. Методи реалізації керування параметрами макротекстурованих композитних систем.....	151
3.2.1 Пристрої засновані на керуванні магнітною проникністю феритів	154
3.2.2 Пристрої засновані на керуванні провідністю напівпровідників і проникністю сегнетоелектриків	158
3.2.3 Керовані пристрої НВЧ на основі зміни конфігурації системи.....	161
3.3. Керовані селективні пристрої НВЧ на основі планарних структур.....	184
3.3.1. Інтегральні лінії передавання НВЧ.....	185
3.3.2. Розрахунок характеристик мікросмушкових ліній передавання	187
3.3.3. Втрати у лініях передавання НВЧ	196
3.3.4. Врахування неоднорідності зміни параметрів системи в процесі керування	198

3.3.5. Розрахунок фільтрів з безпосередніми зв'язками	203
3.3.6. Селективні структури на основі відрізків неоднорідних ліній.	207
3.3.7. Селективні структури на основі відрізків неоднорідних ліній з оптичним керуванням	221
3.4. П'єзоелектричні та електрострикційні керуючі елементи для НВЧ пристроїв	228
3.4.1. Сучасні матеріали для п'єзоперетворювачів	228
3.4.2. П'єзоелектричні та електрострикційні приводи для НВЧ.....	234
Висновки по розділу	243

РОЗДІЛ 4

КЕРОВАНІ ЧАСТОТНОСЕЛЕКТИВНІ ПРИСТРОЇ НВЧ НА ОСНОВІ

НАДТОНКОГО ДІЕЛЕКТРИЧНОГО РЕЗОНАТОРА.....	245
4.1. Особливості надтонкого діелектричного резонатора	245
4.2. Фільтри НВЧ на основі надтонких діелектричних резонаторів .	250
4.3. Фазообертачі НВЧ на основі надтонких діелектричних резонаторів.....	254
4.4. Напівпровідниковий надтонкий НВЧ резонатор з електронним керуванням.....	257
4.4.1. Аналіз власних частот та добротності напівпровідникового надтонкого резонатора з електронним керуванням	259
4.4.2. Температурні властивості надтонкого напівпровідникового НВЧ резонатора з електронним керуванням	263
4.4.3. Селективні пристрої НВЧ на основі напівпровідникового надтонкого резонатора з електронним керуванням.	265
4.4.4. Селективні пристрої НВЧ на основі напівпровідникового надтонкого резонатора з оптичним керуванням.	270

Висновки по розділу	272
РОЗДІЛ 5 ЗАСТОСУВАННЯ МАКРОТЕКСТУРОВАНИХ КОМПОЗИТНИХ СТРУКТУР ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ НВЧ МАТЕРІАЛІВ	273
5.1. Принципи вимірювання НВЧ параметрів	274
5.2. Вимірювання НВЧ параметрів матеріалів на основі макротекстурованих композитних структур	279
5.3. Вимірювання НВЧ параметрів матеріалів методом неоднорідного мікросмушкового резонатора	286
5.4. Застосування тонкого діелектричного резонатора для дослідження НВЧ характеристик діелектричних матеріалів	288
5.5. Застосування тонкого діелектричного резонатора для дослідження НВЧ характеристик анізотропних діелектричних матеріалів	297
Висновки по розділу	307
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	309
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	311
ДОДАТКИ	335
Додаток А	
Копія справки про використання результатів дисертаційної роботи у донецькому фізико-ехнічному інституті ім. О.О. Галкіна НАН України	336
Додаток Б	
Копія акту про використання результатів дисертаційної роботи у інституті загальної та неорганічної хімії НАН України	337
Додаток В	
Копія акту про використання результатів дисертаційної роботи при розробці спецтехніки для співробітників СБУ	338
Додаток Г	
СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ	340

Перелік умовних скорочень і позначень

DRAM	– динамічна пам'ять з довільним доступом
FRAM	– феромагнітна динамічна пам'ять з довільним доступом
FET	– польовий транзистор;
HEMPT	– транзистор з високою рухливістю електронів;
IMPATT	– лавиннопролітний діод;
ДР	– діелектричний резонатор;
ЗІГ	– залізо ітрієвий гранат;
КМ	– композитний матеріал;
КСХН	– коефіцієнт стоячої хвилі напруги;
MEMC	– мікроелектромеханічні системи;
НВЧ	– надвисокі частоти;
ОТ	– обчислювальна техніка;
ПЕШ	– подвійний електричний шар;
СВС	– само суміщений високотемпературний синтез
СДР	– складений діелектричний резонатор;
ТКО	– температурний коефіцієнт опору;
ϵ	– діелектрична проникність;
$\text{tg}\delta$	– тангенс кута діелектричних втрат;
$\epsilon(0)$	– діелектрична проникність на частоті близькій до 0;
$\epsilon(\infty)$	– діелектрична проникність на оптичних частотах;
f	– частота;
ω	– циклічна частота;
ω_{LO}	– циклічна частота повздовжньої оптичної моди;
ω_{TO}	– циклічна частота поперечної оптичної моди;
Γ	– відносний коефіцієнт затухання;

σ_0	– питома провідність при визначеній температурі;
ϵ_0	– діелектрична проникність вакууму;
τ_0	– середній час релаксації;
T	– температура;
μ^*	– комплексна магнітна проникність;
μ'	– дійсна частина комплексної магнітної проникності;
μ''	– уявна частина комплексної магнітної проникності;
ϵ^*	– комплексна діелектрична проникність;
ϵ'	– дійсна частина комплексної діелектричної проникності;
ϵ''	– уявна частина комплексної діелектричної проникності;
ϵ_{eff}	– ефективна діелектрична проникність;
α	– поляризованість матеріалу;
ν_D	– частота Дебая;
k	– постійна Больцмана;
U	– потенційний бар'єр;
θ	– температура Кюрі - Вейса;
T	– температура;
ϵ_m^*	– комплексна діелектрична проникність матеріалу матриці;
ϵ_d^*	– комплексна діелектрична проникність дисперсної фази;
ϵ_c^*	– комплексна діелектрична проникність композиту;
$tg(\delta_c)$	– тангенс кута діелектричних втрат композиту;
Q_s	– поверхнева густина заряду на межі ПЕШ;
W_{del}	– товщина ПЕШ;
l_{matr}	– товщина збідненої зони ПЕШ, що лежить в області матриці;
l_{disp}	– товщина збідненої зони ПЕШ, що лежить в області дисперсної фази;
S_{disp}	– площа частинки дисперсної фази;

e	– заряд електрону;
$N_{dipoles}$	– число диполів, що виникли на межі розділу матеріалу матриці та дисперсної фази;
V_{disp}	– об'єм матеріалу дисперсної фази;
V_{matr}	– об'єм матеріалу матриці та композиту відповідно;
V_c	– об'єм композитного матеріалу;
R_{disp}	– радіус сферичної частинки дисперсної фази;
\vec{p}	– одиничний дипольний момент;
\vec{P}_Σ	– сумарна поляризованність ПЕШ;
\vec{l}_{matr}	– плече одиничного електричного дипольного моменту з урахуванням напрямку поля диполя;
U_0	– потенційний бар'єр на межі розділу матеріалу матриці та дисперсної фази;
E_{Fdisp}	– рівень Фермі матеріалу дисперсної фази;
E_{Fmatr}	– рівень Фермі матеріалу матриці;
\vec{E}_{del}	– внутрішнє поле ПЕШ;
χ_{del}	– вклад ПЕШ в діелектричну сприйнятливність;
τ_d	– час вільного пробігу електронів дисперсної фази (металу);
ω_p	– плазмова частота дисперсної фази (металу);
$TK\epsilon_c^*$	– температурний коефіцієнт комплексної діелектричної проникності композиту;
$TK\epsilon_c'$	– температурний коефіцієнт дійсної частини діелектричної проникності композиту;
$TK\epsilon_c''$	– температурний коефіцієнт уявної частини діелектричної проникності композиту;
$TKtg(\delta_c)$	– температурний коефіцієнт тангенса кута діелектричних втрат композиту;
$TK\epsilon_m$	– температурний коефіцієнт комплексної діелектричної

	проникності матриці;
$TK \varepsilon_m'$	– температурний коефіцієнт дійсної частини діелектричної проникності матриці;
$TK \varepsilon_m''$	– температурний коефіцієнт уявної частини діелектричної проникності матриці;
$TKtg(\delta_m)$	температурний коефіцієнт тангенса кута діелектричних втрат матеріалу матриці;
$TK \varepsilon_d$	– температурний коефіцієнт комплексної діелектричної проникності дисперсної фази;
$TK \varepsilon_d'$	– температурний коефіцієнт дійсної частини діелектричної проникності дисперсної фази;
$TK \varepsilon_d''$	– температурний коефіцієнт уявної частини діелектричної проникності дисперсної фази;
$TKtg(\delta_d)$	температурний коефіцієнт тангенса кута діелектричних втрат дисперсної фази;
σ	– питома провідність дисперсної фази;
$TK\rho$	– температурний коефіцієнт питомого опору дисперсної фази;
T_Σ	– хвильова матриця передачі багат шарового захисного покриття;
T_i	– сумарна хвильова матриця передачі i -го шару захисного покриття з урахуванням межі розділу областей;
$t_{j,k}$	– компоненти хвильової матриці передачі захисного покриття;
\mathbf{T}_{m_i}	– хвильова матриця передачі i -го шару захисного покриття;
\mathbf{T}_{b_i}	– хвильова матриця передачі i -ї межі розділу областей;
Z_{c_i}	– хвильовий опір i -го шару захисного покриття;
TKr	– температурний коефіцієнт відбиття;
$TK\tau$	– температурний коефіцієнт пропускання;
r	– енергетичний коефіцієнт відбиття;
τ	– енергетичний коефіцієнт пропускання;

TKl_i	– температурний коефіцієнт лінійного розширення матеріалу i -го шару покриття;
Γ_i^e	– електричний вектор Герця;
Γ_i^m	– магнітний вектор Герця;
\mathbf{E}	– вектор електричного поля;
\mathbf{H}	– вектор магнітного поля;
TE_{mnp}	– поперечна електрична мода;
TM_{mnp}	– поперечна магнітна мода;
HE_{mnp}	– гібридна мода, при якій структура полів ближча до TM_{mnp} – моди.
EH_{mnp}	– гібридна мода, при якій структура полів ближча до TE_{mnp} – моди.

ВСТУП

Актуальність проблеми. Останнім часом в електроніці все ширше використовують композитні матеріали. Це пов'язано з можливістю формувати електричні та механічні характеристики таких матеріалів шляхом підбору їх якісного і кількісного складу, форми частинок компонентів, геометрії взаємного розміщення (зв'язності) компонентів. В залежності від зв'язності компонентів можливі три основних ефекти взаємодії їх властивостей: ефект суми, ефект комбінації та ефект добутку, що дозволяє не лише підсилювати або послаблювати у композитному матеріалі властивості його компонентів, але і отримувати принципово нові властивості, яких не мають компоненти композиту. Зважаючи на вказані особливості композитів доцільною є розробка композитних матеріалів НВЧ та структур на їх основі, в тому числі керованих. Однак розрахунок таких структур є складною задачею, яка вимагає дуже високої кваліфікації розробника і великих затрат часу та обчислювальних ресурсів. Тому дана робота напрямлена на вирішення важливої технічної проблеми створення адаптованого до інженерного використання системного підходу до розробки композитних компонентів НВЧ та керованих систем на їх основі.

Композити, що складаються з декількох діелектричних шарів (неоднорідні діелектрики), виготовляються з компонентів з різними електричними властивостями. Композити, використовувані в електроніці, часто складаються з двох і більше різних матеріалів. Наприклад, пластмаси (які складаються з полімеру і наповнювача), пористі матеріали, матеріали на основі різних волокон і т.д. Різні види діелектричних керамік також відносяться до неоднорідних матеріалів, які складаються з кристалічної дисперсної фази, склоподібної матриці і повітряних пор (поява яких неминуче). Наявність повітряних пор, як правило, небажана, однак у багатьох

випадках їх вводять спеціально для зниження діелектричної проникності різних керамічних і полімерних матеріалів.

Найбільш поширені у техніці НВЧ композити на основі полімерів. Наприклад, змішуючи полімер (тефлон), який має $\varepsilon = 2$ і $\operatorname{tg}(\delta) \sim 10^{-5}$, з дрібнодисперсною керамікою, яка має $\varepsilon = 100$ і $\operatorname{tg}(\delta) \sim 10^{-3}$ (рутилом), отримують композитні НВЧ діелектрики з $\varepsilon = 2 \dots 40$ и $\operatorname{tg}(\delta) \sim 10^{-3}$. Ці матеріали широко використовують у пристроях сантиметрового та дециметрового діапазонів довжин хвиль. З іншого боку матричні суміші тефлону з мініатюрними кварцовими сферами дозволяють отримати діелектрики з низьким значенням $\varepsilon = 2 \dots 1,3$, що важливо у міліметровому діапазоні довжин хвиль.

Зазвичай діелектрична проникність і тангенс кута діелектричних втрат складових частин композиту – постійні величини. Однак, якщо композит містить параелектричну плівку, діелектрична проникність якої залежить від прикладеного електричного поля, то такий матеріал може бути використаний для створення фільтрів, фазообертачів і інших «активних» НВЧ пристроїв з електричним керуванням. Дослідження електродинамічних властивостей таких матеріалів є важливим завданням.

Розглянуті вище матеріали відносяться до мікротекстурованих композитних матеріалів, у яких розмір неоднорідних включень значно менший за довжину електромагнітної хвилі. Такі матеріали характеризуються технологічністю, пластичністю, низьким рівнем діелектричних втрат. Їх діелектрична проникність лежить в межах від 1,1 до 50.

Однак не менш цікавими з точки зору практичного використання у техніці НВЧ є макротекстуровані композитні матеріали, які складаються з різноманітних компонентів, розміри яких порівнянні з довжиною електромагнітної хвилі. В техніці НВЧ відомо багато різноманітних

конструкцій такого типу. До них можна віднести складені діелектричні резонатори СДР, різноманітні лінії передавання тощо.

Проведені автором і іншими співробітниками факультету електроніки дослідження показали, що одним з ефективних шляхів вирішення актуальних задач електроніки НВЧ є використання як мікротекстурованих так і макротекстурованих композитів та структур на їх основі.

Використання таких структур дозволяє суттєво розширити функціональні можливості НВЧ пристроїв. На їх основі можуть бути розроблені керовані частотноселективні пристрої НВЧ, методи дослідження НВЧ характеристик матеріалів, захисні покриття тощо.

На сьогоднішній день велику кількість робіт присвячено методам аналізу властивостей композитних матеріалів. Кожен з розроблених методів має свої недоліки та переваги, а також свою область застосування, які визначаються базовими припущеннями та спрощеннями, використаними при виводі аналітичних виразів в рамках тієї чи іншої теорії. Однак сам факт наявності такої великої кількості вузькоспеціалізованих підходів свідчить про відсутність комплексного підходу до дослідження і аналізу властивостей композитних матеріалів, що вказує на незавершеність досліджень і необхідність їх продовження для формування нового наукового напрямку «Композитні структури та пристрої НВЧ з електричним і оптичним керуванням».

В свою чергу, ці дослідження вимагають не тільки використання різноманітних відомих НВЧ методів вимірювання, але й пошуку нових методів дослідження діелектричних параметрів, особливо тонких плівок на НВЧ. В зв'язку з цим автором із співробітниками на основі використання багатошарових композитних макротекстур розроблено методи вимірювання НВЧ характеристик матеріалів, які дозволяють вимірювати діелектричну проникність (ϵ) а також діелектричні втрати ($\text{tg}\delta$) пластин, плівок, рідин та газів з достатньо високою точністю.

Накопичений нами багаторічний досвід вивчення надвисокочастотних властивостей сегнетоелектричних матеріалів дозволив ефективно використовувати розроблені методи в сучасних дослідженнях для вивчення властивостей сегнетоелектричних плівок на напівпровідникових підкладках.

Результати досліджень композитних структур були застосовані автором при проектуванні й створенні пристроїв НВЧ з електричним керуванням.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, що розроблюються на кафедрі. Тема дисертаційної роботи є продовженням багаторічної наукової діяльності колективу кафедри мікроелектроніки в області пошуку нових підходів до конструювання мікроелектронних приладів НВЧ з метою поліпшення їх характеристик. Результати отримані автором дисертаційної роботи були використані під час виконання наступних держбюджетних робіт:

- "Розробка і конструювання фільтрів НВЧ на діелектричних і напівпровідникових структурах з Е-типом коливальних елементів". Номер державної реєстрації 0195 U 000128 (виконавець);
- "Мікроелектронні керуючі пристрої на основі діелектричних резонансних елементів". Номер державної реєстрації 0197U005323 (виконавець);
- "Надвисокочастотний діелектричний резонатор з електронним керуванням резонансною частотою". Номер державної реєстрації 0197U014505 (виконавець);
- "Дослідження властивостей смужкових фільтрів з керованою зміною частоти на основі актюаторів, інтегрованих з діелектричними резонаторами". Номер державної реєстрації 0100U000624. Договір д/б №2393 (виконавець);
- "Розробка і дослідження спеціальних діелектричних матеріалів та створення на їх основі електричнокерованих надвисокочастотних пристроїв". Номер державної реєстрації 0103U001042. Договір д/б № 2612 (виконавець);

- “Наноматеріали для електронних схем високої інтеграції”. Номер державної реєстрації 0109U005499 (відповідальний виконавець);
- “Захист чутливого електронного обладнання від впливу електромагнітних завад із застосуванням матеріалів, виготовлених за нанотехнологіями”. Номер державної реєстрації 0109U004190 (виконавець);
- “Розроблення нових методів дослідження нанорозмірних плівок (EuTiO_3 , BiFeO_3 , DyScO_3 , та ін.) для потреб наноприладів НВЧ та спінтроники”. Номер державної реєстрації 0113U000676 (виконавець);
- “Розробка і дослідження частотноселективних структур міліметрового діапазону на основі тонких багатомодових діелектричних резонаторів”. Номер державної реєстрації 0115U000358 (науковий керівник).

Метою дослідження є розвинення теорії композитних матеріалів для створення базису реалізації нових частотно-селективних та фазообертальних пристроїв на основі композитних, напівпровідникових та тонких діелектричних резонансних структур, а також вдосконалення НВЧ методів дослідження діелектричних матеріалів, включаючи тонкі плівки.

Для досягнення вказаної мети необхідно було розв’язати наступні **задачі**:

1. Дослідити вплив складу та структури композитних матеріалів типу діелектрик-метал на їх діелектричну проникність і тангенс кута діелектричних втрат.
2. Дослідити частотні та температурні залежності електричних властивостей композитних матеріалів у НВЧ діапазоні.
3. Застосувати теорію композитів до розробки частотно-селективних і фазообертальних пристроїв та дослідити вплив структури та складу композитних матеріалів на НВЧ характеристики пристроїв на їх основі.
4. Створити теоретичну базу нового адаптованого до інженерного використання системного підходу до проектування композитних компонентів НВЧ та керованих систем на їх основі.
5. Розробити нову конструкцію актюатора для застосування в техніці НВЧ.

6. Розробити принципи керування частотними характеристиками композитних резонансних структур на основі напівпровідникових та тонких діелектричних резонаторів і створити нові елементи керованих селективних НВЧ пристроїв на їх основі.

7. Розробити методики вимірювання електрофізичних параметрів діелектричних матеріалів на основі використання багат шарових резонансних діелектричних структур.

Об'єктом дослідження є діелектричні та композитні матеріали, а також НВЧ структури і пристрої (в тому числі керуючі і керовані) на основі вказаних матеріалів.

Предметом дослідження є електродинамічні властивості і характеристики цих матеріалів, а також структур і пристроїв на їх основі.

Методика наукових досліджень включає: методи аналізу НВЧ - пристроїв, числові та аналітичні методи електродинаміки, методи розв'язування математичних задач на ЕОМ.

Наукова новизна роботи полягає в наступному:

1. Вперше отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів ефективної діелектричної проникності та ефективного тангенса кута діелектричних втрат композитних матеріалів типу діелектрик-метал, які дозволяють розраховувати температурні властивості таких композитів.
2. Вперше на основі теорії композитних матеріалів розроблено і експериментально підтверджено методику розрахунку характеристик керованих частотно-селективних планарних структур, яка дозволяє прискорити процес проектування керованих частотно-селективних і фазообертаючих пристроїв на їх основі.
3. Удосконалено конструкцію п'єзоперетворювача «cymbal»-типу шляхом заміни суцільної п'єзопластини на дві зустрічні, що дозволило зменшити нелінійність його деформаційної характеристики.
4. Вперше запропоновано новий принципи керування резонансними частотами діелектричних резонаторів шляхом зміни кута повороту

резонатора відносно широкої стінки хвилеводу, що дозволило розробити нові конструкції керованих фільтрів та фазообертачів. Точне керування положенням резонатора в даному випадку здійснюється за допомогою крокового двигуна керованого мікропроцесором, що дозволило усунути такий недолік традиційного електромеханічного керування як гістерезис.

5. Вперше запропоновано метод керування характеристиками напівпровідникових планарних частотно-селективних пристроїв НВЧ за рахунок зміни конфігурації провідникових областей оптичним способом, що створює підґрунтя для розроблення принципово нових конструкцій частотно-селективних та фазообертальних пристроїв НВЧ з оптичним керуванням.

6. На основі теорії композитних матеріалів і результатів дослідження тонких діелектричних резонаторів модифіковано метод Крупки для визначення діелектричної проникності й тангенса кута діелектричних втрат тонких плівок. Запропонований метод дозволяє вимірювати параметри плівкових матеріалів товщиною від десятків нанометрів до кількох мікрометрів.

7. Запропоновано новий метод дослідження властивостей анізотропних матеріалів заснований на використанні досліджуваного зразка у якості тонкого діелектричного резонатора.

Практичне значення одержаних результатів полягає у тому, що:

1. Виявлені в ході роботи закономірності є підґрунтям для створення на основі композитних структур частотно-селективних та фазообертальних пристроїв НВЧ з електричним та оптичним керуванням, а також частотноселективних покриттів різноманітного призначення на основі решіток тонких діелектричних резонаторів.

2. Розроблені методи аналізу керованих пристроїв НВЧ дозволяють уникнути використання складного математичного апарату електродинаміки за рахунок зведення задачі до раніше розв'язаних шляхом введення ефективних електрофізичних параметрів композитних матеріалів. Запропоновані методи можуть бути застосовані для інженерного розрахунку, а також для отримання початкових наближень при числовому розрахунку з

метою прискорення і здешевлення процесу математичного моделювання властивостей керованих пристроїв НВЧ.

3. Розроблені методи вимірювання параметрів НВЧ матеріалів були використані при проведенні наукових досліджень у Донецькому фізико-технічному інституті ім. О.О. Галкіна НАН України та у інституті загальної та неорганічної хімії НАН України, а також можуть бути використані в майбутньому як для подальших наукових досліджень властивостей матеріалів, так і в промисловому виробництві для створення неруйнівних методів контролю технологічних параметрів мікрохвильових пристроїв і компонентів.

4. Запропонована конструкція фільтру на основі відрізків мікросмужкових ліній із ступінчастою неоднорідністю була використана при розробці спецтехніки для співробітників СБУ.

5. Результати теоретичних та експериментальних досліджень, які отримано в роботі, використано при виконанні 9 держбюджетних тем, та застосовано у навчальному процесі, зокрема в лабораторному практикумі з НВЧ електроніки.

Особистий внесок здобувача.

В дисертаційній роботі узагальнено результати досліджень, які отримані особисто здобувачем та у спільних роботах з Поплавко Ю.М., Пашковим В.М., Молчановим В.І., Прокопенком Ю.В., Казміренком В.А., Діденком Ю.В., Шмигіним Д.А., Єременком А.В., Мачулянським О.В., Циганком Б.А. та Олійником О.О.

У спільних із співавторами роботах автором було внесено наступний вклад:

- прийнято участь у формуванні основних наукових і технічних ідей [25-29];
- розроблено теоретичні основи досліджень [2, 5, 8, 9, 16, 33, 40, 42, 47];
- проведено необхідні розрахунки [1, 11-15, 18, 19, 28, 33, 38-40, 42-44, 46, 49-51, 60];

- розроблено методику експериментальних досліджень [3-7, 10, 11, 16, 17, 20-26, 30-39, 54-59, 61-70];
- розроблено конструкції досліджуваних макетів [16-21, 27, 29, 45, 49, 60, 67];
- проведено експериментальні дослідження [10, 12-15, 21-24, 29, 34-37, 39, 41, 43, 45, 46, 48-70];
- прийнято участь у інтерпретації отриманих результатів [3, 4, 6, 7, 9, 10, 14, 20, 25, 26, 28, 30-37, 39, 41, 45, 52, 53, 60].

Особисто здобувачем зроблено наступне:

- проведено теоретичне та експериментальне дослідження НВЧ характеристик композитних матеріалів полімер-метал, отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів ефективної діелектричної проникності та ефективного тангенса кута діелектричних втрат композитних матеріалів типу діелектрик-метал;
- розроблено методику розрахунку характеристик керованих планарних структур;
- розроблено конструкції керованих селективних пристроїв НВЧ на основі планарних структур;
- розроблено методику вимірювань параметрів діелектричних матеріалів на основі неоднорідного мікросмушкового резонатора;
- проведено теоретичне та експериментальне дослідження тонких діелектричних резонаторів, розроблено конструкції селективних пристроїв НВЧ на їх основі;
- проведено теоретичне та експериментальне дослідження напівпровідникових частотно-селективних структур, запропоновано конструкції керованих пристроїв з оптичним керуванням на їх основі;
- проведено експериментальні дослідження, які становлять основу дисертації.

Апробація роботи.

Основні результати дисертації доповідались та обговорювались на наукових семінарах кафедри мікроелектроніки національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» та конференціях:

- - 36rd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE 2013), Alba Iulia, Romania, 2013;
- - XI Міжнародна науково-технічна конференція ПРОБЛЕМИ СУЧАСНОЇ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ – 2010 , Україна, Київ, 2010;
- - VI, VIII Міжнародна науково-технічна конференція «Сучасні інформаційно-комунікаційні технології» (COMINFO) (Ялта – Лівадія, Україна, 2010, 2012);
- - 13-та, 20-а та 22-а Міжнародна Кримська конференція «НВЧ–техніка та телекомунікаційні технології» (Севастополь, Україна, 2003, 2010, 2012);
- - 30th, 31st, 32nd, 33rd, 34th, 35th, 36th, 37th, 38th 39th International Science Conference «Electronics and Nanotechnology» (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2010, 2011, 2012, 2013, 2014, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019;
- - XIII Международная конференция «Физика диэлектриков» (Диэлектрики–2014), Санкт-Петербург, Россия, 2014;
- - 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON–2014), Gdansk, Poland, 2014;
- - IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2017), Kyiv, Ukraine, 2017;
- The Second International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo 2017);
- The Twentieth International Workshop on Electromagnetic Non-Destructive Evaluation, ENDE2015, Sendai, Japan, Katahira Sakura Hall, Tohoku University;
- Materials Science & Engineering: Proc. of 5th World Congress – Alicante, 2016;

- E-MRS 2016. Fall Meeting. Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland;
- «Наноструктурные материалы–2016: Беларусь–Россия–Украина» (НАНО–2016);
- Nanotechnology and nanomaterials (NANO-2017): V International research and practice conference, 2017, Chernivtsi, Ukraine;
- Advanced Materials and Technologies: 19-th International Conference-School, 2017, Palanga, Lithuania;
- European Materials Research Society. 2017 Fall Meeting, 2017, Warsaw, Poland;
- IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF–2017), 2017, Lviv, Ukraine.

Публікації. За результатами досліджень опубліковано 70 наукових праць, у тому числі 24 статті у наукових фахових виданнях (з них 4 статті у виданнях іноземних держав, які включені до міжнародної наукометричної бази Web of Science, 1 у виданні України, яке включено до міжнародної наукометричної бази Scopus, 10 у виданнях України включених до міжнародної наукометричної бази Scopus), 5 патентів на корисну модель, 41 теза доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

Структура й об'єм дисертації. Дисертаційна робота складається з анотації, вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг дисертації становить 356 сторінок. Робота включає 141 рисунок, 28 таблиць, список використаних джерел з 202 найменувань на 23 сторінках та додатки на 21 сторінці.

РОЗДІЛ 1

КЕРОВАНІ МІКРОХВИЛЬОВІ ПРИСТРОЇ ТА НВЧ МАТЕРІАЛИ

1.1. Керовані НВЧ пристрої

Мікрохвильові технології широко використовуються в різних сферах сучасного життя, таких як військове забезпечення, системи зв'язку, медицина та навіть кулінарія. Таке широке використання висуває ряд вимог до цих пристроїв. Сучасні мікрохвильові пристрої повинні забезпечувати високу надійність в роботі, стійкість до різноманітних зовнішніх впливів, функціональність, високий рівень завадостійкості, хорошу відтворюваність параметрів у виробництві, високу технологічність у виробництві, екологічність, економічність в процесі виробництва і експлуатації, довговічність, зручність у користуванні, збереження працездатності в різних умовах експлуатації, простоту в експлуатації, раціональне використання діапазону частот, інформаційну безпеку, велику швидкість передачі інформації [1-3]. Задоволення вказаних вимог є складною задачею і вимагає постійного удосконалення мікрохвильових пристроїв, розробки нових конструкцій. Особливо швидкими темпами розвиваються інформаційні технології. Розроблюються нові методи забезпечення надійності, завадостійкості, освоюються нові діапазони, розроблюються нові конструкції приймально-передавальної апаратури, здатної працювати в широкому діапазоні частот. В цих умовах все більшого значення набуває необхідність розробки мікрохвильових комунікаційних пристроїв з керованими параметрами. При розробці таких пристроїв необхідно враховувати ряд вимог [1-6], а саме :

- допустимі спотворення амплітудної та фазової характеристик при перебудові частоти в межах заданого діапазону;
- допустимі рівні втрат в смузі пропускання і гарантованого загасання в смузі затримання при перебудові частоти в межах заданого діапазону частот;

- забезпечення необхідного закону зміни частоти і фази при керуванні характеристиками пристрою;
- забезпечення простоти керуючого пристрою;
- забезпечення оптимальних маси та габаритів;
- стійкість до зовнішніх впливів;
- технологічність виготовлення.

Аналіз наведених вимог приводить до висновку, що успіх реалізації пристрою великою мірою залежить від вибору способу керування його характеристиками, що вказує як на необхідність вдосконалення існуючих способів керування так і на необхідність пошуку нових.

Всі існуючі наразі способи керування характеристиками умовно можна розділити на електричні, магнітні, оптичні, механічні та електромеханічні [1-6]. В свою чергу їх можна розділити на дві окремі групи.

Перша з цих груп методів базується на зміні властивостей активних матеріалів, з яких складається пристрій, що можна реалізувати на основі магнітних, електричних чи оптичних ефектів.

Друга група методів базується на зміні властивостей системи шляхом взаємного переміщення частин системи.

Методи першої групи характеризуються високим рівнем внутрішніх втрат, і використання їх на частотах більше 30...40 ГГц на даний час неефективне через фундаментальні обмеження в міліметровому діапазоні довжин хвиль [2-5].

Методи другої групи вносять мінімальний рівень втрат у мікрохвильову систему і не мають фундаментальних обмежень у діапазоні міліметрової хвилі. Але, на жаль, вони мають відносно повільну швидкість керування та високу напругу керування [3-5].

Проте останнім часом з'явилися нові типи електромеханічних приводів з відносно низькою напругою керування. Крім того, процес мініатюризації мікрохвильових приладів приводить до зростання швидкості керування через зменшення інерції. Тому зрозумілим є зростання цікавості до

електромеханічного способу керування характеристиками мікрохвильових пристроїв, що вказує на необхідність додаткових теоретичних та експериментальних досліджень у цій області з метою удосконалення існуючих конструкцій керуючих пристроїв та проектування нових. З цієї точки зору цікавими є системи на основі композитних діелектричних резонаторів, планарних мікрохвильових структур з електромеханічним управлінням та пристрої на їх основі. Особливо часто використовують мікросмужкові лінії з електромеханічним управлінням завдяки відносній простоті виробництва, гарній сумісності з планарною та гібридною технологіями, а також хорошими можливостями для мініатюризації.

Розрахунки таких структур можуть бути забезпечені методом числового розв'язку рівнянь Максвелла. Такий спосіб має високу точність, але пов'язаний з великими витратами часу та обчислювальної потужності, що призводить до збільшення вартості таких пристроїв. Використання даного способу потребує або придбання дорогого програмного забезпечення або підготовки великої кількості кваліфікованих фахівців, які повинні мати передові знання в таких сферах, як електродинаміка, числові методи математики, інформаційні технології тощо і здатних самотійно розробляти необхідні для розрахунку комп'ютерні програми. І в першому і в другому випадку необхідні суттєві затрати матеріальних ресурсів, що уповільнює процес впровадження новітніх розробок у національну економіку, а також значно збільшує вартість продукції.

З іншого боку, для великої кількості побутових пристроїв немає потреби в точному розрахунку параметрів пристрою, що свідчить про необхідність розробки спрощених (адаптованих до інженерного використання) наближених методів для обчислення мікрохвильових пристроїв з електромеханічним керуванням. Тому однією із задач даної роботи є розробки спрощених наближених адаптованих до інженерного використання методів проектування композитних мікрохвильових компонентів з електромеханічним керуванням та пристроїв на їх основі.

Проведені автором дослідження показали, що можна застосувати сучасну теорію композитних матеріалів до таких мікрохвильових компонентів як композитні діелектричні резонатори, планарні лінії передачі та пристрої з електромеханічним керуванням на їх основі. Проведені автором теоретичні та експериментальні дослідження показали адекватність такого підходу та можливість його використання у інженерній практиці. Запропоновані в роботі конструкції фільтрів та фазообертачів з електромеханічним керуванням при експериментальному дослідженні продемонстрували характеристики придатні до практичного використання. Крім того в даній роботі продемонстровано можливість створення напівпровідникових планарних частотноселективних систем змінної конфігурації з оптичним керуванням. Проведені в даній роботі дослідження показали перспективність даного напрямку і необхідність подальших теоретичних та експериментальних досліджень.

Однією з проблем сучасної мікрохвильової техніки є необхідність раціонального використання частотного ресурсу. Широке застосування мікрохвильових пристроїв призводить до необхідності переходу до використання нових більш високих частот. Це спричинено великою завантаженістю дециметрового і сантиметрового діапазонів довжин хвиль. Так, наприклад, частоти в околі 450 МГц використовують у військових системах радіолокації, 470...870 МГц – у системах широкомовного телебачення дециметрового діапазону, 900...2200 МГц у стільниковій телефонії. Частоти в околі одного гігагерця використовують для роботи транспондерів контролю ефірного трафіку, частоти в околі 2 ГГц використовують космічні телеметричні системи та тропосферні комунікаційні системи, частоту 2,45 ГГц використовують для забезпечення роботи устаткування нагрівання мікрохвильових печей, частоти вище 3 ГГц використовують для роботи пошукових радіолокаторів аеропортів, частоти в околі 4 ГГц використовують для мікрохвильових ліній передавання прямого зв'язку та для комунікаційних супутникових ліній зв'язку “супутник-земля”,

частоти в околі 6 ГГц використовують для лінії зв'язку “земля-супутник” [3]. Безпосередньо вище частоти 7 ГГц працюють студії радіо - і телевізійного мовлення [3]. Частоти в околі 10 ГГц і безпосередньо вище частот, призначених для телефонії, використовують для роботи бортового радару “контролю вогню”. Частоти вище 20 ГГц використовують для прямої лінії зв'язку “супутник-земля”, частоти вище 30 ГГц для лінії “земля-супутник”. Частоти в околі 24 ГГц і 10,25 ГГц виділені для роботи поліцейських радіолокаторів [3].

Перспективний діапазон локальної телекомунікації лежить в околі 60 ГГц, а автомобільні радари працюють в околі 80 ГГц. Більшість сучасних мікрохвильових систем працює в діапазоні частот від 300 МГц до 30 ГГц і спостерігається тенденція освоєння більш високих частот у міліметровому районі мікрохвильової смуги [3], що викликає необхідність розробки нових комунікаційних пристроїв, здатних ефективно працювати в міліметровому діапазоні довжин хвиль. При цьому виникає природне бажання використовувати добре відпрацьовані технології. Однак використання в міліметровому діапазоні традиційних ДР та КДР з відношенням висоти до поперечних розмірів (L / D) більше ніж 0,3, утруднене. Одна з основних проблем – надто маленькі розміри ДР і пов'язані з цим значні труднощі їх налаштування на потрібну частоту. Проведені автором дослідження показали, що вирішити цю проблему можна шляхом використання тонких діелектричних резонаторів з відношенням висоти до поперечних розмірів у межах від 0,1 до 0,04. Такі резонатори, в силу малої висоти, мають більші поперечні розміри в порівнянні з традиційними ДР, розрахованими на ту ж резонансну частоту, що робить їх перспективними для використання в міліметровому діапазоні довжин хвиль. Треба також зазначити, що, як показали дослідження автора, такі резонатори можуть бути ефективно використані, як для створення керованих фільтрів і фазообертачів з електромеханічним та електронним керуванням, так і для вимірювання діелектричних параметрів тонких плівок у мікрохвильовому діапазоні. Тому

значна частина даної роботи присвячена дослідженню електродинамічних властивостей тонких діелектричних резонаторів та перспектив їх використання в мікрохвильових пристроях.

1.2. НВЧ матеріали

1.2.1. Вимоги до НВЧ матеріалів

Аналіз сучасних тенденцій в галузі НВЧ електроніки показує, що основні напрямки розвитку в цій галузі такі: підвищення щільності розміщення елементів, пошук та впровадження нових більш досконалих схемних рішень, розробка нових матеріалів і сучасних технологій. Подальший прогрес в електроніці НВЧ вимагає розроблення нових більш досконалих матеріалів із заданим комплексом властивостей. До сучасних НВЧ матеріалів висуваються наступні вимоги:

- низький рівень діелектричних втрат ($\text{tg}(\delta) \sim 10^{-3} \dots 10^{-4}$);
- широкий діапазон значень діелектричної провідності ($\epsilon \sim 10 \dots 10^3$);
- висока температурна стабільність ($\text{ТК}\epsilon \sim 10^{-5} \dots 10^{-6}$);
- механічна міцність і довговічність;
- стійкість до різноманітних зовнішніх впливів;
- дешевизна і технологічність виготовлення;
- можливість автоматизації виробництва;
- відтворюваність параметрів при масовому виробництві;
- доступність сировини;
- екологічна безпечність в процесі виготовлення та експлуатації та інші.

Для практичного забезпечення виконання цих вимог потрібно вирішувати складні наукові та технічні проблеми, оскільки для більшості діелектриків ці вимоги з точки зору фізики суперечні.

Створення сучасних НВЧ матеріалів з заданими властивостями неможливе без кропіткого дослідження їхніх електрофізичних властивостей. Дослідження в цьому напрямі ведуться в усьому світі. Наразі, існує велика кількість моделей, які дозволяють аналізувати властивості діелектричних матеріалів. Тим не менш, дослідження в цій області не можуть вважатися завершеними.

1.2.2. Механізми втрат у НВЧ матеріалах

Причиною втрат у НВЧ матеріалах можуть бути різноманітні фактори: провідність, ангармонізм в механізмах поляризації і т.і. Кожен з цих факторів вносить свій вклад в загальні втрати. Вплив провідності на НВЧ втрати малий, значно більшою мірою на втрати впливає ангармонізм в механізмах поляризації [4-6].

Основною причиною ангармонізму в діелектриках є асиметрія в розподілі електронної густини вздовж атомних зв'язків. Це зумовлено різницею в електронегативності атомів. Іноді ця різниця може бути досить суттєвою. Атом з більшою електронегативністю сильніше притягає електрон, тому його заряд стає від'ємним. Атом з меншою електронегативністю набуває, відповідно, додатного заряду. Разом ці атоми створюють ангармонічний полярний зв'язок.

З вищевказаного випливає, що діелектричні втрати у НВЧ діапазоні можуть виникати внаслідок наступних причин [4-11]:

- електрична провідність (σ);
- повільні релаксаційні механізми поляризації спричинені наявністю електронних дефектів, іонних дефектів, різноманітних диполів, які можуть бути описані за допомогою релаксаційної моделі Дебая;
- одночасна наявність різних видів релаксаторів, що приводять до розмивання діелектричного спектру, яке можна описати моделлю Коул-Коула;

- наявність швидких резонансних механізмів діелектричної поляризації (оптичної і дальньої інфрачервоної поляризації), які описуються осциляторною моделлю Лорентца;
- наявність високочастотного полярного механізму втрат в нецентросиметричних матеріалах;
- аангармонізм коливань кристалічної ґратки;
- пориста структура матеріалу;
- стан поверхні матеріалу;
- наявність домішок у матеріалі;
- наявність дефектів кристалічної структури.

У випадку електронної провідності заряд переноситься зарядженими від'ємно електронами і зарядженими додатньо дірками.

Для деяких діелектриків типовим є також іонний перенос заряду.

1.2.3. Температурна і частотна залежності НВЧ втрат

З точки зору забезпечення стабільності параметрів НВЧ пристроїв в робочому діапазоні частот важливим є вивчення частотної залежності НВЧ втрат та аналіз механізмів, які зумовлюють цю залежність, тому розглянемо вплив різних механізмів втрат на цю залежність.

Вплив провідності (σ) на втрати ($\operatorname{tg}(\delta)$) можна описати за допомогою виразу [6,8].

$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \varepsilon' \omega}, \quad (1.1)$$

де ε_0 – діелектрична стала;

ε' – дійсна частина комплексної діелектричної проникності;

ω – циклічна (кутова) частота.

В багатьох діелектриках (і навіть в деяких напівпровідниках) в широкому діапазоні частот ($10^{-2} \dots 10^7$ Гц) провідність σ збільшується згідно закону Іончера: $\sigma \sim \omega^n$, де $0,7 < n < 1$.

Розглянемо механізми провідності діелектриків.

Міграційна поляризація виникає в діелектриках внаслідок макроскопічної неоднорідності або наявності включень. Ця поляризація запізнюється на дуже низьких частотах ($10^{-3} \dots 10^3$ Гц), що призводить до значної дисперсії $\varepsilon^*(\omega)$ і, як наслідок, супроводжується збільшенням втрат на цих частотах. Ймовірною причиною цієї поляризації є наявність деяких часток чи шарів з різною провідністю, а також наявність домішок в діелектриках. Однак на НВЧ цей механізм не відіграє значної ролі.

В деяких НВЧ діелектриках (наприклад, в металополімерних композитах) ефективна провідність може бути дуже високою. Причиною цього є збільшення з частотою в мільйони разів реактивного струму через діелектрик (полімер), що призводить до збільшення активного струму через металічні частки і, відповідно, до зростання втрат у цих частках. В цьому випадку втрати у металічних частках починають домінувати. Цей механізм може бути використаний для збільшення НВЧ втрат в діелектриках (наприклад при розробці екрануючих покриттів).

Ще один механізм зростання втрат в композитних матеріалах типу діелектрик-метал – розсіювання полярної фази, яке виникає на межі розділу діелектрик-метал.

Дисперсію комплексної діелектричної проникності для випадку міграційної поляризації можна (аналогічно тепловій релаксаційній поляризації) описати рівнянням Дебая [6-8]:

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon' - i\varepsilon'' = \varepsilon(\infty) + \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{1 + i\omega\tau},$$

де $\omega = 2\pi\nu$ – циклічна частота електричного поля;

τ – час релаксації;

$\varepsilon(0)$ – діелектрична проникність за умови, що $\omega\tau \ll 1$;

$\varepsilon(\infty)$ – діелектрична проникність за умови, що $\omega\tau \gg 1$.

Термоактивована релаксаційна поляризація зумовлена наявністю носіїв заряду таких як електрони, іони і диполі. Якщо електрони (іони або диполі) слабо зв'язані у структурі діелектрика, то тепловий рух цих часток впливає на процес поляризації. Локалізовані у мікрооб'ємі, ці частки при тепловому русі можуть переміщатися на відстані порядку атомного розміру.

Електронний механізм теплової поляризації характерний лише для твердих діелектриків.

Для даного виду поляризації час релаксації τ залежить від температури, структури діелектрика і типу дефектів (домішок). За кімнатної температури (близько 300 К) час релаксації τ знаходиться у діапазоні $10^{-4} \dots 10^{-8}$ с.

Запізнення поляризації призводить до значного зростання поглинання електричної енергії. Таким чином, тепла поляризація може вносити значний вклад у діелектричні втрати на радіочастотах. Однак максимум високочастотного "хвоста" $\varepsilon''(\nu)$ може дати помітний внесок у НВЧ втрати.

Максимальне значення коефіцієнта втрат, зумовлених релаксаційними процесами, відповідає частоті приблизно 10^6 Гц. Оцінити вплив даного механізму втрат на тангенс кута діелектричних втрат у НВЧ діапазоні частот можна за допомогою наступного рівняння[6-8]:

$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{[\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)]\omega\tau}{\varepsilon(0) + \varepsilon(\infty)\omega^2\tau^2}. \quad (1.2)$$

Оскільки чисельник пропорційний частоті, а в знаменнику фігурує квадрат частоти, то величина внеску у високочастотний $\operatorname{tg}(\delta)$, зумовлена релаксаційним процесом зменшується пропорційно частоті. Коефіцієнт втрат

залежить від відносної величини внеску даного релаксаційного процесу у діелектричну проникність.

У високочастотних діелектриках вирішальну роль відіграє іонна поляризація зміщення. До таких діелектриків належать лужно-галоїдні кристали, деякі напівпровідники груп $A^{III}B^V$ та $A^{II}B^{VI}$, а також більшість діелектричних оксидів, в тому числі параелектрики, п'єзоелектрики, сегнетоелектрики і піроелектрики.

Час релаксації складає приблизно 10^{-13} с, що значно більше за час релаксації для електронної поляризації ($\sim 10^{-16}$ с), але в той же час значно менше ніж час релаксації теплової ($\sim 10^{-6}$ с) та міграційної ($\sim 10^{-1}$ с) поляризацій. Таким чином діелектрична дисперсія для іонної поляризації виникає в дальньому інфрачервоному діапазоні частот, але, незважаючи на це, низькочастотний хвіст від втрат, зумовлених іонною поляризацією, може давати помітний внесок у НВЧ втрати. Особливо відчутним цей внесок є для діелектриків з високою діелектричною проникністю у яких частотна дисперсія поперечної оптичної моди (ω_{TO}) значно менша, аніж у інших іонних кристалах. Дисперсію комплексної діелектричної проникності для випадку іонної поляризації зміщення можна описати рівнянням Лорентца [8]:

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon(\infty) + \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + i\Gamma(\omega/\omega_0)},$$

де Γ – відносний коефіцієнт затухання;

$\omega_0 = \sqrt{c/m}$ – частота осцилятора, яка відповідає частоті поперечної оптичної моди (ω_{TO}).

Даний вираз дозволяє знайти внесок від резонансної іонної поляризації у тангенс кута діелектричних втрат на НВЧ (НВЧ хвіст нижче частоти дисперсії) [6-8]:

$$\operatorname{tg}(\delta) = \Gamma \frac{\omega}{\omega_{TO}} \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{\varepsilon(0)}. \quad (1.3)$$

З рівняння (1.3) можна зробити висновок, що втрати, зумовлені іонною поляризацією, лінійно зростають із зростанням частоти, що є типовим для діелектриків з високою діелектричною проникністю.

У деяких іонних з'єднаннях, таких як, наприклад, $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$, MgO , LaAlO_3 , Al_2O_3 , AlN і т.д., несподівано проявляються великі втрати, які неможливо пояснити за допомогою простих механізмів втрат. У таких діелектриках практично відсутня провідність, що робить незначним внесок провідності у НВЧ втрати (1.1). Крім того в таких матеріалах низька вірогідність релаксації, а отже малі релаксаційні втрати (1.2) і зависока частота ω_{TO} , яка робить незначним внесок втрат від резонансної іонної поляризації (1.3) у НВЧ діапазоні.

Особливо великі втрати спостерігаються в селенітах з високою діелектричною проникністю [12] (рис. 1.1) ($\varepsilon \approx 40$) таких як ($\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ і подібних), в твердих нітридах (AlN , BN і інших), зі стандартним для іонних сполук значенням діелектричної проникності ($\varepsilon < 10$), і навіть в напівпровідниках груп $\text{A}^{\text{III}}\text{B}^{\text{V}}$ і $\text{A}^{\text{II}}\text{B}^{\text{VI}}$.

Наприклад, у арсеніді галію вплив провідності на НВЧ втрати незначний, але, при цьому, спостерігається досить значне зростання втрат з частотою внаслідок прояву внутрішнього полярного механізму поглинання в міліметровому та субміліметровому діапазонах довжин хвиль. Причина даного явища — п'єзоелектричні властивості GaAs , які зумовлюють взаємодією акустичних і оптичних фононних мод і, як результат, виникнення релаксаційного процесу. В результаті перетворення енергії оптичних фононів, збуджених електричним полем, в теплову енергію акустичних фононів утворюється електромеханічний зв'язок, який спричиняє значне зростання втрат у арсеніді галію зі зростанням частоти [8].

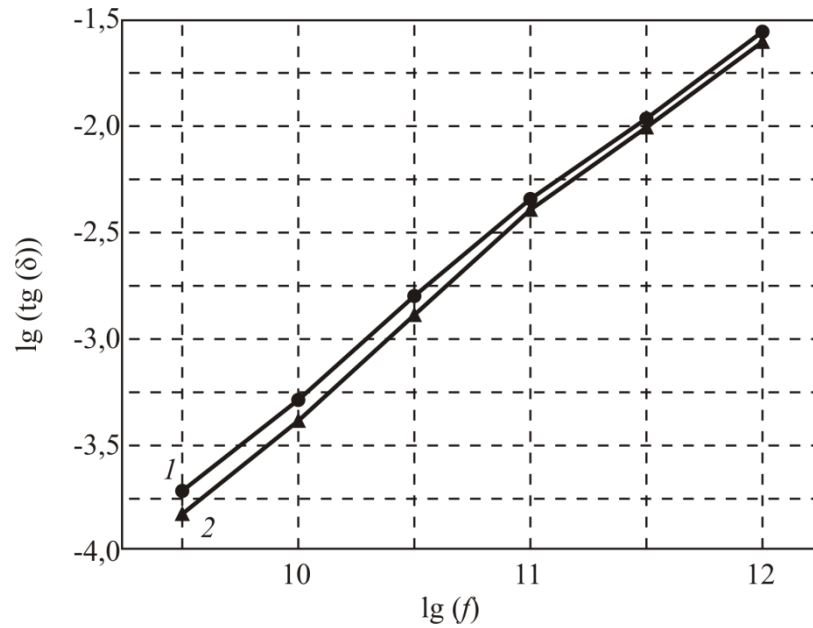


Рис. 1.1 Частотна залежність втрат у монокристалах $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ (1) та монокристалах $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ (2) [12]

Провідність у діапазоні НВЧ є результатом перенесення заряду швидкими носіями (в основному електронами) і зумовлює втрати, які залежать від частоти [6-8] і від температури [9,11] (рис. 1.2):

$$\text{tg}(\delta)(\omega, T) = \frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon \omega} \approx \frac{\sigma_0 \exp[a(T - T_0)]}{\epsilon_0 \epsilon \omega}, \quad (1.4)$$

де σ_0 – питома провідність при визначеній температурі T_0 ;

ϵ – відносна діелектрична проникність;

a – специфічний параметр для даного матеріалу.

Як видно з рис. 1.2 зумовлений провідністю тангенс кута втрат експоненційно зростає з температурою та лінійно зменшується з частотою, що добре узгоджується з рівнянням (1.4). Таким чином вклад провідності у НВЧ втрати може бути суттєвим лише при досить високих температурах.

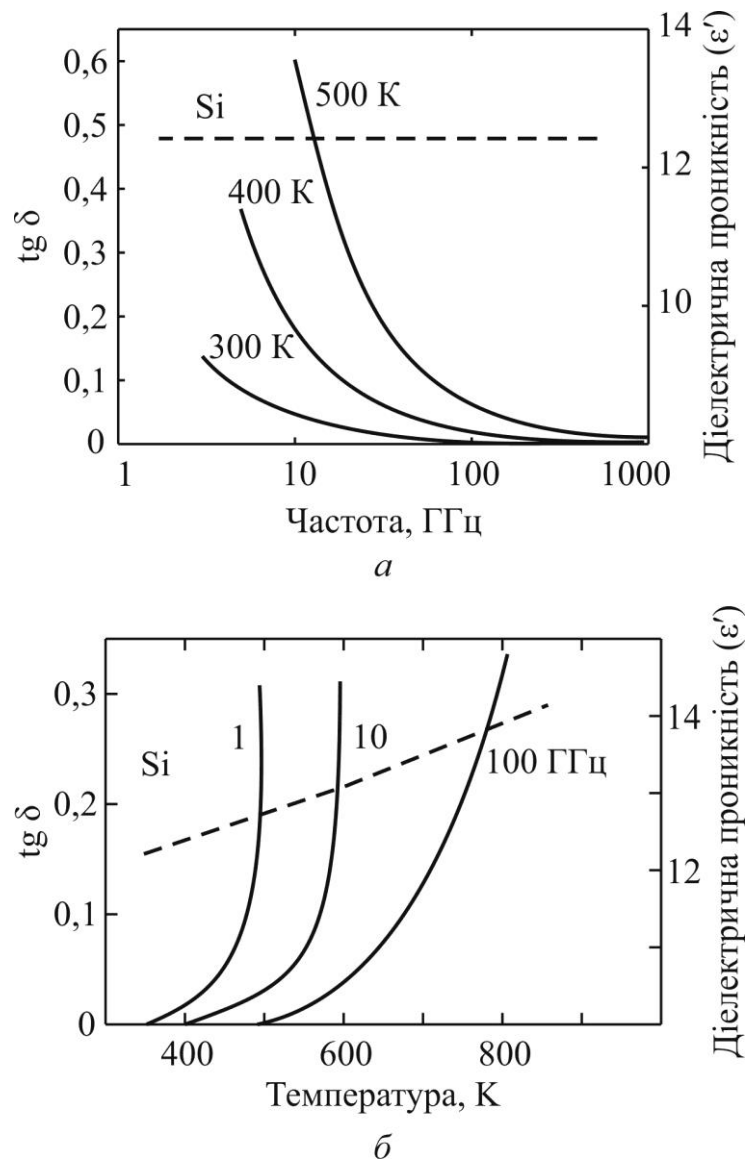


Рис. 1.2 Частотна (а) і температурна (б) залежності НВЧ втрат $\text{tg}(\delta)$ (суцільні лінії) і діелектричної проникності ϵ' (пунктирні лінії) для високоомного кремнію в гігагерцовому діапазоні частот [9,11]

Внесок у втрати повільних механізмів поляризації (електронних дефектів, іонних дефектів, різноманітних диполів і т.і.) визначається на основі дебаївської моделі релаксації. Тому за допомогою рівняння Дебая можна визначити внесок у НВЧ втрати від ділянки мегагерцової релаксації, для якої виконується умова $(\omega\tau) > 1$ [6,8,9,11]:

$$\operatorname{tg}(\delta) \approx \frac{1}{\omega\tau} \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{\left(\varepsilon(0)/\omega^2\tau^2\right) + \varepsilon(\infty)}.$$

Очевидно (рис. 1.3), що зумовлений процесом релаксації внесок у НВЧ $\operatorname{tg}(\delta)$ зменшується пропорційно частоті і збільшується з температурою.

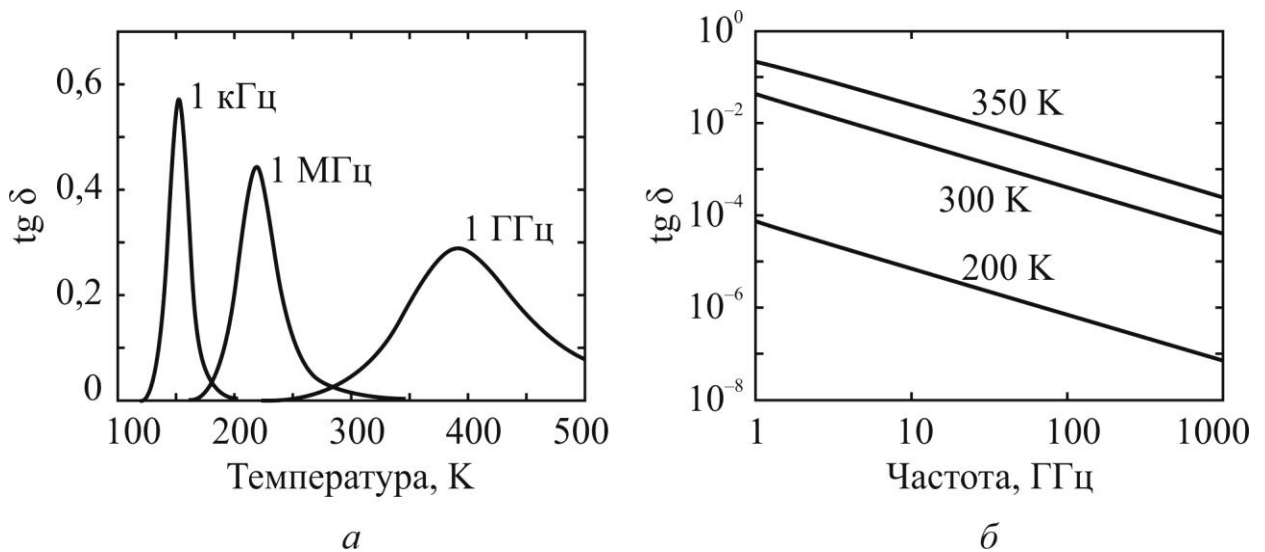


Рис. 1.3. Залежність від температури (а) та частоти(б) втрат релаксаційного характеру у рутилі за наявності кисневих вакансій [11]

НВЧ втрати у нецентросиметричних (полярних) матеріалах можуть бути описані квазідебаєвським механізмом. Частотні і температурні залежності цих втрат зумовлені швидкими механізмами релаксаційної поляризації за умови, що $(\omega\tau) < 1$:

$$\operatorname{tg}(\delta) \approx \frac{\omega}{2\nu_D} \exp\left(-\frac{U}{kT}\right) \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{\varepsilon(0)},$$

де U – потенційний бар'єр;

k – постійна Больцмана;

T – температура;

ν_D – частота Дебая.

В даному випадку і тангенс кута діелектричних втрат, і коефіцієнт втрат збільшуються як з частотою так і з температурою.

Існують кристали з особливою температурною залежністю діелектричної проникності, яка описується законом Кюри-Вейса:

$$\varepsilon(T) = \varepsilon_i + \frac{C}{(T - \theta)},$$

де θ – температура Кюри-Вейса;

$C \approx 10^4 \dots 10^5$ – постійна Кюри-Вейса;

ε_i – описує оптичний і інші НВЧ внески в проникність.

У таких кристалах при критичній температурі здійснюється фазовий перехід в сегнетоелектричний або антисегнетоелектричний стан.

Зумовлена пружним зміщенням іонної ґратки дисперсія ε , зазвичай, має місце в кристалах на частотах близько 10^{13} Гц, але є ряд сегнетоелектриків, у яких частота «м'якої моди» коливань ґратки в околі фазового переходу знижується до 10^{11} Гц.

Поблизу фазового переходу температурна залежність частоти «м'якої моди» визначається співвідношенням В. Кокрена:

$$\omega_{TO} = A\sqrt{T - \theta}$$

де A – температурний коефіцієнт частоти.

Для цієї моди затухання слабо залежить від температури:

$$\gamma = \Gamma \omega_{TO} = \gamma_0 + aT + bT^2,$$

де a і b – параметри, які описують механізми три- та чотирифоновного поглинання;

γ_0 – параметр, який описує двофоновне поглинання.

Поблизу фазового переходу відносно слабкою температурною залежністю γ можна знехтувати.

Температурно-частотна залежність діелектричної проникності сегнетоелектриків з фазовим переходом типу зміщення можна описати виразом [11]:

$$\varepsilon(\omega, T) = \varepsilon(\infty) + \frac{C}{(T - \theta)} \frac{\omega_{TO}^2}{(\omega_{TO}^2 - \omega^2 + i\gamma\omega)}.$$

Дане співвідношення дозволяє отримати наступний вираз для обчислення тангенса кута діелектричних втрат[11]:

$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{CA^2\gamma\omega}{\left[A^2(T - \theta) - \omega^2 \right] \left\{ \varepsilon(\infty) \left[A^2(T - \theta) - \omega^2 \right] + CA^2 \right\} + \varepsilon(\infty)\gamma^2\omega^2}.$$

Частотна (а) і температурна (б) залежності $\operatorname{tg}(\delta)$ сегнетоелектриків в параелектричній фазі показано на прикладі титанату барію (рис. 1.4). У таких діелектриках втрати зростають з частотою і зменшуються зі збільшенням температури.

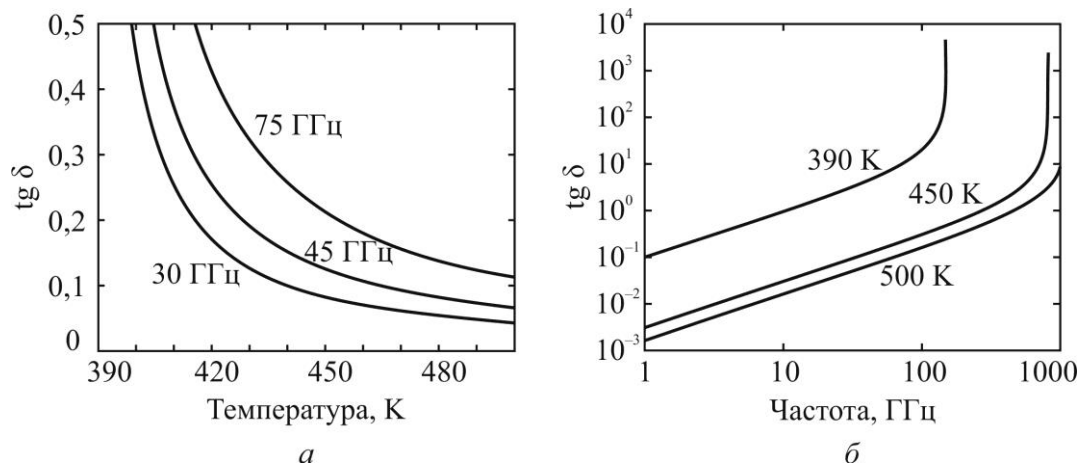


Рис. 1.4. Температурна (а) и частотна (б) залежності $\text{tg}(\delta)$ для механізму граткової поляризації в параелектриках [11]

При наявності в НВЧ діелектрику частинок з різним часом релаксації або у разі їх взаємодії під час релаксації спектр дисперсії стає розмитим. В результаті цього зростає ймовірність внеску теплової релаксації в НВЧ втрати, що можна врахувати за допомогою рівняння Коул-Коула:

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon(\infty) + \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{1 + (i\omega\tau_0)^{1-\alpha}}, \quad (1.5)$$

де ε^* – комплексна діелектрична проникність;

α – параметр, що характеризує розподіл за часом релаксації ($0 < \alpha < 1$);

τ_0 – середній час релаксації:

$$\tau_0 = \frac{1}{2\nu} \exp\left(\frac{U}{kT}\right) = A \exp\left(\frac{B}{T}\right).$$

За допомогою виразу (1.5) легко врахувати вплив розподілу за часом релаксації на температурну залежність тангенса кута діелектричних втрат[11]:

$$\operatorname{tg} \delta(T) = \frac{[\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)] \left[\omega A \exp\left(\frac{B}{T}\right) \right]^\beta \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right)}{[\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)] \left[\omega A \exp\left(\frac{B}{T}\right) \right]^\beta \cos\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) + \varepsilon(0) + \varepsilon(\infty) \left[\omega A \exp\left(\frac{B}{T}\right) \right]^{2\beta}},$$

де $\beta = 1 - \alpha$.

На рис. 1.5 продемонстровано дану залежність на прикладі рутилу. В даному випадку тангенс кута діелектричних втрат зменшується з ростом частоти і збільшується зі збільшенням температури аналогічно до дебаївського механізму. Одночасно з цим має місце зменшення максимумів втрат, розмиття температурних кривих і зміщення максимумів у напрямі зростання температур.

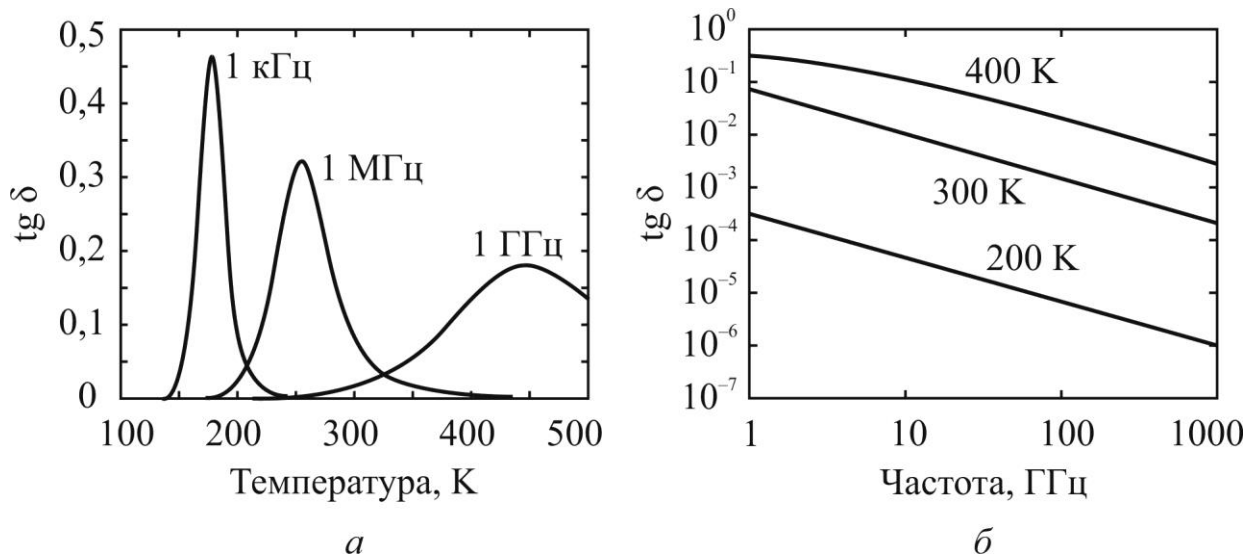


Рис. 1.5. Залежність НВЧ $\operatorname{tg}(\delta)$ від температурні (а) та частоти (б) за умови врахування розподілу Коул-Коула ($\alpha = 0.15$) [11]

1.2.4. Особливості композитних матеріалів НВЧ

Класифікація композитних матеріалів та сфери їх використання

Композитним матеріалом (КМ) – називають неоднорідний штучно створений суцільний матеріал, який складається з кількох різних компонентів (окремих частинок, зерен волокон тощо та матриці, яка їх містить) з чіткими межами між ними. Властивості композитного матеріалу відмінні від властивостей його складових. Компоненти композитів не повинні розчинятися, реагувати один з одним або поглинати один одного. Вони повинні бути добре сумісні. Властивості композиту не можна визначити лише за властивостями компонентів, без врахування їх взаємодії.

Зазвичай складники композитного матеріалу мають чіткий розподіл функцій, тобто в простому двокомпонентному композиті один матеріал відіграє роль матриці, інший – функціонального наповнювача. Мета розробки КМ – отримати матеріал з потрібними властивостями, відмінними від властивостей компонентів, з яких він складається. Наявність таких матеріалів дає можливість формування властивостей матеріалів, необхідних для конкретного застосування. Композитні матеріали виявилися економічними та зручними в проектуванні і сьогодні використовуються скрізь – від виробництва побутових товарів, спортивного реманенту, іграшок до деталей, корпусів та відповідальних вузлів у машинобудуванні, аерокосмічній техніці, системах озброєння, промислових системах та устаткуванні тощо.

Існує багато систем класифікації композитів. Їх можна класифікувати за складом, за технологією виготовлення за функціональним призначенням і т.д. За функціональним призначенням композитні матеріали електроніки можна розділити наступним чином.

Конструкційні композитні матеріали. До конструкційних відносять композити, що мають унікальні механічні властивості і використовуються для корпусів електронних пристроїв, армуючих шарів, а також інших

конструктивних елементів, призначених для забезпечення необхідних механічних властивостей електронних виробів.

Магнітні композитні матеріали. На основі композитів сьогодні створюються ряд перспективних магнітних матеріалів.

Магнітожорсткі матеріали можна створювати на основі композитів з немагнітною матрицею в якій розподілені частинки дисперсної фази із феромагнітного матеріалу. Макрочастинки феромагнітного матеріалу мають полідоменну структуру їх магнітний момент може змінюватися під дією слабкого магнітного поля за рахунок руху доменних меж. При зменшенні розміру включень питома енергія меж доменів в них збільшується і при досягненні деякого критичного діаметра D_k існування більше одного домена в частинці стає енергетично невигідним і вона стає однодоменною. При цьому для її перемагнічування потрібно прикласти зовнішнє магнітне поле достатнє для повороту всіх спінів в домені тому її коерцитивна сила H_c збільшується. При подальшому зменшенні розмірів частинки кількість спінів в ній зменшується і коерцитивна сила зменшується за рахунок явища супермагнетизму, коли перемагнічування частинок підсилюється тепловими флуктуаціями, подібно до того, як це відбувається при зміні напрямку магнітних моментів окремих молекул парамагнітного газу. Чим менша однодоменна частинка, тим більша імовірність, що енергія теплових коливань буде достатньою для повороту її спінів, тому при подальшому зменшенні діаметра частинки її H_c зменшується. Прикладом таких композитів може бути MnBi-Vi у якого $H_c = 4 \cdot 10^6$ А/м. [13]

Коерцитивна сила H_c помітно змінюється зі зміною стану зразка. Так, у зразках чистого заліза можна одержати H_c від 10 А/м, до 10^5 А/м. Якщо в об'єм ввести неоднорідності (напруги, дислокації, включення іншого матеріалу), що гальмують рух доменної межі в процесі перемагнічування, то H_c зросте. Це явище використовується при створенні магнітожорстких матеріалів на основі нанокристалічних шаруватих композитів. Прикладами таких матеріалів є композити сталь - Cu, та Ni - Ag.

Перспективною також є розробка нових композитів з малим значенням коерцитивної сили (магнітом'які матеріали), для виготовлення осердь електромагнітів, трансформаторів, антен, тощо. Магнітом'які композити виготовляють шляхом введення в осердя неферомагнітних волокон (W, B, SiC), або ж вирощуванням евтектичних осердь, в яких матрицею є матеріали з великою магнітною проникністю (сплави з Fe, Ni, Co), а армуючі волокна – монокарбіди (NbC, TaC). При цьому, однак, зменшується магнітна індукція B, так як зменшується об'єм феромагнітної складової композиту [14].

Ще одним цікавим класом магнітних композитів є матеріали для запису інформації. Такі композити складаються з полімерної чи металевої неферомагнітної матриці, у якій хаотично розподілено феромагнітні частинки, що мають видовжену форму. Виготовлений з такого матеріалу диск намагнічують за допомогою електромагніту. Диск обертають. На електромагніт подають потрібну послідовність імпульсів струму. На диску відповідним чином виникає задана послідовність намагнічених та не намагнічених ділянок. Намагнічена ділянка інтерпретується як «1», а ненамагнічена – як «нуль».

Для виготовлення феромагнітних частинок використовують ферити. Вони мають великий електроопір, що робить можливим їх перемагнічування на великих частотах, при незначних електромагнітних втратах за рахунок індукованих струмів.

Електропровідні композитні матеріали.

Одним із напрямків розвитку сучасного матеріалознавства в електроніці є розробка нових електропровідних матеріалів, які можуть замінити традиційні металеві провідники. Одним із перспективних способів вирішення цієї задачі є розробка електропровідних композитів на основі нових перспективних видів матриць та наповнювачів.

В зв'язку з цим особливу цікавість викликають електропровідні композити на основі полімерної матриці та провідникових наповнювачів таких як порошки металів, графіт, сажа, карбіди металів [15].

Для заміни порошків дорогоцінних металів у якості перспективних наповнювачів електропровідних полімерних композитів використовують нестехіометричні сполуки титану, а саме карбіди TiC_x , нітриди TiN_x і карбінітриди TiC_xN_y ($x > 0,5$, $x+y < 1,0$), які виготовляють за технологією самосуміщеного високотемпературного синтезу (СВС). Дані наповнювачі при достатній електропровідності мають ряд переваг у порівнянні з порошками Au, Ag, посрібленими Ni і Fe та ін., а саме меншу вартість, можливість отримання за технологією СВС, тугоплавкість, високу механічну міцність, а також стійкість до впливу різноманітних факторів, що дає змогу підвищити стабільність електрофізичних характеристик КМ [16].

Так, наприклад, композиція, на основі сполучної речовини ПАІС-104 і нестехіометричного нітриду титану TiN_x , дозволяє досягти температур експлуатації 300...350°C [17]. Проте недоліком такої композиції є невисока електропровідність зразків, особливо при низькому вмісті наповнювача (за умови що об'ємна доля TiN_x у композиті складає 0,6, питомий об'ємний електроопір матеріалу становить 2,8 Ом/см). Ще одним значним недоліком такої композиції є складність отримання.

Збільшити провідність композиції на 1-3 порядки можна шляхом використання у якості наповнювача карбонітриду титану TiC_xN_y .

Перспективною є також складний матеріал, який складається з електропровідного композиційного матеріалу – карбісілід титану-карбід титану, фази на основі заліза і матриці із кремнійорганічної полімерної сполуки. Даний композит характеризується високою стабільністю, має електропровідність, що може змінюватися в широких межах [18].

Надпровідні композитні матеріали. Перспективним напрямком сучасного матеріалознавства у електроніці є розробка технологічних, міцних, пластичних надпровідних матеріалів з високою критичною щільністю струму і низькими втратами на змінному струмі. Одним із можливих шляхів зниження втрат на змінному струмі є виконання надпровідників у вигляді

композитів, які складаються з тонких надпровідних волокон, вбудованих в матрицю звичайного провідника [19].

Прикладами таких композитів є Sn–Zn, Cu–Nb. Такі композитні матеріали проводять струм густиною $10^5 \dots 10^6$ А/см² та витримують магнітні поля з індукцією до кількох десятків Тл [14].

Оптичні композитні матеріали. Сучасні оптичні композитні матеріали знаходять широке застосування при розробці різноманітних оптичних пристроїв. На основі композитів InSb–NiB, ZnSb–NiSb, InSb–CrSb, InSb–MnSb, InSb–Sb, в яких включення мають форму стрижнів, упорядкованих в одному напрямку, створюють оптичні поляризатори. Наприклад, пластинка ZnSb–NiSb товщиною 71 мкм поляризує інфрачервоне світло (5...24 мкм). При об'ємній частці NiSb 0,018 ступінь поляризації хвиль довжиною $\lambda > 12$ мкм становить 99% [14].

Явище інтерференції світла при поширенні променя через композитний матеріал у напрямі перпендикулярному площині поверхні композитної пластини використовують для виготовлення призм.

Для перетворення частоти оптичних коливань використовують нелінійні оптичні явища, які виникають в результаті взаємодії між фотонами і акустичними хвилями при проходженні світла через композит, який складається з паралельних шарів п'єзоелектричних кристалів [20], що дозволяє здійснити перетворення енергії променя в пружні коливання великої частоти (25 ГГц).

Використовуючи оптичний композит, у якому містяться волокна з показником заломлення, більшим за показник заломлення матриці, можна створити підсилювач сигналів оптичної частоти. Структура такого композиту повинна містити вузли і розгалуження волокон та вкраплення активних ділянок. За такої структури стають несуттєвими ємності та індуктивності, які гальмують обробку сигналів високої частоти в інтегральних схемах. Сигнали в такому композиті поширюватимуться зі швидкістю світла [14].

Радіопрозорі композитні НВЧ матеріали. Радіопрозорі матеріали НВЧ – це матеріали, які забезпечують мінімальне відбиття і поглинання електромагнітного випромінювання НВЧ діапазону.

При робочих температурах діелектрична проникність таких матеріалів становить близько 10, тангенс кута діелектричних втрат лежить в межах $10^{-2} \dots 10^{-5}$, що забезпечує їх прозорість і низький рівень відбиття (1%) у НВЧ діапазоні частот.

Радіопрозорі матеріали використовують в антенних обтічниках літаків і ракет, як перегородки-вікна в прискорювачах та електронних приладах, для забезпечення передачі електромагнітної енергії. Для виготовлення таких матеріалів використовують органічні і неорганічні діелектрики, а саме пластмаси, керамопласти, кераміку, плавлений кварц, сітали.

В якості радіопрозорих пластмас в основному використовують склопластики або склотекстоліти, які містять кілька шарів скляних, нейлонових волокон або склотканини, просочені кремнійорганічними, поліамідними або поліефірними смолами. Виготовляють їх методами переробки полімерних матеріалів, що забезпечують однорідність діелектричних властивостей матеріалу (наприклад просочування, заливання, намотування). Тангенс кута діелектричних втрат таких матеріалів лежить в діапазоні від 10^{-2} до 10^{-5} , а діелектрична проникність від 3 до 5.

Основою для виготовлення керамопластів є алюмофосфатна кераміка, армована скловолокном, склопластики, просочені високоактивним колоїдним SiO_2 , кварцові або сапфірові нитки і тканини. Для підвищення стійкості керамопластики до ерозії на поверхню пластика наносять тонкий шар тугоплавкого карбіду, бориду або оксиду. Керамопласти значно міцніші за пластики, більш однорідні і зберігають свої якості при температурах до 650°C .

Радіопрозору кераміку виготовляють на основі високотемпературних оксидів Al і Be, нітридів Al і B. Типове значення тангенсу кута діелектричних втрат для радіопрозорої кераміки складає 10^{-3} , а типове значення

діелектричної проникності 4 (для нітриду бору) і 10 (для алюмооксидної кераміки).

Радіопоглинаючі композитні матеріали. Радіопоглинаючі матеріали НВЧ забезпечують поглинання електромагнітних хвиль НВЧ діапазону при мінімальному його відбитті. Поглинання енергії випромінювання забезпечується за рахунок перетворення її теплову.

Поглиначі електромагнітних хвиль використовують у якості захисних покриттів для радіолокаційного маскування військової техніки, для створення спеціальних камер без луни, для захисту робочого персоналу від шкідливого впливу НВЧ випромінювання, для усунення взаємного електромагнітного впливу вузлів і блоків високочастотних пристроїв, а також виготовлення узгоджених навантажень хвилеводних структур. Такі матеріали забезпечують поглинання потоків електромагнітної енергії потужністю від 0,1 до 8,0 Вт/см², при цьому рівень відбитого випромінювання лежить в межах від 0,001 до 5%. Діапазон робочих температур таких матеріалів від мінус 60 до 130 °С.

Для виготовлення радіопоглинаючих матеріалів в якості матриці використовують органічні або неорганічні (оксиди і нітриди) речовини, у які в якості активного поглинаючого наповнювача додають порошки графіту, металів та їх карбідів.

Одним з різновидів радіопоглинаючих матеріалів є градієнтні радіопоглинаючі матеріали. Такі матеріали створюють на основі багатошарових структур, що дає змогу забезпечити градієнт ефективної діелектричної проникності у товщі матеріалу. Для зменшення відбиття електромагнітної енергії зовнішній шар такого матеріалу виготовляють з діелектрика з діелектричною проникністю близькою до 1 (наприклад з фенольного пластика, зміцненого кварцовим скловолокном). В кожному наступному шарі діелектричну проникність поступово збільшують. Як правило для цього використовують епоксидні смоли з різноманітними поглинаючими наповнювачами (наприклад графітовим пилом). Діелектрична

проникність таких композитних шарів лежить в межах від 5 до 25 в залежності від наповнювача.

Ще одним з видів радіо поглинаючих матеріалів є інтерференційні радіопоглинаючі матеріали. Вони складаються з підкладенки та нанесених на неї послідовно діелектричних і провідникових шарів. Підкладенка представляє собою металеву пластину або неметалічний матеріал з діелектричною проникністю близькою до 100 і тангенсом кута діелектричних втрат близьким до 1. Діелектричні шари містять поглинач (наприклад, оксиди Fe). Провідний шар складається з металізованих волокон, чим забезпечується зсув фази відбитої хвилі майже на 180° і відповідно, її згасання при взаємодії з падаючою хвилею.

Значне місце серед радіо поглинаючих матеріалів займають розсіюючі радіопоглинаючі матеріали, в яких згасання сигналу забезпечують за рахунок багаторазового відбиття та розсіювання хвиль. Такі матеріали мають порожнисту структуру, а виготовляють їх, як правило, із пінополістиролу або склопластиків. Характер порожнин пірамідальний або трубчастий. Внутрішні стінки порожнин покривають графітом або шаром SiC.

Основу керамічних поглинаючих матеріалів складають, як правило, спечені оксиди металів з низьким значенням електричного опору (Ti_3O_4 , $(\text{AlTi})_2\text{O}_3$) або оксиди і нітриди Al і B з добавкою різноманітних металів (W, Zr, Ti, Mo, Hf) та/або їх карбідів. Такі КМ характеризуються високою теплопровідністю, термостійкістю і механічною міцністю. Для захисту від радіохвиль високої інтенсивності також виготовляють багат шарові матеріали на основі з мікросфер оксиду алюмінію і титанату барію, які з'єднують між собою алюмофосфатним цементом. Також до цієї групи відносять піролітичний вуглець.

Для виготовлення феритових поглинаючих матеріалів в якості матриці використовують епоксидні смоли та інші високомолекулярні полімерні сполуки, а в якості наповнювача частки феромагнітних матеріалів ($\text{FeO-Fe}_2\text{O}_3$, $\text{MnO-Fe}_2\text{O}_3$ та інших) [21,22]. Дослідження спектрів комплексних

магнітної та діелектричної проникностей таких матеріалів на частотах до 18 ГГц з різною об'ємною часткою наповнювача показало, що вони мають високий рівень магнітних та діелектричних втрат, що робить їх перспективними для застосування у діапазоні НВЧ.

Широко розповсюджені у техніці також поглинаючі матеріали на основі резистивних ниток, розміщених у діелектричній матриці [23]. Особливо цікавими такі матеріали і структури робить можливість керування їх електродинамічними і фізико механічними характеристиками шляхом підбору концентрації, геометричних розмірів і матеріалу резистивних ниток [24]. Резистивна нитка в таких матеріалах представляє собою багатокомпонентне волокно. Об'єм даного волокна формують з електропровідного композиту, основою якого є сажа з розмірами частинок порядку 300...600 Å. Такі нитки внаслідок структурних особливостей (рис. 1.6) мають ряд специфічних властивостей [25].

Особливу увагу приділяють розробці широкосмугових поглиначів [27]. Для розширення їх робочого діапазону використовують різноманітні багатошарові структури, а також структури стільникової і комірчастої форми. В якості штучних наповнювачів використовують провідники різної форми [28].

Цікавість до шарувато-періодичних структур, в тому числі на основі тонких плівок металів, напівпровідників і діелектриків, пов'язане ще й з тим, що їх властивостями можна досить ефективно керувати за допомогою різноманітних зовнішніх фізичних впливів таких, наприклад, як магнітні й електричні поля, температура тощо. Ще одною причиною цікавості до шарувато-періодичних структур є те, що при відповідних товщинах шарів в оптичному діапазоні частот ці структури представляють собою одновимірні фотонні кристали, які характеризуються зонним спектром електромагнітних хвиль. Такі структури характеризуються наявністю в спектрі електромагнітних хвиль забороненої зони, яка визначається різницею величин діелектричної та магнітної проникності і товщиною окремого шару

[29,30]. Така структура приводить до прояву різноманітних фізичних ефектів таких як ефект Вавилова-Черенкова, ефект Допплера, генерація поверхневих електромагнітних хвиль [31].

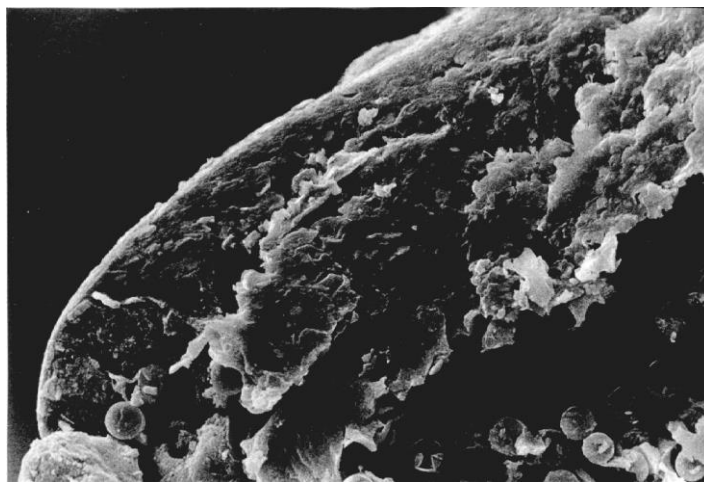
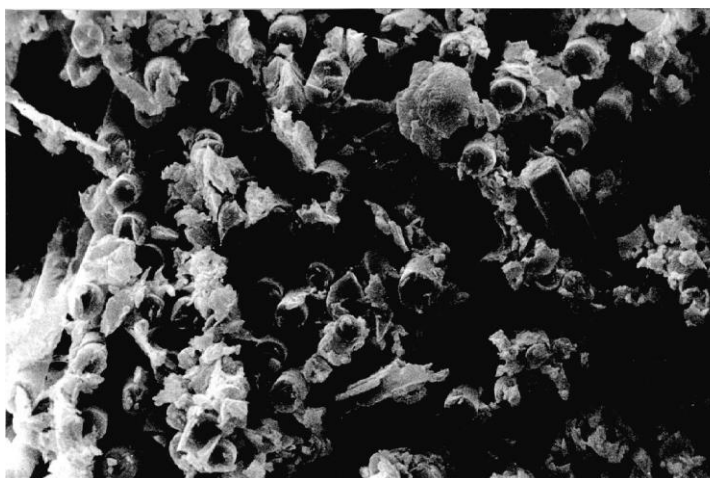
*a**б*

Рис. 1.6. Частина поперечного перерізу електропровідної нитки (а) та група скловолокон з сажею всередині електропровідної нитки (б) [26]

На сьогоднішній день добре вивчені і широко використовуються в різних магнітооптичних пристроях інфрачервоного та оптичного діапазонів частот шарувато-періодичні структури феромагнетик-діелектрик [32].

Перспективними з точки зору використання у НВЧ - діапазоні частот є поглинаючі покриття шарувато-періодичної структури, на основі

магнітовпорядкованих середовищ [33]. Відомо, що феромагнітним речовинам властиві магнітні спін-переорієнтаційні фазові переходи, які супроводжуються аномальною зміною фізичних властивостей і параметрів магнетика [34]. Так в області спін-переорієнтаційного фазового переходу, наприклад, можуть істотно змінюватись модулі пружності кристалів, їх магнітна сприйнятливість та магнітна анізотропія, що зумовлює зміну швидкості розповсюдження пружних та електромагнітних хвиль, а також коефіцієнтів відбиття, пропускання та поглинання. З іншого боку такі спін-переорієнтаційні фазові переходи в магнетиках можна ініціювати за допомогою зовнішніх впливів (температури, пружних напружень, електричного і магнітного полів).

Широке застосування знаходять широкосмугові радіопоглинаючі матеріали на основі багат шарових покриттів. Такі матеріали повинні забезпечувати виконання двох основних умов: узгодження із зовнішнім простором (малий коефіцієнт відбиття від зовнішньої поверхні), а також повне поглинання енергії хвилі всередині покриття. Для забезпечення виконання цих умов здійснюється підбір шарів з певним набором властивостей [35]. Теоретичне дослідження частотних і польових залежностей коефіцієнтів відбиття електромагнітної хвилі від поверхонь фероелектриків та антифероелектриків було проведено в роботах [36-38].

Певну цікавість викликає використання для розробка поглинаючих матеріалів НВЧ – діапазону полярних рідин (води, спиртів або їх сумішей) [39].

Перспективними є також поглиначі на основі матеріалів з магнітодіелектричними втратами [40]. Багат шарові поглиначі на основі феритів та феромагнітних матеріалів мають широку смугу поглинання при малому коефіцієнті відбиття. Так тришаровий поглинач на основі волокон, наповнених карбонільним залізом [41] забезпечує коефіцієнт поглинання - 10 дБ в діапазоні частот 5...40 ГГц при товщині 2 мм. Широкосмугове

поглинання може бути забезпечено шляхом формування плавної зміни комплексних діелектричної та магнітної проникності по товщині КМ.

При збільшенні числа шарів багатшарові поглиначі за своїми властивостями наближаються до поглиначів градієнтного типу. Такі поглиначі можуть мати забезпечити широку смугу поглинання за умови збереження малої величини коефіцієнту відбиття. Проте, з практичної точки зору, вони складніші в проектуванні та виготовленні [42].

Додаткового ефекту можна досягти за допомогою текстурування внутрішніх шарів багатшарового покриття. Найпростіший спосіб текстурування це – використання неоднорідних по товщині шарів та шарів з неплоскою межею розділу середовищ. Більш складний і більш ефективний спосіб формування внутрішніх шарів у вигляді дифракційної решітки [43].

Розширення робочого діапазону частот можливе також за рахунок застосування у внутрішніх шарах багатшарового поглинача частково селективних поверхонь. За наявності таких поверхонь можна одночасно реалізувати дифракцію, інтерференцію та поглинання електромагнітних хвиль. Коефіцієнт відбиття таких структур сягає мінус 20 дБ в діапазоні частот 18...36 ГГц [44].

Також розширення смуги робочих частот можна досягти використовуючи у якості поглинаючих компонентів суміш феритового порошку і провідникових волокон [45].

Унікальні характеристики мають композитні матеріали, які містять металеві провідникові включення складної форми: кільця, омега-частинки, спіралі, вузькі пластинки та ниткоподібні відрізки різної довжини [46,47], а також діелектричні включення з великою діелектричною проникністю та решітки діелектричних резонаторів [48]. Такі включення діють як система резонансних зв'язаних низькодобротних контурів, що дає змогу забезпечити широку смугу поглинання. Крім того смужкові та ниткоподібні металеві включення вносять додаткову ефективну поляризованість, яка резонансно залежить від частоти поля.

Композити які містять елементи з кільцевих провідників мають діамагнітні властивості і забезпечують високий рівень магнітних втрат у широкому діапазоні частот [28]. Наповнювачі у вигляді металевих спіралей завдяки виникненню додаткових зв'язків між електричними і магнітними полями сприяють зменшенню коефіцієнта відбиття електромагнітних хвиль [49]. Основна ж перевага таких середовищ [50] це – можливість збільшення ефективної магнітної проникності композиту без використання важких магнітних матеріалів. І хоча поглиначі з геометричними неоднорідностями характеризуються значними габаритами, проте їх використання дозволяє найбільш просто реалізувати широку смугу робочих частот при малому коефіцієнті відбиття.

Перспективними також є гранульовані наноструктурні композити, в яких у діелектричній матриці розташовані металеві феромагнітні частинки з аморфною або кристалічною структурою [51]. Такі феромагнітно-діелектричні композити все ширше застосовують як поглиначі у різних невзаємних пристроях техніки НВЧ.

Також можна класифікувати КМ за формою і розмірами часток наповнювача, за типом матеріалу матриці. За розмірами часток наповнювача розрізняють макрокомпозити (розмір часток > 100 нм) і нанокомпозити (розмір часток $1...100$ нм). За формою включень композитні матеріали можна розділити на волокнисті включення (довжина волокон перевищує діаметр волокна більш ніж у 1000 разів), шаруваті, дисперсійні (з довільною формою часток наповнювача за умови, що співвідношення довжини часток до їх діаметру або товщини менше ніж 1000), а також змішаного типу. За матеріалом матриці композити поділяють на полімерні, цементні, вуглецеві, керамічні та металеві.

До дисперсійних наповнювачів можна віднести порошки металів (Cu, Al, Ni, Zn, Au, Ag). Такі наповнювачі використовують для створення поглинаючих композитів, для збільшення провідності електропровідних клеїв, які використовують для заміни пайки деталей, коли пайка небажана.

Часто композити типу полімер-метал використовують для надання полімерному матеріалу магнітних властивостей. Недоліком таких композитів є те, що достатньо висока електропровідність може бути досягнена лише при великих об'ємних частках металу у композиті, що призводить до небажаного зростання питомої ваги композиту. Так, наприклад, у провідні клеї для досягнення достатньої провідності вводять до 70% колоїдного срібла. Крім того поверхня металевих частинок зазвичай окислена, що перешкоджає вільному перенесенню носіїв заряду між частинками наповнювача і, відповідно, зменшує провідність композиту. Для покращення провідності використовують ряд специфічних заходів, таких як спеціальні способи змішування або використання частинок неправильної форми (пелюстки, лусочки, дендрити тощо), що дозволяє знизити концентрацію порошків, необхідну для одержання заданої провідності.

Для зменшення питомої ваги та для покращення поглинаючих властивостей композиту замість металу можуть бути використані різні форми вуглецю такі як графіт, сажа, фуллерени та фуллерит. Але і такі композити мають свої недоліки. Електропровідність графіту анізотропна – вздовж шарів вуглецю вона майже металічна (близько $10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$), а в напрямі перпендикулярному шарам – може коливатись від 250 до $10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$, що ускладнює відтворюваність результатів. Крім того природний графіт має полікристалічну будову з великою долею домішок аморфного вуглецю, що зменшує його електропровідність, до того ж він погано утворює ланцюгові структури, тому для високої електропровідності потрібна висока концентрація, що погано впливає на структурні властивості композиту.

Перспективним, з точки зору покращення властивостей графітових наповнювачів, є додавання до графіту сильних акцепторів електронів (SbF_5 , AsF_5), які утворюють так звані інтеркаліровані, або шаруваті, з'єднання графіту, що дозволяє збільшити його електропровідності до величин, які перевищують електропровідність міді.

Найбільш широко в якості електропровідного вуглецевого наповнювача використовують сажу (технічний вуглець). Результати рентгенографічних досліджень частинок сажі свідчать, що частки сажі складаються з невеликих кристалічних комірок, внутрішня структура яких подібна структурі графіту. Вуглецеві атоми в шарах сажі розміщені як і в графіті, а відстані між шарами більші, ніж в кристалах графіту. Торці паралельних шарів у місцях виходу частинок на поверхню мають підвищену енергію та більшу адсорбуючу здатність, що зумовлює формування частинками сажі ланцюжкових та сітчастих структур, що покращує провідні властивості. Водночас активні ділянки на поверхні сажі можуть адсорбувати сторонні компоненти (кисень тощо), що веде до збільшення електропровідності сажі при зменшенні концентрації летких сполук. Також на провідність сажі суттєво впливає величина питомої поверхні, яка визначається розмірами та пористістю частинок. Електропровідність сажі лежить в межах $1 \dots 100 \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$.

В якості наповнювачів використовують також сегнетоелектричні матеріали. Типовим прикладом є титанат барію (BaTiO_3). Електропровідність титанату барію в даному випадку лежить в межах $10^{-13} \dots 10^{-11} \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$, а діелектрична проникність в межах 2-3 тисяч. Найчастіше він застосовується в епоксидних компаундах, які використовують в електротехніці.

В якості феритових наповнювачів використовують оксиди або карбонати заліза, цинку, марганцю, стронцію, свинцю тощо.

Останнім часом широко використовують композити, в яких частинки наповнювача мають нанорозміри. В якості наповнювачів в таких композитах, зазвичай, використовують органоглини на основі монтморіллону, вуглецеві нановолокна та нанотрубки, нанооксиди кремнію, алюмінію та титану, а також металічні наночастинки.

Таким чином, виходячи із розглянутого вище, для композитних матеріалів НВЧ з точки зору взаємозв'язку структури і функціонального автор роботи пропонує класифікацію представлену на рис. 1.7 [52,53].



Рис. 1.7. Структурно-функціональна класифікація композитних матеріалів НВЧ [52,53]

Найчастіше у техніці НВЧ використовують полімерні матеріали з наповнювачами. Наприклад мікротекстури на основі полімеру з низьким значенням діелектричної проникності $\varepsilon = 2$ і діелектричних втрат $\text{tg}(\delta) \sim 10^{-5}$ (тефлону) наповненого дрібнодисперсною керамікою (рутил $\varepsilon = 100$ та $\text{tg}(\delta) \sim 10^{-3}$) дозволяють отримати пластичні НВЧ діелектрики з діелектричною $\varepsilon = 2 \dots 40$ та $\text{tg}(\delta) \sim 10^{-3}$. Такі композити використовують в НВЧ апаратурі дециметрового і сантиметрового діапазонів. Разом з тим матричні мікротекстури на основі тефлону з мініатюрними кварцовими сферами використовують для виробництва високодобротних матеріалів з низькою діелектричною проникністю ($\varepsilon = 2 \dots 1.3$) для пристроїв в міліметрового діапазону.

Це приклади мікротекстурованих НВЧ діелектриків, в яких розмір неоднорідних включень значно менший за довжину електромагнітної хвилі. Такі матеріали характеризуються технологічністю, пластичністю, низьким

рівнем діелектричних втрат. Їх діелектрична проникність лежить в межах від 1,1 до 50.

У випадку макротекстур в якості неоднорідностей використовують різноманітні діелектричні компоненти, розміри яких порівнянні з довжиною електромагнітної хвилі. В техніці НВЧ відомо багато різноманітних конструкцій такого типу. Для розрахунку властивостей таких структур важливим є не лише їх якісний і кількісний склад, але й розміри компонентів, їх взаємне розташування, а також розташування відносно металічних екранів та розподіл поля. В найпростіших і найпоширеніших випадках це – послідовне та паралельне поєднання діелектричних шарів з відмінними електрофізичними властивостями.

У спрощеному варіанті розрахунку вважають, що розмір неоднорідностей діелектрика значно менший, ніж довжина електромагнітної хвилі. У цьому випадку, дослідження неоднорідних діелектриків зводиться до розрахунку ефективної діелектричної проникності (ϵ_c^*) та ефективного тангенса кута діелектричних втрат ($\text{tg}(\delta_c)$) композиту. Але розглядають і випадки, коли розміри неоднорідностей є порівнянними з довжиною хвилі.

У всіх вище названих типах композитів діелектрична проникність і поглинання вважають постійними. Однак, якщо діелектричний композит включає парелектричну плівку з електричним керуванням діелектричною проникністю, то такі матеріали можуть бути використані для НВЧ фазообертачів, фільтрів та інших "активних" НВЧ-пристроїв з електронним керуванням. Це можуть бути також діелектричні композити з повітряними шарами змінного розміру, які дозволяють керувати ефективною діелектричною проникністю шляхом швидкої електромеханічної переконфігурації системи.

Важлива класифікація композитів з періодичною структурою і плоскими межами розділу компонентів запропонована Р. Ньюном з співробітниками [54] в 1978 р. Ця класифікація широко застосовується при

описі мікрогеометрії композитів та інтерпретації особливостей електромеханічної взаємодії їх компонентів рис. 1.8.

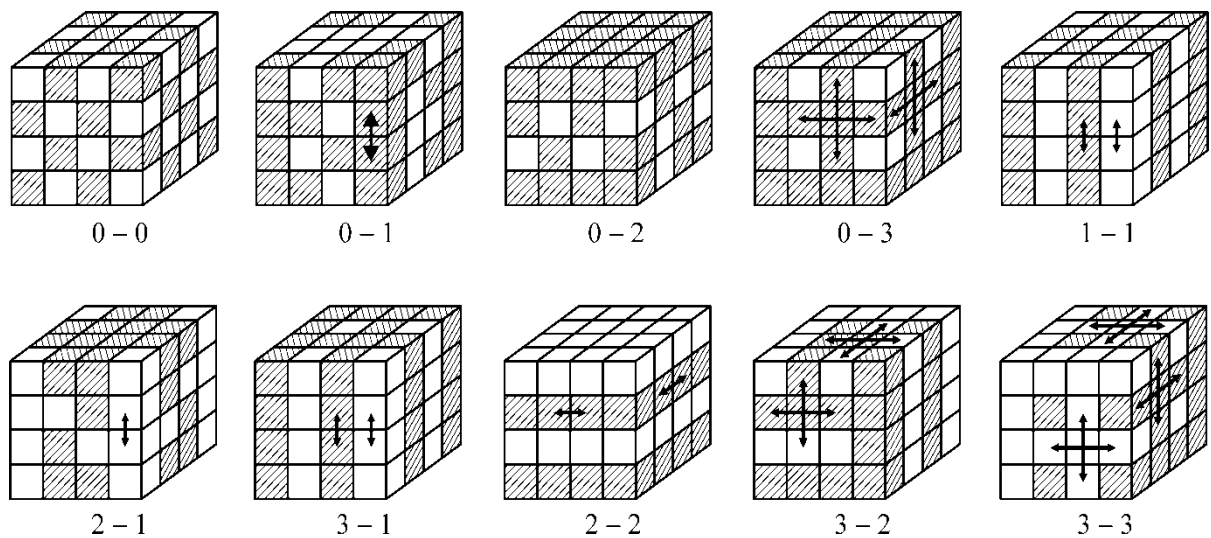


Рис. 1.8. Класифікація Р. Ньюхема двофазних композитів за принципом зв'язності [54]

У разі двохкомпонентного композиту, зв'язність кожного компоненту визначається наявністю зв'язку між елементами компонент у трьох напрямках (X , Y і Z). Якщо має місце зв'язок у всіх трьох напрямках, то для даної компоненти він позначається індексом «3», а якщо елементи компоненту пов'язані лише у одному напрямку, то він позначається індексом «1». За відсутності зв'язку між компонентами індекс дорівнює «0».

За умови такого запису двофазний композит характеризується двома числами: α - β . Число α позначає зв'язність активного компоненту композиту, наприклад, п'єзоелектрика (у разі п'єзокомпозиту), або піроелектрика (у разі пірокомпозиту). Число β характеризує зв'язність неактивного компоненту (наприклад, полімеру).

Виходячи з цієї класифікації можна класифікувати і елементи НВЧ техніки. Так, наприклад, за цією класифікацією можна віднести до групи 2-2

мікросмушкові лінії та пристрої на їх основі, складені діелектричні резонатори тощо.

Вплив ступеня зв'язності композиту на його властивості можна умовно розділити на три ефекти: суми, комбінації і добутку.

1. Ефект суми. Якщо композит складається з двох компонент 1 і 2, які мають властивість, що характеризується параметром із значеннями Y_1 та Y_2 відповідно, то у композиті спостерігається проміжне значення даного параметру – між значеннями Y_1 і Y_2 (рис. 1.9).

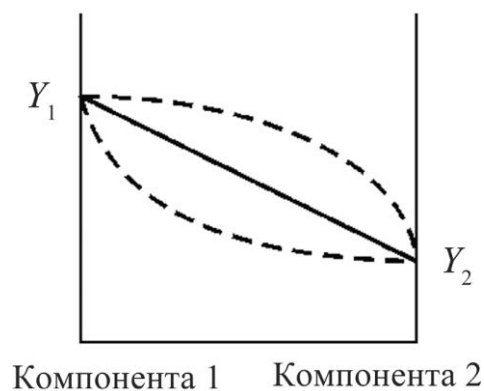


Рис. 1.9. Ефект суми у двокомпонентному композиті

2. Комбінаційний ефект. Якщо компоненти деякого композиту характеризується двома різними властивостями: Y і Z , то у цьому випадку, усереднене значення деякого вихідного параметру, отриманого в композиті, може значно перевищувати вихідні параметри компонентів композиту. Це підвищення залежить від відношення Y/Z (рис. 1.10).

3. Ефект добутку. Нехай у двокомпонентному композиті є деяка суттєва властивість Y (відсутня у другому компоненті), а у другому компоненті присутня деяка інша властивість Z (відсутня у першому компоненті). У цьому випадку можуть виникати абсолютно нові властивості, відсутні в кожному з вихідних компонентів. Вони існують лише в композиті – це ефект добутку.

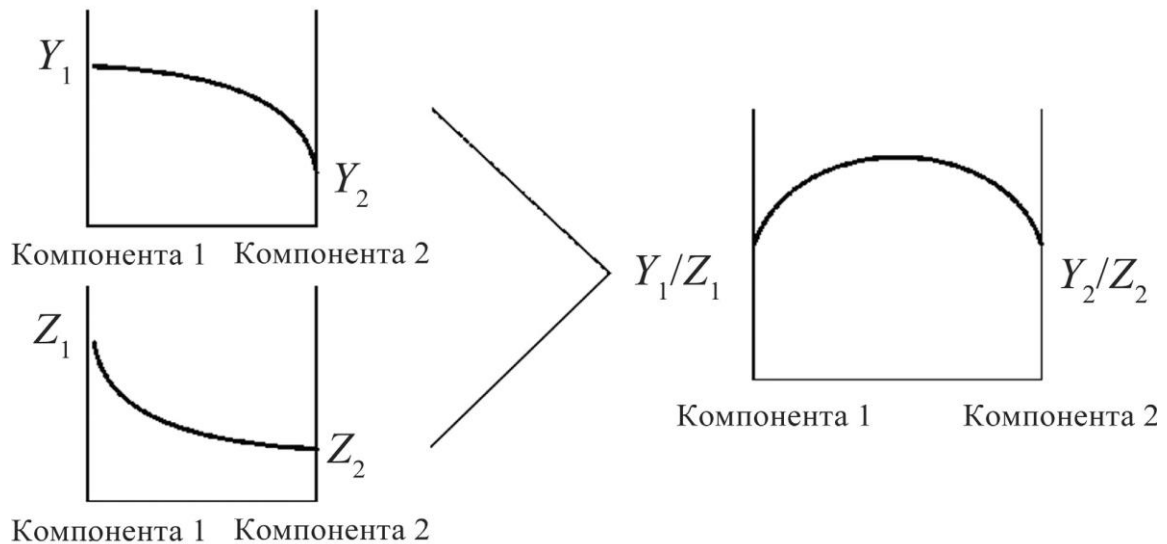


Рис. 1.10. Комбінаційний ефект у двокомпонентному композиті

Врахування вищевказаних ефектів є досить складною задачею. Це стало причиною існування великої кількості вузькоспеціалізованих методів визначення властивостей композитних матеріалів і привело до необхідності узагальнення існуючих підходів до вирішення цієї задачі.

1.2.5. Методи аналізу властивостей композитних матеріалів

Реальне значення ефективної діелектричної проникності композитних матеріалів ϵ_c^* лежить між значеннями, розрахованими для шаруватих структур з паралельним і послідовним розміщенням шарів компонентів, що математично можна описати нерівністю Вінера:

$$\left\{ \sum \frac{q_i}{\epsilon_i^*} \right\}^{-1} \leq \epsilon_c^* \leq \sum q_i \epsilon_i^*,$$

де ϵ_c^* – ефективна діелектрична проникність багатокомпонентної суміші;

ϵ_i^* – діелектрична проникність i -ї компоненти;

q_i – об’ємні долі компонент.

Однак такої оцінки недостатньо для задоволення вимог сьогодення щодо моделювання властивостей композитних матеріалів, тому вчені постійно ведуть роботу для розвитку математичних методів аналізу властивостей композитних матеріалів. На сьогоднішній день опубліковано велику кількість робіт присвячених методам аналізу властивостей композитних матеріалів. Кожен з розроблених методів має свої недоліки та переваги, а також свою область застосування, які визначаються базовими припущеннями та спрощеннями, використаними при виводі аналітичних виразів в рамках тієї чи іншої теорії. Розглянемо найбільш розповсюджені підходи до аналізу властивостей композитних матеріалів.

Формула Клаузіуса-Моссотті. Дана формула дозволяє обчислити ефективну діелектричну проникність композиту, який представляє собою діелектричну матрицю з хаотично розподіленими в ній включеннями матеріалу дисперсної фази сферичної форми.

Формула Клаузіуса-Моссотті має наступний вигляд:

$$\varepsilon_c^* = \varepsilon_m^* + \frac{n_i \alpha}{1 - \frac{n_i \alpha}{3\varepsilon_m^*}}, \quad (1.6)$$

де ε_m^* – комплексна діелектрична проникність матеріалу матриці;

ε_c^* – комплексна ефективна діелектрична проникність композиційного матеріалу;

α – поляризованість матеріалу включень;

n_i – концентрація частинок матеріалу включень.

В літературі можна зустріти іншу форму запису даної формули:

$$\frac{\varepsilon_c^* - \varepsilon_m^*}{\varepsilon_c^* + 2\varepsilon_m^*} = \frac{n_i \alpha}{3\varepsilon_m^*} \quad (1.7)$$

Основна ідея формули Клаузіуса-Моссотті полягає в тому, що поле, яке діє на одне включення, замінюють на усереднене поле сферичної порожнини в матеріалі E_L з об'ємом рівним об'єму одного включення, обумовлене середньою поляризацією в матеріалі $\langle P \rangle$ (рис. 1.11).

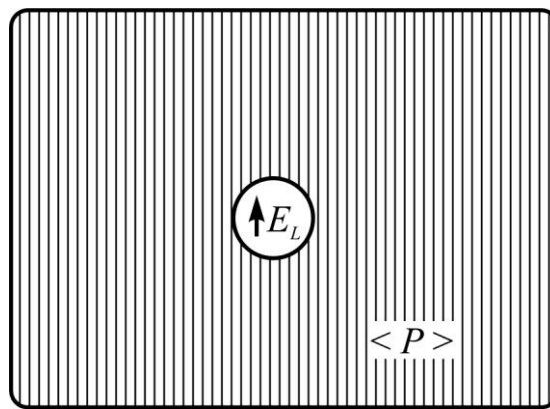


Рис. 1.11. Графічне зображення моделі Клаузіуса-Моссотті

З виразу (1.6) слідує що, у випадку, коли поглинання в середовищі відсутнє, а поляризованість (α) та діелектрична проникність матеріалу матриці ε_m^* дійсні величини, то $\varepsilon_c^* \rightarrow \infty$ за умови якщо концентрація частинок матеріалу включень n_i прямує до критичної величини:

$$n_{ikp} = \frac{3}{4\pi\alpha} \quad (1.8)$$

Таку ситуацію називають катастрофою Клаузіуса-Моссотті. Обмеження даної формули є результатом того, що вона базується на припущеннях, справедливих тільки для ізотропних середовищ

таких, наприклад, як гази, неполярні рідини, кубічні кристали тощо. Крім того формула Клаусіуса-Моссотті незастосовна в областях власних смуг поглинання речовин [55].

Іще одним суттєвим обмеженням даного наближення є те, що воно застосовне лише на частотах зовнішнього поля, які відповідають видимому та ультрафіолетовому діапазону [55].

Це зумовлено тим, що вираз (1.6) враховує лише один механізм поляризації — електронний, зумовлений зміщенням електронних оболонок під дією зовнішнього поля. Проте це справедливо лише при частотах зовнішнього поля, які відповідають видимому та ультрафіолетовому діапазону випромінювання. Тільки в цих діапазонах (із зазначеними вище обмеженнями) є коректним використання формули Клаусіуса-Моссотті. При більш повільних коливаннях поля, вже необхідно враховувати внесок більш повільних механізмів поляризації — іонний, орієнтаційний та інші, що призводить до суттєвого ускладнення залежності ε_{eff}^* від α для цих частот [56].

Формула Максвелла-Гарнетта. Дана формула пов'язує значення ефективної діелектричної проникності дисперсного композитного матеріалу з значеннями діелектричних проникностей його складових та об'ємною часткою дисперсної фази в матеріалі матриці. Наразі дане наближення найбільш визнане, оскільки воно забезпечує найменшу розбіжність з експериментальними даними [57].

Основна ідея Максвелла-Гарнетта полягала в тому, що достатньо малі колоїдальні частинки металу розглядають як диполі. Зважаючи на це припущення середовище з хаотично розподіленими в ньому металевими частинками представляє собою діелектрик з деяким усередненим (ефективним) значенням показника заломлення.

Для частинок довільної форми формула Максвелла-Гарнетта має вигляд:

$$\varepsilon_c^* = \frac{(1-q)\varepsilon_m^* + q\beta\varepsilon_d^*}{1-q + q\beta}, \quad (1.9)$$

де q — об'ємна частка дисперсної фази в матеріалі матриці.

$$\beta = \iint \Phi(L_1, L_2) \frac{\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3}{3} dL_1 dL_2,$$

де $\Phi(L_1, L_2)$ — щільність ймовірності розподілу частинок з урахуванням форми.

Вираз (1.9) не інваріантний щодо матриці та включень. При заміні ε_m^* на ε_d^* і q на $(1-q)$ то вираз для ε_c^* зміниться. Тому при описі двокомпонентної суміші за допомогою (1.9) необхідно обирати, яку з компонент вважати матрицею, а яку включенням. Такий вибір можна здійснити з наступних фізичних міркувань:

$$\lim_{q \rightarrow 1} (\varepsilon_c^*) = \varepsilon_d^*, \quad \lim_{q \rightarrow 0} (\varepsilon_c^*) = \varepsilon_m^*.$$

Співвідношення (1.9) може бути легко узагальнене на випадок багатокомпонентних сумішей. Вважаючи всі зроблені вище припущення справедливими для кожного типу включень, ефективну діелектричну проникність багатокомпонентної суміші можна визначити з наступного виразу:

$$\varepsilon_{eff}^* = \frac{(1-q)\varepsilon_m^* + \sum q_j \beta_j \varepsilon_j^*}{1-q + \sum q_j \beta_j}, \quad (1.10)$$

де q_j – об’ємна частка j -го типу включення з діелектричною проникністю ε_j^* .

Розклавши (1.9) в ряд по ступенях $\delta = \Delta / \varepsilon_m^*$, де $\Delta^* = \varepsilon_j^* - \varepsilon_m^*$ можна отримати [57]:

$$\varepsilon_{eff}^* = \varepsilon_m^* \left[1 + q\delta - \frac{q(1-q)}{3}\delta^2 + \frac{q(1-q)(3\langle L^2 \rangle - q)}{9}\delta^3 + \dots \right],$$

$$\langle L^2 \rangle = \iint \Phi(L_1, L_2) (L_1^2 + L_2^2 + L_3^2) dL_1 dL_2. \quad (1.11)$$

З виразу (1.11) можна зробити висновок, що ефективна діелектрична проникність не залежить від форми включень включно до членів порядку δ^2 . Крім того з виразу (1.11) слідує, що, з точністю до членів порядку δ , співвідношення (1.9) симетричне щодо матриці та включень. Тому, при аналізі властивостей сумішей, які складаються з близьких за своїми характеристиками компонентів, можна не приймати до уваги форму частинок включення і не акцентувати увагу на тому, який компонент суміші є матрицею, а який включенням.

У разі, коли всі частинки включення мають сферичну форму ($\beta = 3\varepsilon_m^* / (\varepsilon_d^* + 2\varepsilon_m^*)$) співвідношення (1.9) має вигляд [57]:

$$\varepsilon_{eff}^* = \varepsilon_m^* \left[1 + \frac{3q \left(\frac{\varepsilon_d^* - \varepsilon_m^*}{\varepsilon_d^* + 2\varepsilon_m^*} \right)}{1 - q \left(\frac{\varepsilon_d^* - \varepsilon_m^*}{\varepsilon_d^* + 2\varepsilon_m^*} \right)} \right]. \quad (1.12)$$

Згідно з теорією Максвелла-Гарнетта електромагнітні властивості композиційних середовищ залежать лише від об'ємної частки дисперсної фази в матеріалі матриці та властивостей матриці і наповнювача, але не залежать від розмірів частинок, оскільки при виведенні даної формули було зроблено припущення, що розміри частинок наповнювача набагато менші за довжину хвилі. Тому формули (1.10, 1.12) справедливі лише за цієї умови.

Також слід відзначити, що формула Максвелла-Гарнетта, як і формула Клаузіуса-Моссотті була отримана для оптичного діапазону, а не для НВЧ.

Проте, незважаючи на описані вище обмеження, в багатьох роботах вказують на високу точність формули Максвелла-Гарнетта при розрахунку електрофізичних параметрів дисперсних КМ за умови малих значень об'ємної частки дисперсної фази q [57,58]. Однак, суттєвим недоліком формули Максвелла-Гарнетта є її відносна складність, яка робить її мало придатною при спробах отримати на її основі аналітичні вирази для температурних залежностей діелектричної проникності та втрат композитних матеріалів оскільки призводить до необхідності введення великої кількості додаткових припущень, що знижує точність отриманих виразів і звужує межі їх застосування.

Формула Максвела-Вагнера. На основі теорії Максвела Вагнером було запропоновано іншу формулу для розрахунку діелектричної проникності матричної суміші:

$$\varepsilon_c^* = \varepsilon_m^* \frac{2\varepsilon_m^* + \varepsilon_d^* + 2q(\varepsilon_d^* - \varepsilon_m^*)}{2\varepsilon_m^* + \varepsilon_d^* - q(\varepsilon_d^* - \varepsilon_m^*)}.$$

Дана формула широко використовується для двокомпонентних композитних матеріалів і дає досить точне узгодження розрахованих значень діелектричної проникності з даними експериментальних досліджень при об'ємних долях включень (q) до 0.35. Однак її важко узагальнити на випадок багатокомпонентного композитного матеріалу. Крім того дана формула має

низьку точність за умови значної різниці між властивостями компонентів композиту.

Формула Браггемана. У 1935 р. Браггеман отримав інший вираз для розрахунку ефективної діелектричної проникності композитного матеріалу:

$$q \frac{\varepsilon_d^* - \varepsilon_c^*}{\varepsilon_d^* + 2\varepsilon_c^*} + (1 - q) \frac{\varepsilon_m^* - \varepsilon_c^*}{\varepsilon_m^* + 2\varepsilon_c^*} = 0. \quad (1.13)$$

Пізніше було показано [59], що і формула Максвелла-Гарнетта, і формула Браггемана є наслідком одного і того ж інтегрального рівняння при різних спрощуючи припущеннях. Тому формули (1.12) і (1.13) взаємозалежні, оскільки вони випливають з одного вихідного рівняння. Можна показати, що формула Браггемана описує випадок двокомпонентної суміші, у якій обидві речовини розглядаються симетричним чином. Формула Браггемана описує ідеальну випадкову суміш. Даний вираз не може бути використаний у випадку середовища у вигляді скупчення частинок, оскільки у цьому випадку незрозуміло, що вважати частками, а що навколишнім середовищем. Зазначена відмінність формули Максвелла-Гарнетта від формули Браггемана проявляється при порівнянні результатів обчислення за даними виразами з даними експериментів. Так роботі [60] були досліджені характеристики пропускання системи метал – діелектрик ($Ag - SiO_2$) і системи напівпровідник – діелектрик ($Ge - Al_2O_3$ та $Si - SiC$). Результати експериментів порівняли з результатами розрахунків за даними формулами. На основі порівняння було зроблено висновок, що тільки теорія Максвелла-Гарнетта добре узгоджується з результатами вимірювань. Зокрема, в спектрі пропускання системи $Ag - SiO_2$ виявлено смугу, існування якої не може бути поясненим на основі з теорії Браггемана. Поява такої смуги вірогідно пов'язана з порушенням поверхневої моди частинок срібла.

Навпаки в роботі [61] було виявлено добре узгодження розрахованих з теорії Браггемана провідностей та значень отриманих експериментально навіть для сумішей речовин з суттєвою різницею провідностей. Тому, абсолютно неправильним було б вважати, що теорія Максвелла-Гарнетта у всіх випадках коректніша за теорію Браггемана. Кожна з цих двох теорій має і переваги і недоліки. Розбіжності викликані відмінністю ідеальної суміші від середовища, в якому різниця між матрицею і дисперсною фазою чітко виражені. Суттєвим недоліком є те, що її важко узагальнити на випадок багатокомпонентної суміші і те, що її важко застосувати для отримання аналітичних виразів для температурних залежностей характеристик композитних матеріалів.

Ємнісний підхід. В даній теорії дисперсне середовище представлене сукупністю діелектричних шарів, орієнтованих паралельно і перпендикулярно по відношенню до вектора напруженості електричного поля \vec{E} (рис.1.12).

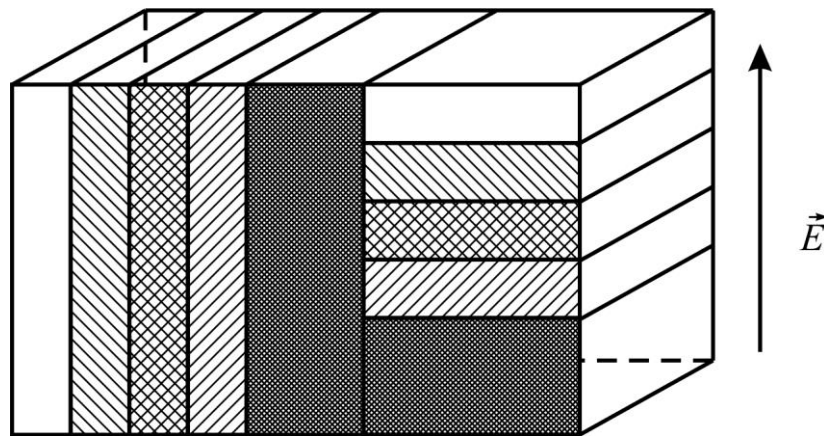


Рис. 1.12. Графічне представлення композитного матеріалу у рамках ємнісної моделі розрахунку комплексної діелектричної проникності

У рамках квазістатичного наближення, коли розміри частинок можна вважати набагато меншими за довжину хвилі, діелектричну проникність визначають через ємність багатошарового конденсатора. Шари паралельні

вектору \vec{E} розглядають як з'єднанні паралельно конденсатори, а перпендикулярні шари розглядають як з'єднанні послідовно конденсатори.

Результуючий вираз для обчислення діелектричної проникності композитної структури, яка зображена на рис.1.10, має вигляд:

$$\varepsilon_c^* = a \sum_i q_i \varepsilon_i^* + \frac{(1-a)}{\sum_i q_i \varepsilon_i^*}, \quad (1.14)$$

де q_i , — об'ємні частки компонент суміші;

ε_i —діелектричні проникності компонент суміші;

a —параметр, що підбирається для узгодження з експериментом.

В роботі [62] було вказано на добре узгодження результатів моделювання згідно виразу (1.14) та експериментальних даних при дослідженні діелектричних властивостей ґрунтів.

Недоліком даної моделі є необхідність підбору вільного параметра a . Однак даний підхід дозволяє з високою точністю оцінювати багат шарові макротекстуровані композитні системи, що робить її привабливою з точки зору розрахунку характеристик пристроїв НВЧ з електромеханічним керуванням та резонансних структур на основі багат шарових матеріалів з чітким розмежуванням шарів. Тому саме його використано в цій роботі для аналізу властивостей макротекстурованих матеріалів НВЧ та пристроїв на їх основі.

Формула Нільсена. Дана формула призначена для розрахунку ефективної діелектричної проникності двохкомпонентних композитних матеріалів і дозволяє врахувати вплив форми включень.

$$\varepsilon_c^* = \varepsilon_m^* \frac{1 + A \cdot B \cdot q}{1 - B \cdot \Psi \cdot q},$$

$$B = \frac{\varepsilon_d^* / \varepsilon_m^* - 1}{\varepsilon_d^* / \varepsilon_m^* + A}, \quad (1.15)$$

$$\Psi = 1 + \frac{1 - q_m}{q_m^2} q,$$

де q_m – максимально можлива об'ємна частка включень;

A – коефіцієнт, який враховує форму включень і лежить в межах від 1,5 (для часток сферичної форми) до 4 (для часток, що мають форму пластин).

У [63] показано, що при використанні даного наближення має місце добре узгодження розрахункових та експериментальних значень діелектричної проникності досліджуваних композитів при об'ємних долях включень (q) до 0,35. Однак дана формула має ті ж недоліки, що й формули Максвелла-Гарнетта та Браггемана.

Формула Ліхтенеккера. На практиці широко застосовують просту у використанні формулу Ліхтенеккера для n - компонентної суміші [64]:

$$\varepsilon_c^* = \prod_{i=1}^n (\varepsilon_i^*)^{q_i}, \quad (1.16)$$

де i - це номер компоненти суміші;

q_i – об'ємна доля i -ї компоненти.

Для випадку двох компонент формула Ліхтенеккера має вигляд:

$$\varepsilon_c^* = \varepsilon_1^q \varepsilon_2^{(1-q)}. \quad (1.17)$$

Автором дисертації проведено ряд експериментальних досліджень, на основі яких можна зробити висновок, що дана формула характеризується високою точністю розрахунків при об'ємних долях включень (q) до 0,4 (рис. 1.13).

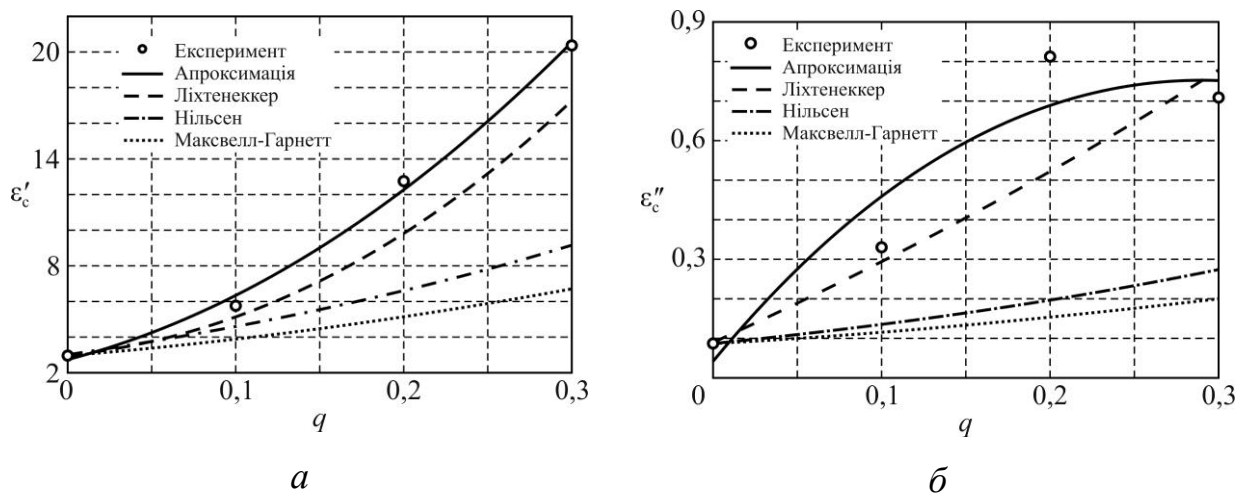


Рис. 1.13. Розраховані за різними формулами та отримані експериментально значення дійсної (а) та уявної (б) частини комплексної діелектричної проникності композиту епоксид-вуглець у діапазоні частот (8...12) ГГц

При цьому вона проста і зручна у використанні та легко адаптується на випадок будь-якої кількості компонентів багатокомпонентної суміші (2.16). Крім того дана формула дозволяє розраховувати діелектричну проникність пористого матеріалу. В цьому випадку вона має вигляд:

$$\varepsilon_c^* = \left(\varepsilon_s^* \right)^{\frac{\rho_p}{\rho_s}}, \quad (1.18)$$

де ρ_p - густина пористого матеріалу;

ρ_s - густина суцільного матеріалу;

ϵ_s^* - діелектрична проникність суцільного матеріалу.

Неважко показати, що формула Ліхтенеккера може бути використана і для розрахунку тангенса кута діелектричних втрат [65]:

$$\operatorname{tg}(\delta_c) = \prod_{i=1}^n \left(\operatorname{tg}(\delta_i) \right)^{q_i}. \quad (1.19)$$

Внаслідок перелічених вище причин формула Ліхтенеккера набула широкого застосування для розрахунку властивостей статистичних сумішей. Тому в подальшому саме її буде використано для аналізу мікротекстурованих композитних матеріалів.

В даному розділі наведено далеко не повний перелік співвідношень, призначених для теоретичного аналізу властивостей композитних матеріалів. Для повного розгляду всіх підходів до визначення властивостей композитних матеріалів необхідно присвятити цьому питанню окрему роботу. Однак нерозглянуті тут співвідношення або є окремими випадками розглянутих, або мають меншу точність або мають обмежене застосування.

Висновки по розділу

За останні роки мікрохвильова техніка набула широкого використання у різноманітних галузях народного господарства, що привело до необхідності розробки великого асортименту мікрохвильових пристроїв різноманітного призначення, а також до суттєвого посилення вимог до їх якості. Часто вимоги, які висувають до мікрохвильових пристроїв досить суперечливі і потребують компромісних рішень. Роботи з пошуку таких рішень активно ведуть вчені всього світу, однак комплексного вирішення проблем, які виникають при розробці мікрохвильових пристроїв, на сьогодні ще нема, що вказує на необхідність продовження досліджень та розробки нових підходів

до вирішення даної задачі. Перспективними шляхами вирішення даних проблем є розробка мікрохвильових пристроїв з електромеханічним, електричним та оптичним керуванням на основі композитних структур. Широке використання таких структур вимагає розробки нових адаптованих до інженерної діяльності методів розрахунку таких структур та пристроїв на їх основі.

Ще однією важливою проблемою є велика завантаженість сантиметрового та дециметрового діапазонів довжин хвиль, що вказує на необхідність ґрунтовного освоєння міліметрового діапазону довжин хвиль. Спроби використовувати в міліметровому діапазоні довжин хвиль діелектричні резонатори, які добре проявили себе в дециметровому та сантиметровому стикаються з рядом труднощів. Вирішенням цих проблем може стати використання тонких діелектричних резонаторів, а також напівпровідникових тонких резонаторів в тому числі з електронним та оптичним керуванням.

Експериментальні та теоретичні дослідження показують, що у НВЧ діапазоні домінуючим механізмом втрат діелектриків з високим значенням діелектричної проникності є розсіяння електромагнітної енергії на внутрішній полярній фазі. У разі наявності внутрішньої полярної фази рівноважний атомний потенціал проявляє виражену ангармонійність, яка спричиняє перетворення електричної енергії у тепло внаслідок зв'язку між оптичними фононами (які збуджуються під дією електричного поля) та акустичними фононами (які представляють тепловий резервуар).

При зростанні температури амплітуди коливань атомів зростають, прояв ангармонізму стає сильнішим, втрати ростуть. Отже, при необхідності отримати НВЧ діелектрики з малим рівнем діелектричних втрат необхідно уникати наявності будь-яких полярних (нецентросиметричних) компонент у складі діелектричної композиції, а при розробці поглинаючих матеріалів навпаки будь-яким способом стимулювати появу внутрішньої полярної фази (шляхом використання нецентросиметричних діелектриків, легування

діелектриків спеціальними домішками, підбору композицій, у яких виникає виражена внутрішня полярна фаза за рахунок контактних явищ тощо).

Композитні матеріали широко застосовуються у народному господарстві, в тому числі і в НВЧ техніці. Це зумовлено низькою вартістю, хімічною стабільністю, технологічністю композитних матеріалів, а також тим, що за необхідності можна варіювати їх властивості в широких межах шляхом зміни об'ємної долі компонентів суміші, розмірів і форми частинок тощо. У зв'язку з вищевказаним дослідження властивостей композитних матеріалів є актуальною науковою задачею як для фундаментальної так і для прикладної науки.

На сьогоднішній день велику кількість робіт присвячено методам аналізу властивостей композитних матеріалів. Кожен з розроблених методів має свої недоліки та переваги, а отже і свою область застосування, яка визначається базовими припущеннями та спрощеннями, використаними при виводі аналітичних виразів в рамках тієї чи іншої теорії. Однак сам факт наявності такої великої кількості вузькоспеціалізованих підходів свідчить про відсутність комплексного підходу до дослідження і аналізу властивостей композитних матеріалів, що вказує на незавершеність досліджень і необхідність їх продовження.

Проведений автором роботи аналіз існуючих підходів до аналізу властивостей композитних матеріалів дозволяє зробити висновок, що найбільш точними і зручними для аналізу властивостей композитних матеріалів НВЧ і пристроїв на їх основі є два підходи, а саме – ємнісний підхід, для випадку аналізу макротекстур, і формула Ліхтенеккера, для випадку аналізу мікротекстур.

РОЗДІЛ 2 МІКРОТЕКСТУРОВАНІ КОМПОЗИТНІ МАТЕРІАЛИ ТИПУ ДІЕЛЕКТРИК-МЕТАЛ

2.1. Діелектричні властивості мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал

2.1.1. Діелектрична проникність мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал

В попередньому розділі було показано, що вивчення принципів розробки нових композитних матеріалів, а також вивчення їх властивостей є актуальною задачею сучасної науки. Вирішення цієї задачі потребує всебічного дослідження та аналізу властивостей композитних матеріалів та їх залежностей від різноманітних факторів. Однак традиційне вивчення, засноване на експериментальному дослідженні цих матеріалів, потребує великих фінансових затрат. Тому актуальною потребою є пошук простих математичних співвідношень для прогнозування властивостей таких матеріалів в тому числі і для композитів типу діелектрик-метал.

Комплексна діелектрична проникність двокомпонентного композиту може бути обчислена з використанням рівняння Ліхтенеккера:

$$\epsilon_c^* = \left(\epsilon_d^* \right)^q \left(\epsilon_m^* \right)^{1-q}, \quad (2.1)$$

де q - об'ємна доля дисперсної фази в композиті;

ϵ_m^* - комплексна діелектрична проникність матриці;

ϵ_d^* - комплексна діелектрична проникність дисперсної фази.

$$\varepsilon_m^* = \varepsilon_m' - j\varepsilon_m'', \quad (2.2)$$

$$\varepsilon_d^* = \varepsilon_d' - j\varepsilon_d''. \quad (2.3)$$

Дійсні частини виразів (2.2), (2.3) характеризують відносні діелектричні проникності, а їх уявні частини характеризують втрати матриці і дисперсної фази відповідно.

Підставляючи вирази (2.2), (2.3) в рівняння (2.1), підносячи до ступеню комплексні числа отримаємо вираз для розрахунку комплексної діелектричної проникності композитного матеріалу типу діелектрик-метал:

$$\varepsilon_c^* = \left(\sqrt{(\varepsilon_m')^2 + (\varepsilon_m'')^2} \right)^{1-q} \left(\sqrt{(\varepsilon_d')^2 + (\varepsilon_d'')^2} \right)^q * \left[\cos \left(\frac{q\varepsilon_d''}{\varepsilon_d'} + \frac{(1-q)\varepsilon_m''}{\varepsilon_m'} \right) - i \sin \left(\frac{q\varepsilon_d''}{\varepsilon_d'} + \frac{(1-q)\varepsilon_m''}{\varepsilon_m'} \right) \right] \quad (2.4)$$

2.1.2. Тангенс кута діелектричних втрат і провідність мікротекстурованих композитних матеріалах типу діелектрик-метал

Дійсна частина виразу (2.1) визначає діелектричну проникність (2.5), а уявна частина визначає коефіцієнт втрат композитного матеріалу (2.6):

$$\varepsilon_c' = \left(\sqrt{(\varepsilon_m')^2 + (\varepsilon_m'')^2} \right)^{1-q} \left(\sqrt{(\varepsilon_d')^2 + (\varepsilon_d'')^2} \right)^q \cos \left(q \frac{\varepsilon_d''}{\varepsilon_d'} + (1-q) \frac{\varepsilon_m''}{\varepsilon_m'} \right), \quad (2.5)$$

$$\varepsilon_c'' = \left(\sqrt{(\varepsilon_m')^2 + (\varepsilon_m'')^2} \right)^{1-q} \left(\sqrt{(\varepsilon_d')^2 + (\varepsilon_d'')^2} \right)^q \sin \left(q \frac{\varepsilon_d''}{\varepsilon_d'} + (1-q) \frac{\varepsilon_m''}{\varepsilon_m'} \right). \quad (2.6)$$

Використовуючи вирази (2.5) і (2.6) можна отримати вираз для розрахунку тангенса кута діелектричних втрат композитного матеріалу ($tg(\delta_c)$):

$$tg(\delta_c) = \frac{\varepsilon_c''}{\varepsilon_c'} = tg \left(q \frac{\varepsilon_d''}{\varepsilon_d'} + (1-q) \frac{\varepsilon_m''}{\varepsilon_m'} \right), \quad (2.7)$$

Як було показано у другому розділі однією з причин НВЧ втрат може бути провідність. Композитні матеріали діелектрик-метал містять дисперсну фазу у вигляді металічних зерен. Варіюючи об'ємну частку металічної дисперсної фази можна змінювати провідність композитного матеріалу, а отже створювати матеріали з заданим рівнем втрат. Тому важливим є дослідження залежності провідності композитного матеріалу від його складу. Отримати аналітичний вираз для розрахунку ефективної провідності композитного матеріалу від об'ємної частки металічної дисперсної фази можна на підставі виразу (2.6). Для розрахунку ефективної провідності композитного матеріалу достатньо згадати зв'язок між фактором втрат та провідністю матеріалу. В результаті отримаємо вираз:

$$\sigma_c = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_c'' = \omega \varepsilon_0 \left(\sqrt{\left(\varepsilon_m'\right)^2 + \left(\varepsilon_m''\right)^2} \right)^{1-q} \left(\sqrt{\left(\varepsilon_d'\right)^2 + \left(\varepsilon_d''\right)^2} \right)^q * \sin \left(q \frac{\varepsilon_d''}{\varepsilon_d'} + (1-q) \frac{\varepsilon_m''}{\varepsilon_m'} \right). \quad (2.8)$$

2.2. Врахування впливу подвійного електричного шару на властивості мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал

На властивості композитного матеріалу значною мірою впливає стан межі розділу зерен дисперсної фази і матеріалу матриці. Тому важливо дослідити цей вплив.

В твердих тілах електрони взаємодіють з іонами решітки, завдяки чому їх енергія в твердому тілі менша за енергію вільних електронів у вакуумі [66].

Якщо має місце контакт діелектрика з металом, то при певних умовах, деяка частина електронів може переходити із одного матеріалу до іншого. Напрямок переходу залежить від роботи виходу електронів. Зазвичай перехід відбувається із матеріалу з меншою роботою виходу до матеріалу з більшою роботою виходу. За рахунок цього на межі розділу виникає контактна різниця потенціалів і формується подвійний електронний шар (ПЕШ). Розглянемо випадок, коли робота виходу матриці менша за роботу виходу дисперсної фази.

Нехай Q_s – поверхнева густина заряду на межі подвійного електричного шару (ПЕШ), а $W_{del} = l_m + l_d$ – товщина ПЕШ. Де l_m, l_d – частина (ширина збідненої зони) ПЕШ, що лежить в області матриці та дисперсної фази відповідно.

Внаслідок великої провідності металу у металевих зернах композиту діелектрик-метал $l_d \rightarrow 0 \Rightarrow W_{del} \approx l_m$.

Число диполів, що виникли на межі розділу можна визначити з виразу:

$$N_{dipoles} = \frac{Q_s \cdot S_{disp}}{e}, \quad (2.9)$$

де e – заряд електрону;

S_{disp} – площа поверхні ПЕШ (площа частинки дисперсної фази).

Позначимо через V_{disp}, V_{matr}, V_c – об'єми дисперсної фази, матриці та композиту відповідно. Тоді $q = \frac{V_{disp}}{V_c}$ – відносна об'ємна частка дисперсної фази у складі композиту, звідки маємо:

$$V_{disp} = q \cdot V_c. \quad (2.10)$$

Якщо вважати, що частинки дисперсної фази мають форму сфери, то відношення площі поверхні дисперсної частинки до її об'єму можна розрахувати з наступного виразу:

$$\frac{S_{disp}}{V_{disp}} = \frac{4\pi R_{disp}^2}{\left(\frac{4}{3}\right)\pi R_{disp}^3} = \frac{3}{R_{disp}}, \quad (2.11)$$

де R_{disp} – радіус сферичної частинки дисперсної фази.

Тоді на основі (2.10) та (2.11) можна отримати вираз для сумарної площі поверхні дисперсної фази:

$$S_{disp\Sigma} = \frac{3}{R_{disp}} q \cdot V_c. \quad (2.12)$$

А на основі (2.9) та (2.12) можна розрахувати число диполів, що приймають участь у процесі виникнення ПЕШ:

$$N_{dipoles} = \frac{Q_s \cdot S_{disp}}{e} = \frac{Q_s}{e} \cdot \frac{3}{R_{disp}} q \cdot V_c. \quad (2.13)$$

Обчислимо одиничний електричний дипольний момент, що виникає внаслідок виходу одного електрона:

$$\vec{p} \approx \vec{l}_m \cdot e. \quad (2.14).$$

Тоді, за умови відсутності зовнішнього поля, з урахуванням (2.14) сумарна поляризованість ПЕШ однієї частинки дисперсної фази сферичної форми (рис. 2.1) дорівнюватиме нулю внаслідок взаємної компенсації дипольних моментів ПЕШ (за умови, що взаємодією ПЕШ окремих частинок можна знехтувати – об’ємна доля дисперсної фази мала). Тому сумарна поляризованість на всіх частинках також буде дорівнювати нулю і вплив ПЕШ на властивості композиту буде мінімальний:

$$\vec{P}_{\Sigma} = \frac{1}{V_c} \sum_i \vec{p}_i \approx \frac{e}{V_c} \sum_i \vec{l}_m \approx 0, \quad (2.15).$$

де \vec{l}_m – плече одиничного електричного дипольного моменту з урахуванням напрямку поля диполя.

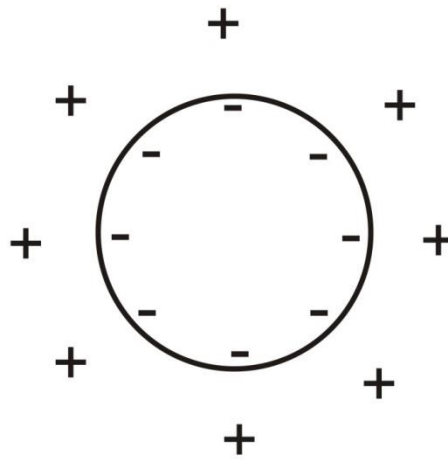


Рис. 2.1 Розподіл заряду на межі розділу сферичної дисперсної частинки за умови відсутності зовнішнього поля

При прикладенні зовнішнього поля картина змінюється (рис. 2.2). ПЕШ деформується і сумарна поляризованість ПЕШ частинки стає відмінною від нуля. В матеріалі композиту виникає додаткове внутрішнє поле, яке впливає на величину його діелектричної проникності і втрат.

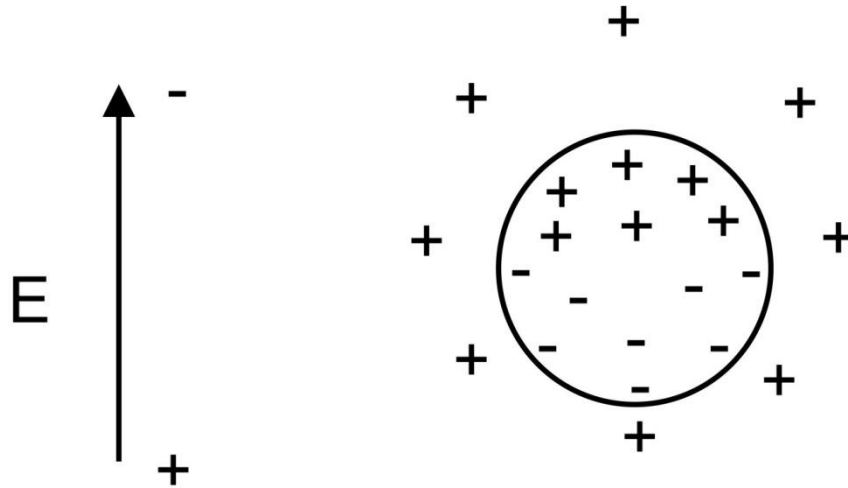


Рис. 2.2 Розподіл заряду на межі розділу сферичної дисперсної частинки за умови наявності зовнішнього поля

Тоді поляризованість ПЕШ змінюється і, враховуючи (2.9-2.14), замість (2.15) отримуємо:

$$\begin{aligned} \vec{P}_{\Sigma} &= \frac{1}{V_c} \sum_i \vec{p}_i \approx \frac{1}{V_c} C \cdot N_{dipoles} \cdot \vec{p}_i = \frac{1}{V_c} C \cdot \frac{Q_s}{e} \cdot \frac{3}{R_{disp}} q \cdot V_c \cdot \vec{l}_m \cdot e = \\ &= C \cdot \frac{Q_s \cdot 3 \cdot q \cdot \vec{l}_m}{R_{disp}} \end{aligned} \quad (2.16)$$

де C – безрозмірний коефіцієнт, що враховує дію зовнішніх факторів на ПЕШ сферичної частинки дисперсної фази. Цей коефіцієнт залежатиме від матеріалів та зовнішніх чинників таких як деформація, напруженість зовнішнього поля тощо.

Внаслідок (2.16), для випадку коли робота виходу матриці менша за роботу виходу дисперсної фази, на межі розділу виникає потенційний бар'єр:

$$U_0 = \frac{A_d - A_m}{e}, \quad (2.17)$$

де A_d – робота виходу матеріалу дисперсної фази;

A_m – роботи виходу матеріалу матриці.

Тоді з урахуванням (2.17) внутрішнє поле ПЕШ (\vec{E}_{del}) визначається виразом:

$$\vec{E}_{del} = \frac{U_0}{\vec{l}_m}. \quad (2.18)$$

Враховуючи (2.16) можна записати:

$$\vec{P}_\Sigma = \chi_{del} \cdot \epsilon_0 \cdot \vec{E} = C \cdot \frac{Q_s \cdot 3 \cdot q \cdot \vec{l}_m}{R_{disp}}, \quad (2.19)$$

де χ_{del} - вклад ПЕШ в діелектричну сприйнятливість.

Тоді виходячи з (2.18) та (2.19) можна маємо:

$$\chi_{del} = C \cdot \frac{Q_s \cdot 3 \cdot q \cdot \vec{l}_m}{\epsilon_0 \cdot \vec{E} \cdot R_{disp}} = C \cdot \frac{Q_s \cdot 3 \cdot q \cdot \vec{l}_m}{\epsilon_0 \cdot \left(\frac{U_0}{\vec{l}_m} \right) \cdot R_{disp}} = C \cdot \frac{Q_s \cdot 3 \cdot q \cdot (\vec{l}_m)^2}{\epsilon_0 \cdot U_0 \cdot R_{disp}}, \quad (2.20).$$

Згадавши зв'язок між діелектричною сприйнятливістю та діелектричною проникністю і використовуючи (2.20) та (2.17) отримуємо вираз для розрахунку діелектричної проникності зумовленої ПЕШ (ϵ_{del}^*):

$$\epsilon_{del}^* = \chi_{del} + 1 = C \cdot \frac{Q_s \cdot 3 \cdot q \cdot (\vec{l}_m)^2}{\epsilon_0 \cdot U_0 \cdot R_{disp}} + 1 = C \cdot \frac{Q_s \cdot 3 \cdot q \cdot (\vec{l}_m)^2 \cdot e}{\epsilon_0 \cdot (A_d - A_m) \cdot R_{disp}} + 1. \quad (2.21)$$

Врахуємо, що $|\vec{l}_m| = \sqrt{\frac{2 \cdot (A_d - A_m) \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_m^*}{e^2 \cdot n}}$, а $Q_s = e \cdot n \cdot |\vec{l}_m|$, остаточно

отримаємо:

$$\epsilon_{del}^* = 1 + C \cdot \frac{6 \cdot q \cdot \epsilon_m^*}{R_{disp}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (A_d - A_m) \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_m^*}{e^2 \cdot n}}, \quad (2.22).$$

де n – концентрація електронів.

З виразу (2.22) видно, що в залежності від співвідношення робіт виходу та діелектричної проникності матриці, ϵ_{del} може бути дійсною, уявною або комплексною величиною. Тобто наявність межі розділу матриця-дисперсна фаза може приводити як до збільшення діелектричної проникності композиту так і до збільшення діелектричних втрат у ньому. Це дозволяє вибором матеріалів формувати композитні матеріали з заданими властивостями.

Крім того сумарна поляризованість ПЕШ залежить від зовнішнього поля, прикладеного до композитного матеріалу, що дає можливість керувати величиною діелектричної проникності та втрат у композитному матеріалі за допомогою зовнішнього електричного поля, що, в свою чергу, можна використати для створення захисних покриттів з керованими електрофізичними параметрами.

2.3. Частотні залежності параметрів мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал

Щоб визначити частотні залежності параметрів мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал необхідно врахувати частотні залежності електрофізичних параметрів як матриці так і дисперсної фази. Для аналізу частотної залежності діелектричних параметрів матриці можна

використати добре відомі вирази опису релаксатора (2.23) та осцилятора (2.24) [6]:

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon' - i\varepsilon'' = \varepsilon(\infty) + \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{1 + i\omega\tau}, \quad (2.23)$$

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon' - i\varepsilon'' = \varepsilon(\infty) + \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(\infty)}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + i\Gamma(\omega/\omega_0)}, \quad (2.24)$$

де τ – час релаксації;

$\varepsilon(0)$ – діелектрична проникність матеріалу матриці на частоті значно нижче за частоту релаксації ($\omega\tau \ll 1$);

$\varepsilon(\infty)$ діелектрична проникність на частоті значно вищій за частоту релаксації ($\omega\tau \gg 1$);

ω_0 – кутова (циклічна) частота осцилятора;

Γ – коефіцієнт затухання.

Комплексну діелектричну проникність дисперсної фази (металу) можна визначити з виразу:

$$\varepsilon_d = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega \left(\omega + \frac{i}{\tau_d} \right)}, \quad (2.25)$$

де ω_p – плазмова частота;

τ_d – час вільного пробігу електронів.

Час вільного пробігу електронів можна визначити з виразу:

$$\tau_d = \frac{\sigma_d}{\omega_p^2 \varepsilon_0}, \quad (2.26)$$

Використовуючи вирази (2.23)-(2.26) та вирази (2.5)-(2.8) можна розрахувати частотні залежності електрофізичних характеристик композитних матеріалів типу діелектрик-метал.

Результати розрахунку електрофізичних параметрів для композитного матеріалу епоксид - алюміній представлені на рис. 2.3, 2.4.

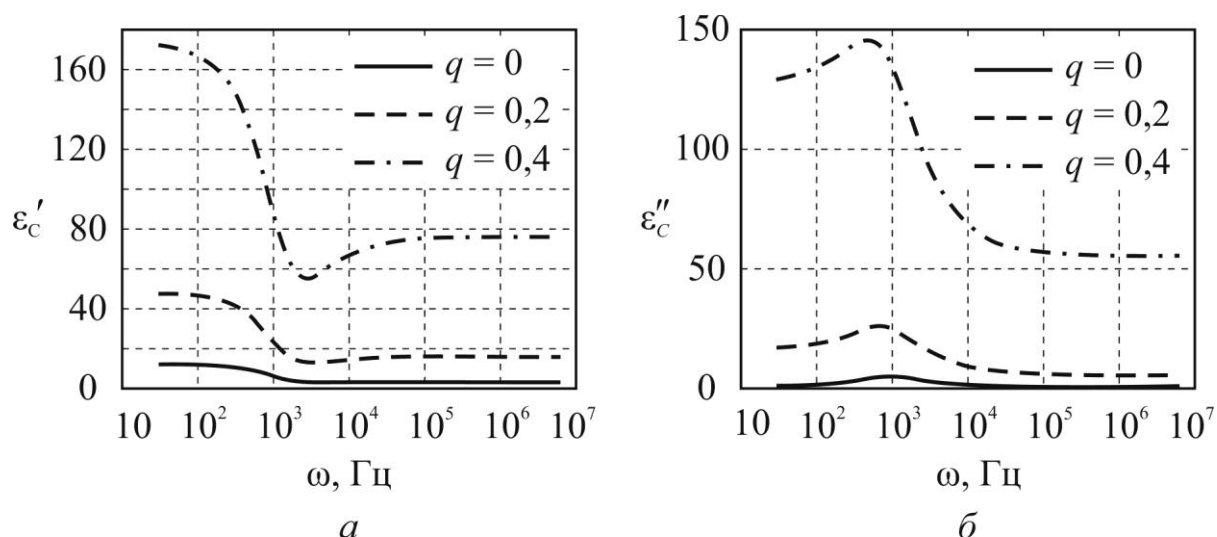


Рис. 2.3. Дійсна (а) та уявна (б) частини діелектричної проникності для композиту епоксид - алюміній

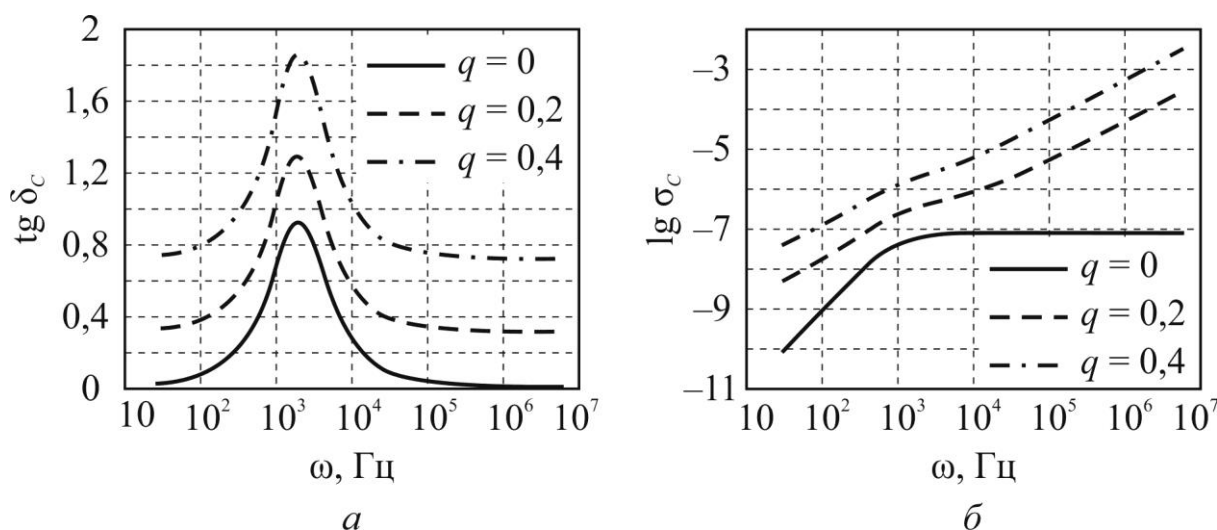


Рис. 2.4. Частотна залежність діелектричних втрат (а) і ефективної електропровідності (б) композиту епоксид - алюміній

2.4. Температурні залежності параметрів мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал

Розглянемо температурні властивості композитних матеріалів типу діелектрик-метал. Оскільки згідно з (2.1) $\varepsilon_c^* = (\varepsilon_m^*)^{1-q} (\varepsilon_d^*)^q$, то для температурного коефіцієнту діелектричної проникності можна записати [67]:

$$\begin{aligned} TK\varepsilon_c^* &= \frac{1}{\varepsilon_c^*} \frac{d\varepsilon_c^*}{dT} = \frac{1}{\varepsilon_c^*} \frac{d\left((\varepsilon_m^*)^{1-q} (\varepsilon_d^*)^q\right)}{dT} = \\ &= \frac{1}{\varepsilon_c^*} \left((\varepsilon_m^*)^{(1-q)} \cdot q \cdot (\varepsilon_d^*)^{(q-1)} \frac{d\varepsilon_d^*}{dT} + (\varepsilon_d^*)^q \cdot (1-q) \cdot (\varepsilon_m^*)^{-q} \frac{d\varepsilon_m^*}{dT} \right) =, \quad (2.27) \\ &= \frac{1}{\varepsilon_c^*} \left(q \cdot \frac{\varepsilon_c^*}{\varepsilon_d^*} \frac{d\varepsilon_d^*}{dT} + (1-q) \cdot \frac{\varepsilon_c^*}{\varepsilon_m^*} \frac{d\varepsilon_m^*}{dT} \right) = q \cdot TK\varepsilon_d^* + (1-q) \cdot TK\varepsilon_m^* \end{aligned}$$

Тоді відповідно матимемо для дійсної та уявної частин [67]:

$$TK\varepsilon_c' = q \cdot TK\varepsilon_d' + (1-q) \cdot TK\varepsilon_m', \quad (2.28)$$

$$TK\varepsilon_c'' = q \cdot TK\varepsilon_d'' + (1-q) \cdot TK\varepsilon_m'', \quad (2.29)$$

Але:

$$\varepsilon_d^* = 1 + j \frac{\sigma}{\omega \cdot \varepsilon_0}.$$

Тоді:

$$TK\varepsilon_d = \frac{1}{\varepsilon_d} \frac{d}{dT}(\varepsilon_d) = \frac{\omega \varepsilon_0}{\omega \varepsilon_0 + j\sigma} \frac{d}{dT} \left(\frac{\omega \varepsilon_0 + j\sigma}{\omega \varepsilon_0} \right) = \frac{j}{\omega \varepsilon_0 + j\sigma} \frac{d}{dT}(\sigma).$$

Провідність можна записати через опір $\sigma = \frac{1}{\rho}$. Підставимо це співвідношення у вираз для $TK\varepsilon_d$:

$$TK\varepsilon_d = \frac{\rho j}{\rho\omega\varepsilon_0 + j} \frac{d}{d(T)} \left(\frac{1}{\rho} \right) = \frac{\rho j}{\rho\omega\varepsilon_0 + j} \left(-\frac{1}{\rho^2} \frac{d(\rho)}{d(T)} \right) = \frac{j}{\rho\omega\varepsilon_0 + j} (-TK\rho).$$

Домножимо чисельник і знаменник на величину комплексно спряжено до знаменника:

$$TK\varepsilon_d = \frac{j(\rho\omega\varepsilon_0 - j)}{(\rho\omega\varepsilon_0)^2 + 1} (-TK\rho) = \frac{j\rho\omega\varepsilon_0 + 1}{(\rho\omega\varepsilon_0)^2 + 1} (-TK\rho).$$

Врахуємо, що для металу в НВЧ діапазоні $(\rho\omega\varepsilon_0)^2 \ll 1$, тоді [67]:

$$TK\varepsilon_d \approx (j\rho\omega\varepsilon_0 + 1)(-TK\rho)$$

Розділимо дійсну та уявну частини:

$$TK\varepsilon_d' \approx -TK\rho. \quad (2.30)$$

$$TK\varepsilon_d'' \approx \rho\omega\varepsilon_0(-TK\rho). \quad (2.31)$$

В результаті на основі 2.28 і 2.30 маємо [67]:

$$TK\varepsilon_c' = -q \cdot TK\rho + (1 - q) \cdot TK\varepsilon_m'. \quad (2.32)$$

Знайдемо $TKtg(\delta_c)$. З виразу 2.7 маємо $tg(\delta_c) = tg\left(q \frac{\epsilon_d''}{\epsilon_d} + (1-q) \frac{\epsilon_m''}{\epsilon_m}\right)$.

Врахуємо той факт, що $q \frac{\epsilon_d''}{\epsilon_d} \ll 1, (1-q) \frac{\epsilon_m''}{\epsilon_m} \ll 1$, можемо для тангенса кута діелектричних втрат композита типу полімер-метал приблизно записати:

$$tg(\delta_c) = q \frac{\epsilon_d''}{\epsilon_d} + (1-q) \frac{\epsilon_m''}{\epsilon_m} \quad (2.33)$$

Тоді на основі 2.33 та означення температурного коефіцієнта тангенса кута діелектричних втрат можемо записати [67]:

$$\begin{aligned} TKtg(\delta_c) &= \frac{1}{tg(\delta_c)} \frac{d\left(q \frac{\epsilon_d''}{\epsilon_d} + (1-q) \frac{\epsilon_m''}{\epsilon_m}\right)}{d(T)} = \\ &= \frac{q tg(\delta_d)}{tg(\delta_c)} TKtg(\delta_d) + \frac{(1-q) tg(\delta_m)}{tg(\delta_c)} TKtg(\delta_m) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Знайдемо вираз для обчислення $TKtg(\delta_d)$. За означенням:

$$TKtg(\delta_d) = \frac{1}{tg(\delta_d)} \frac{d}{d(T)}(tg(\delta_d)).$$

Але $tg(\delta_d) = \frac{\epsilon_d''}{\epsilon_d}$. Тоді можна для $TKtg(\delta_d)$ записати [67]:

$$TKtg(\delta_d) = \frac{\varepsilon_d'}{\varepsilon_d''} \frac{d}{d(T)} \left(\frac{\varepsilon_d''}{\varepsilon_d'} \right) = \frac{1}{\varepsilon_d''} \frac{d}{d(T)} (\varepsilon_d'') - \frac{1}{\varepsilon_d'} \frac{d}{d(T)} (\varepsilon_d') =$$

$$= TK\varepsilon_d'' - TK\varepsilon_d' \quad (2.35)$$

Підставимо до 2.35 вирази 2.30 та 2.31. В результаті матимемо [67]:

$$TKtg(\delta_d) = (1 - \rho\omega\varepsilon_0)TK\rho.$$

Врахуємо, що на НВЧ для металу. $\rho\omega\varepsilon_0 \ll 1$. Остаточно маємо [67]:

$$TKtg(\delta_d) \approx TK\rho. \quad (2.36)$$

Тоді з урахуванням 2.36 на основі 2.34 для температурного коефіцієнта втрат композита типу полімер-метал остаточно отримуємо вираз [67]:

$$TKtg(\delta_c) = \frac{qtg(\delta_d)}{tg(\delta_c)}TK\rho + \frac{(1-q)tg(\delta_m)}{tg(\delta_c)}TKtg(\delta_m).$$

2.5. Експериментальне дослідження мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал

Для перевірки отриманих залежностей було проведено експериментальне дослідження електрофізичних параметрів зразків мікротекстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал у НВЧ-діапазоні. Експериментальні дослідження були проведені в діапазоні частот 8–60 ГГц. Товщина зразків складала 2 мм. В якості матеріалу матриці була використана епоксидна смола ($\varepsilon = 2,73 - j0,2$ на частоті 10 ГГц). В якості наповнювача було використано порошки металів алюмінію, міді, никеля та

порошок вуглецю. Композитні матеріали було виготовлено методом перемішування матеріалу наповнювача з матеріалом матриці при кімнатній температурі. Зразки були виготовлені таким чином, щоб вони щільно заповнювали поперечний переріз хвилеводу (без зайвих зазорів). Зазори заповнювали спеціальною провідною пастою для зменшення похибки вимірювань. Вимірювальна секція представляла собою відрізок хвилеводу, розрізаного вздовж широкої стінки хвилеводу (рис. 2.5). При дослідженні температурних залежностей вимірювальну секцію поміщали в спеціальний термостат з можливістю регулювання температури. Температуру контролювали за допомогою термопари. При досягненні потрібної температури зразок витримували при даній температурі протягом години для того, щоб зменшити градієнт температури всередині зразка.

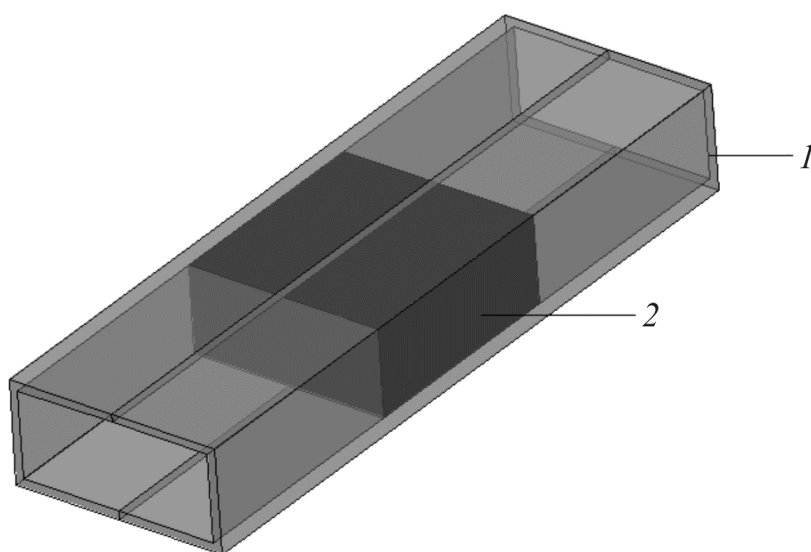


Рис. 2.5. Хвилеводна секція із зразком:

1 – складений хвилевод;

2 – досліджуваний зразок

Діелектричні проникності були визначені методом енергетичних коефіцієнтів відбиття-проходження [6]. Вимірювання коефіцієнтів відбиття (параметр S_{11}) і передачі (параметр S_{21}) електромагнітної енергії НВЧ випромінювання проводилось з використанням панорамного вимірювача,

блок-схема якого представлена на рис. 2.6. На основі отриманих значень S_{11} та S_{21} були розраховані: діелектрична проникність (дійсна й уявна частини), тангенс кута діелектричних втрат та провідність досліджуваних зразків. Теоретичні і експериментальні результати представлені у таблиці 2.1.

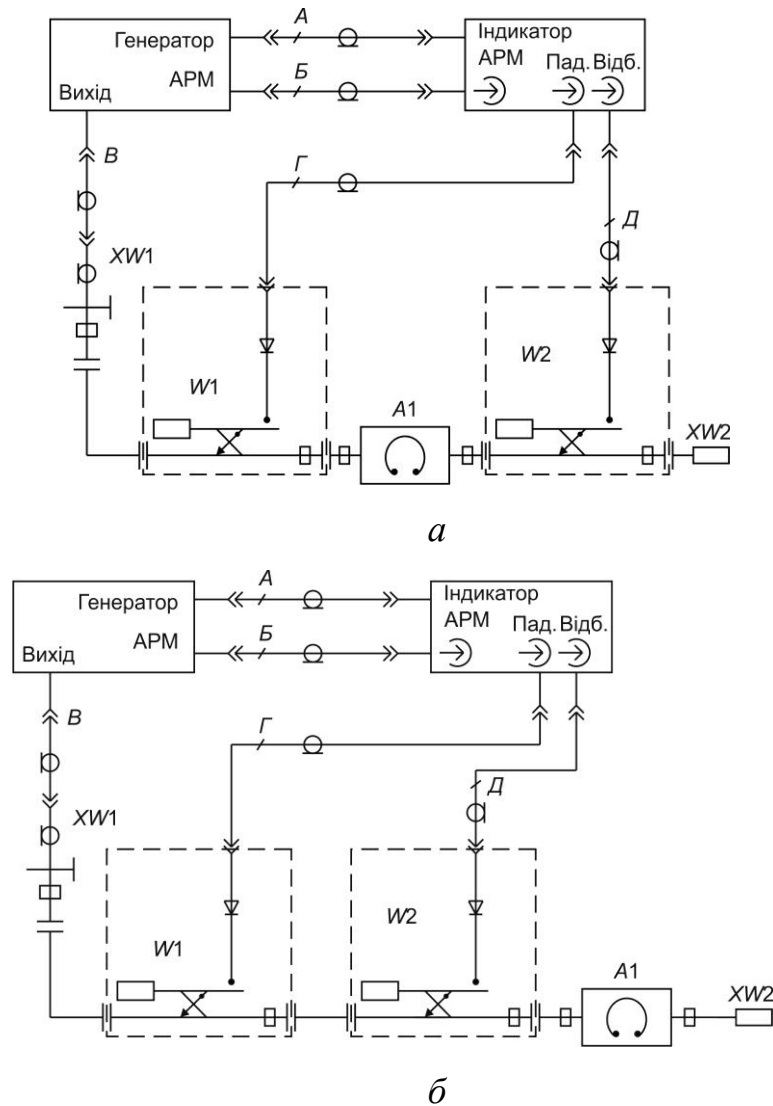


Рис. 2.6 Блок-схема підключення панорамного вимірювача при вимірюванні параметра S_{21} (а) та S_{11} (б):

XW1 – коаксіальний кабель;

W1 – напрямлений відгалуджувач падаючої хвилі;

W2 – напрямлений відгалуджувач відбитої хвилі;

A1 – вимірювальна хвилеводна секція із зразком;

XW2 – узгоджене навантаження

Таблиця 2.1.

Теоретичні та експериментальні результати

полімер-Al								
q	0,1		0,2		0,3		0,4	
	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.
ε'	6,95	8,5	16,5	12,7	39,3	23,2	93,5	80
ε''	0,4	0,65	0,85	0,44	1,78	0,56	3,63	0,95
$\operatorname{tg} \delta$	0,06	0,08	0,05	0,03	0,04	0,02	0,04	0,01
σ	0,02	0,06	0,05	0,04	0,1	0,05	0,2	0,08
полімер-Cu								
q	0,1		0,2		0,3		0,4	
	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.
ε'	8,3	8,52	23,9	23	68,2	54	---	---
ε''	0,49	0,34	1,24	0,56	3,09	0,74	---	---
$\operatorname{tg} \delta$	0,06	0,04	0,06	0,02	0,05	0,01	---	---
σ	0,03	0,03	0,07	0,05	0,17	0,07	---	---
полімер-Ni								
q	0,1		0,2		0,3		0,4	
	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.
ε'	5,81	6,5	11,6	17	23	24,1	45,6	30,5
ε''	0,34	0,48	0,6	0,42	1,04	2,5	1,8	1,6
$\operatorname{tg} \delta$	0,06	0,07	0,05	0,02	0,05	0,1	0,04	0,05
σ	0,02	0,04	0,03	0,04	0,06	0,09	0,1	0,14
полімер-C								
q	0,1		0,2		0,3		0,4	
	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.	Теорія	Експерим.
ε'	5,29	5,76	9,6	12,8	17,3	20,3	---	---
ε''	0,31	0,33	0,5	0,81	0,78	0,7	---	---
$\operatorname{tg} \delta$	0,06	0,06	0,05	0,03	0,04	0,02	---	---
σ	0,02	0,03	0,03	0,07	0,04	0,06	---	---

Температурні залежності діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат для композиту епоксид- алюміній з об'ємною часткою алюмінію 0,35 наведено на рис. 2.7, 2.8.

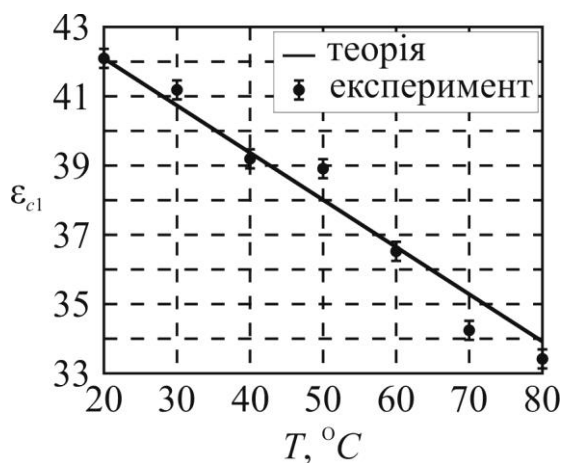


Рис. 2.7. Температурна залежність дійсної частини діелектричної проникності композиту

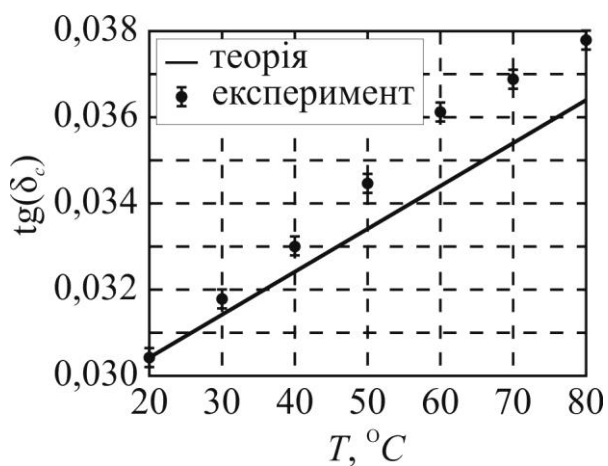


Рис. 2.8. Температурна залежність тангенса кута діелектричних втрат композиту

Із наведених даних видно, що результати розрахунку і експериментальних досліджень добре узгоджуються. Отримані співвідношення дозволяють розрахувати діелектричні параметри композитних матеріалів, в залежності від їх складу в широкому діапазоні частот і температур.

2.6 Застосування мікро-текстурованих композитних матеріалів типу діелектрик-метал

2.6.1. Резистивні і провідникові пасти

В якості матеріалу для резистивних паст використовують композитні системи, основою яких є метали та їх сполуки.

Найбільш використовуваними є системи на основі яких паладію, срібла, металічного рутенію, окису рутенію, окисів талію, олова та нітриду талію, наприклад, срібло-паладій, двоокис рутенію.

Пасти на основі систем срібло-паладій

Пасти на основі систем срібло-паладій складаються з срібла, оксиду срібла, паладію скла та органічного наповнювача.

Резистивні плівки на основі паст систем срібло-паладій мають діапазон значень питомого опору $500 \dots 200000 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ при $\text{ТКО} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$, а також мають високу вологостійкість 3% (при вологості 98%, температурі 373 К) на протязі 30 діб.

Для отримання низькоомних номіналів до струмопровідної фази додають благородні метали – срібло, золото, платину.

Якщо в таку пасту додати деяку кількість свинцевоборосилікатного скла з флюсом триоксиду вісмуту, то можна отримати плівки з питомим опором до кількох МОм на квадрат.

Для зменшення ТКО до пасти додають двоокис цирконію або окиси лужноземельних металів.

Пасти на основі двоокису рутенію

Дані пасти характеризуються:

- високою стабільністю на повітрі до 1173 К;
- мають мінімальну взаємодію із скляною фазою.

До складу цих паст додають пентаокис ніобію, двоокис марганцю, окис міді, окис цинку і т. і., що забезпечує:

- збільшення стабільності;
- надає можливість керування ТКО;
- надає можливість керування номіналом резистивної фази.

В якості зв'язуючої фази використовують свинцевоборосилікатне скло, в якості органічної зв'язуючої фази додають системи на основі розчинів етилцелюлози в терпінеолі. Вони сумісні з провідниковими пастами на основі золота, срібла, паладію.

Введення таких речовин як мідь, окис міді, кадмій, кобальт значно знижує питомий опір, але ТКО при цьому залишається високим. В таблиці 2.2 наведено типові параметри товстоплівкових резисторів на основі скла з додаванням оксидів металів.

Таблиця 2.2

Електрофізичні параметри товстоплівкових резисторів на основі скла з додаванням напівпровідникових оксидів.

Марка скла	Домішок	Характеристики резисторів		
		Питомий опір, Ом/квадрат	ТКО, 10 К	Вологостійкість, %
Ru-29	Cu ₂ O	2,20	+15,4	±0,7
Ru-20	ZnO	6,6	±10,6	±0,4
Ru-25	In ₂ O ₃	4,7	±11,2	±0,5
Ru-34	MnO ₂	6,0	+4,5	+0,3
Ru-28	Fe ₂ O ₄	5,9	+7,8	+0,2

Пасты для міжз'єднань

В промисловості використовують два типи паст для міжз'єднань (провідникових паст):

- пасты на основі благородних металів Ag, Au, Pd, Pt та їх сплавів;

- пасти, що не містять благородних металів (пасти, на основі Cu, Al, Ni).

Коротко розглянемо їх особливості.

Пасти на основі благородних металів

Провідникові пасти на основі благородних металів характеризуються високою електропровідністю, високою хімічною інертністю, низьким рівнем деградації, доброю адгезією, високою надійністю з'єднань. Серед недоліків необхідну відзначити високу собівартість таких паст.

Серед цих паст найчастіше використовуються пасти на основі композицій Pd-Ag та Pd-Au.

Пасти на основі Pd-Ag мають трохи меншу собівартість та кращу адгезію. Пастам на основі чистого срібла характерні ефекти міграції.

Пасти на основі Pd-Au мають мінімальний рівень розчинності у припої, більшу стабільність, технологічно сумісні з більшою кількістю діелектричних та резистивних матеріалів. Характеристики паст на основі благородних металів наведено в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3

Характеристики паст на основі благородних металів

Матеріал	Т випалювання, К	Товщина плівки, мкм	Ширина провідника, мкм	Питомий поверхневий опір, Ом/квадрат
Золото	848...1223 (повітря)	10...15	50...250	0,003...0,05
Срібло	873...1023 (повітря)	15...20	50...125	0,001...0,02
Золото— паладій	973...1173 (повітря)	10...15	50...200	0,05...0,08
Срібло— паладій	973...1173 (повітря)	20...40	200...300	0,3

Пасти, що не містять благородних металів

Пасти цього класу виготовляються на основі металів Cu, Al, Ni. Вимогам до провідникових паст найбільше відповідають пасти на основі Cu.

Основні переваги паст на основі Cu:

- висока провідність;
- можна використовувати дешеві припої;
- простіша процедура зборки та монтажу;
- допускається повторна пайка.

Основним недоліком паст на основі Cu являється те, що процес випалювання пасти потребує використання інертного середовища.

Основною перевагою паст на основі Al, Ni є можливість проведення процесів термообробки на повітрі.

Основні недоліки – погана здатність до пайки, що вимагає створення спеціальних контактних площадок для пайки.

Характеристики паст, що не містять благородних металів наведені в таблиці 2.4.

Таблиця 2.4

Характеристики паст, що не містять благородних металів

Матеріал	Т випалювання, К	Товщина плівки, мкм	Ширина провідника, мкм	Питомий поверхневий опір, Ом/квадрат
Мідь	853...1223 (аргон)	20...30	100...200	0,003...0,01
Нікель	1123...1223 (форміргаз)	20...30	100...200	0,03...0,1
Борид нікелю	1023...1173 (повітря)	20...30	100...200	0,06

2.6.2. Припайні пасти

Припайні пасти використовуються для монтажу навісних елементів на платі і забезпечення електричного контакту. В товстоплівковій технології для цієї мети користуються пастами на основі порошку низькотемпературного припою та органічної зв'язки, до складу якої входить флюс.

Технологічно процес пайки припайними пастами складається з нанесення пасти на контактні площадки, розміщення навісних компонентів, оплавлення пасти, відмивання залишків органічної зв'язки.

Припайну пасту наносять методом трафаретного друку через сітчастий трафарет з розміром комірок 80...200 мкм чи через металічні маски. Потім на контактні площадки товсто плівкової плати встановлюють навісні компоненти. Під час установки та в процесі пайки припайна паста фіксує їх в необхідних місцях плати. Припайну пасту оплавляють за рахунок нагріву в конвеєрних печах або паяльником. В процесі оплавлення пасти елементи лягають на потрібні місця.

Основним компонентом припайних паст є подрібнений низькотемпературний припай.

Вибір припаю проводять, виходячи з того, що кожна з подальших операцій монтажу проводиться при нижчій температурі ніж попередня (різниця не менше 50 K). Остання операція виконується при температурі на 50 K вищій, ніж температура експлуатації виробу.

До складу припаю можуть входити олово, свинець, мідь, сурма, срібло, індій, кадмій, вісмут, золото та германій.

Золото створює низькотемпературні евтектичні сплави з оловом та германієм при співвідношеннях: 80% Au, 20% Sn ($T=553\text{ K}$); 88% Au, 12% Ge ($T=643\text{ K}$).

Останнім часом в силу екологічних та технологічних причин все частіше користуються безсвинцевими припаями. Це призводить до ряду проблем, оскільки такі припаї мають вищу температуру пайки.

На сьогоднішній день найчастіше використовують наступні безсвинцеві припаї:

1. Припаї на основі SnCu. Основний недолік вища температура пайки та гірші механічні властивості пайки порівняно з іншими безсвинцевими припаями.

2. Припаї на основі SnAg. Температура розплавлення 221 °С. Порівняльні тести паяння таким типом припою і звичайним припоєм, що містить свинець, показують значну перевагу даного припаю по надійності паяння.
3. Припаї на основі SnAgCu. Температура розплавлення 217 °С. Характеризується найкращими механічними характеристиками пайки. Іноді, з метою адаптації до існуючих технологій, додають в даний припай додають 0,5% Sb.
4. Припаї на основі SnAgBi. Температура розплавлення (200...210) °С в залежності від процентного складу припаю.
5. Припаї на основі SnZnBi. Температура розплавлення близька до температур припаїв, що містять свинець і є найнижчою серед безсвинцевих припаїв. Основний недолік – хімічна активність.

2.6.3. Захисні покриття

Тотальне використання електронних систем в різних сферах життєдіяльності людини стало причиною формування нових вимог до електронних пристроїв і блоків, з яких вони складаються. Серед цих вимог важливе місце займають висока надійність і завадостійкість електронних систем, низький рівень взаємного впливу, високий рівень інформаційної безпеки, екологічність, в тому числі низький рівень електромагнітного випромінювання.

Для задоволення вище перелічених вимог використовують різноманітні методи. Однак одним із найбільш ефективних методів є екранування [68,69]. Тому задача підвищення ефективності екрануючих покриттів є актуальною.

Одним із перспективних напрямків вирішення цієї проблеми є використання багатошарових екрануючих покриттів на основі композитних матеріалів. Тому метою даного розділу є теоретичне і експериментальне

дослідження багатошарових екрануючих покриттів на основі композитних матеріалів для захисту від електромагнітного випромінювання.

Розглянемо багатошарове покриття як послідовне з'єднання шарів з різними електродинамічними властивостями.

Для спрощення розрахунку багатошарового екрануючого покриття зробимо деякі припущення:

- розглядається плоска електромагнітна хвиля, яка падає у напрямку нормалі до поверхні екрануючого покриття;
- кожен шар характеризується ефективними значеннями магнітної та діелектричної проникностей;
- резонансні явища в шарах екрануючого покриття відсутні.

При вказаних припущеннях кожен шар екрануючого покриття можна розглядати як взаємний чотириполіусник, а покриття в цілому – як каскадне з'єднання чотириполіусників (рис. 2.9).

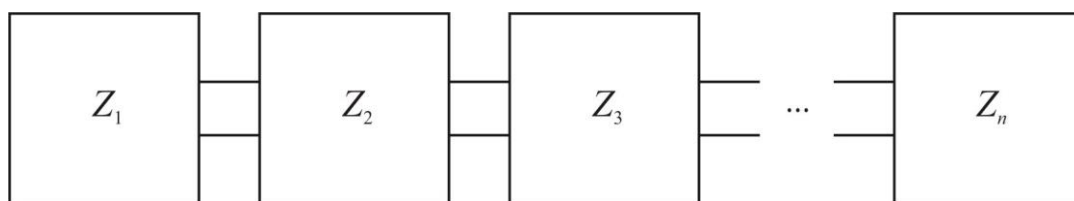


Рис. 2.9. Схематичне зображення багатошарового покриття як каскадного з'єднання чотириполіусників

Такий підхід дозволяє використати для розрахунку електродинамічних властивостей покриття матричні методи аналізу теорії НВЧ кіл. При послідовному з'єднанні каскадів зручно використовувати хвильові матриці передачі – T . В цьому випадку результуюча матриця для багатошарового покриття T_{Σ} може бути представлена як добуток хвильових матриць передачі шарів екрануючого покриття:

$$T_{\Sigma} = \prod_{i=1}^n T_i, \quad (2.37)$$

де n – кількість шарів;

i – номер шару;

T_i – хвильова матриця передачі i -го шару покриття.

Компоненти матриці T_i – $t_{j,k}$ визначаються електродинамічними параметрами i -го шару покриття [70,71]:

$$t_{j,k} = f(\epsilon_i^*, \mu_i^*, d_i), \quad (2.38)$$

де ϵ_i^* – комплексна діелектрична проникність i -го шару покриття;

μ_i^* – комплексна магнітна проникність i -го шару покриття.

При формуванні матриці передачі для кожного i -го шару необхідно враховувати не лише затухання хвилі в діелектрику, але і відбиття на межах розділу різних шарів. Тому елементарна матриця передачі i -ої області T_i формується як добуток матриці переходу через границю поділу сусідніх областей T_b та матриці передачі через i -у область T_m :

$$\mathbf{T}_i = \mathbf{T}_{m_i} \times \mathbf{T}_{b_i}.$$

Матрицю переходу через границю поділу сусідніх областей можна обчислити за допомогою виразу [72-74]:

$$\mathbf{T}_{b_i} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{c_{i-1}} + Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} & \frac{Z_{c_{i-1}} - Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} \\ \frac{Z_{c_{i-1}} - Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} & \frac{Z_{c_{i-1}} + Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} \end{bmatrix},$$

де Z_{c_i} , $Z_{c_{i-1}}$ — хвильові опори суміжних середовищ ($Z_{c_i} = \sqrt{\frac{\mu_i \mu_0}{\varepsilon_i \varepsilon_0}}$).

Матриця \mathbf{T}_{m_i} формується, як матриця відрізка однорідної лінії довжиною d [72-74]:

$$\mathbf{T}_{m_i} = \begin{bmatrix} e^{-j\gamma_i d} & 0 \\ 0 & e^{j\gamma_i d} \end{bmatrix}.$$

Виходячи з представлених вище виразів були розраховані коефіцієнти екранування по відбиттю та проходженню для багатошарових екрануючих покриттів на основі різноманітних композитних матеріалів типу полімер-метал. Багатошарове покриття представляло собою періодичну систему, яка складалася з розміщених по черзі двошарових структур діелектрик-композитний матеріал з рівною товщиною всіх шарів (рис. 2.10) [75].

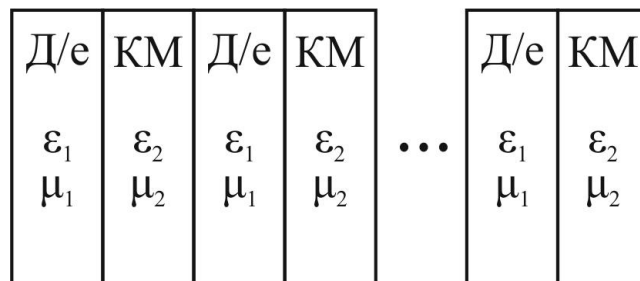


Рис. 2.10. Структура досліджуваного багатошарового покриття:

Д/е – діелектричний шар;

КМ – шар композитного матеріалу

Розрахунок проводився для покриттів з різною кількістю двошарових структур при збереженні загальної товщини покриття (рис. 2.11). При розрахунку для однозначності вважалось, що при проходженні електромагнітної хвилі через покриття першим шаром був – полімер.

Д/е		КМ	
ϵ_1		ϵ_2	
μ_1		μ_2	

Д/е	КМ	Д/е	КМ
ϵ_1	ϵ_2	ϵ_1	ϵ_2
μ_1	μ_2	μ_1	μ_2

Д/е	КМ	Д/е	КМ	Д/е	КМ
ϵ_1	ϵ_2	ϵ_1	ϵ_2	ϵ_1	ϵ_2
μ_1	μ_2	μ_1	μ_2	μ_1	μ_2

Рис. 2.11. Структура досліджуваних багатошарових композитних покриттів

Метою розрахунку було визначення впливу структури покриття на його екрануючі властивості. Результати розрахунку наведено на рисунках 2.12, 2.13.

З результатів розрахунку випливає що:

- при збільшенні кількості двошарових структур коефіцієнт екранування за проходженням збільшується за лінійним законом;
- при кількості двошарових структур $N < 4$ для багатошарових систем коефіцієнт екранування за відбиттям різко збільшується із збільшенням числа двошарових структур, при $N > 6$ значення коефіцієнту екранування за відбиттям майже не збільшується із збільшенням числа двошарових структур.



Рис 2.12. Залежність коефіцієнта екранування за проходженням від кількості двошарових структур композит-полімерна матриця:

1 – для композиту Al-полімер;

2 – для композиту C-полімер;

3 – для композиту Si-полімер

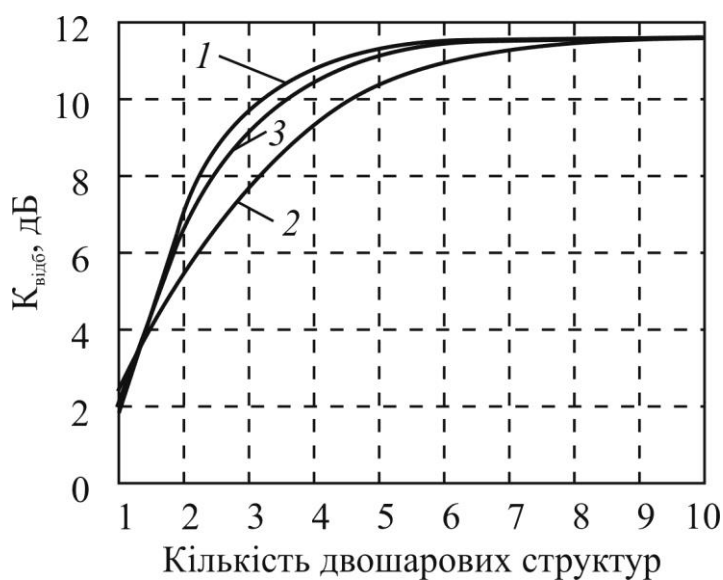


Рис. 2.13. Залежність коефіцієнта екранування за відбиттям від кількості двошарових структур композит-полімерна матриця:

1 – для композиту Al-полімер;

2 – для композиту C-полімер;

3 – для композиту Si-полімер

Для перевірки результатів розрахунку було проведено експериментальне дослідження зразків таких покриттів в діапазоні частот 8...12 ГГц. Композитні матеріали були виготовлені методом електромеханічного перемішування дисперсної фази з матеріалом матриці при кімнатній температурі. З отриманого матеріалу були виготовлені зразки прямокутної форми. Розміри зразків підбирались таким чином, щоб досліджуваний матеріал повністю заповнював переріз хвилеводу. В якості матеріалу матриці був використаний полімер з комплексною діелектричною проникністю $\epsilon = 2,73 - j 0,2$. В якості дисперсної фази при виготовленні композитних матеріалів було використано нанопорошки металів та вуглецю з розмірами частинок 0,06...0,2 мкм.

При вимірюванні зразок у хвилеводному тракті розміщувався таким чином, щоб при проходженні електромагнітної хвилі першим шаром був полімер. Вимірювання проводились методом проходження-відбиття [6]. Вимірювалися параметри матриці розсіювання досліджуваного покриття S_{11} , S_{22} з наступним розрахунком на їх основі коефіцієнтів екранування за проходженням та відбиттям. Отримані результати наведено на рис. 2.14, 2.15.

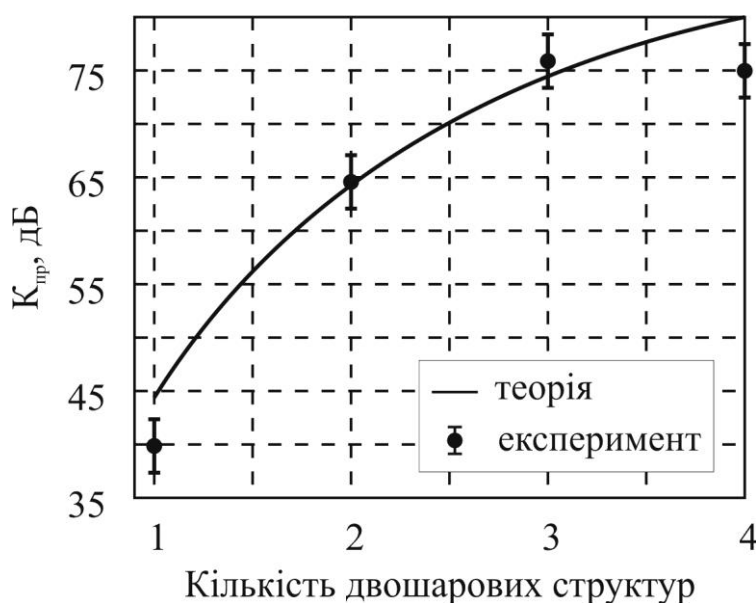


Рис. 2.14. Коефіцієнт екранування за проходженням для двошарових структур композит (Al-полімерна матриця) - полімер

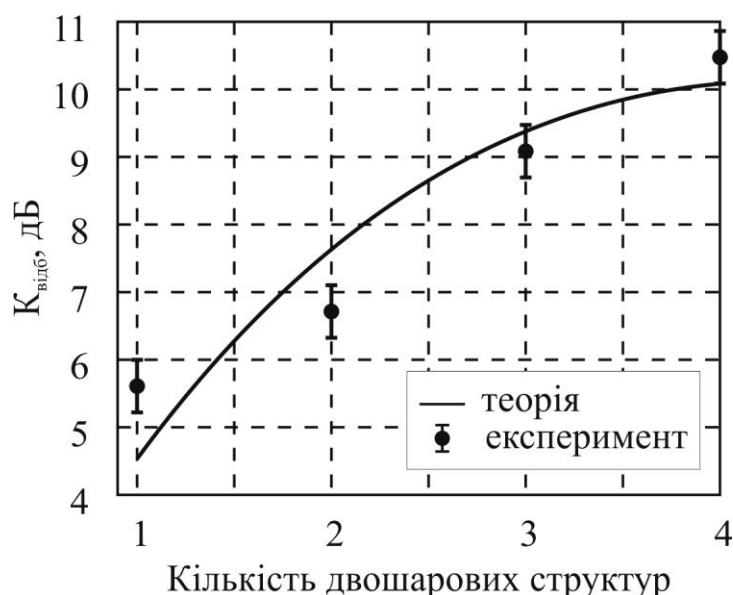


Рис. 2.15. Коефіцієнт екранування за відбиттям для двошарових структур композит (Al-полімерна матриця) - полімер

З отриманих результатів видно, що зі збільшенням кількості двошарових структур ефективність екранування зростає. Така залежність виникає, на нашу думку, за рахунок розсіювання електромагнітної енергії на межах композит-полімер. При числі структур більше 4-х збільшення їх числа слабо впливає на значення коефіцієнтів екранування. Це пов'язано з тим, що товщина шару стає значно меншою за довжину хвилі. Однією з важливих характеристик, що визначають якість НВЧ - покриттів та можливість їх практичного застосування є термостабільність. В зв'язку з цим розглянемо термостабільність багатошарових покриттів типу полімер-композит, які були досліджені вище. Термостабільність таких структур можна характеризувати температурними коефіцієнтами відбиття (позначимо як TKr) та пропускання ($TK\tau$):

$$TKr = \frac{1}{r} \frac{dr}{dT} = \frac{1}{r} \sum_i \left(\frac{dr}{d\varepsilon_i} \frac{d\varepsilon_i}{dT} + \frac{dr}{dl_i} \frac{dl_i}{dT} \right), \quad (2.39)$$

$$TK\tau = \frac{1}{\tau} \frac{d\tau}{dT} = \frac{1}{\tau} \sum_i \left(\frac{d\tau}{d\varepsilon_i} \frac{d\varepsilon_i}{dT} + \frac{d\tau}{dl_i} \frac{dl_i}{dT} \right), \quad (2.40)$$

де r – енергетичний коефіцієнт відбиття багатошарової структури;
 τ – енергетичний коефіцієнт пропускання багатошарової структури;
 ε_i – діелектрична проникність i -го шару покриття;
 l_i – товщина i -го шару покриття.

Використовуючи поняття температурного коефіцієнта діелектричної проникності ($TK\varepsilon_i$) та температурного коефіцієнта лінійного розширення (TKl_i), вирази (2.39) і, (2.40) можна переписати:

$$TKr = \sum_i \left(\frac{\varepsilon_i}{r} \frac{dr}{d\varepsilon_i} TK\varepsilon_i + \frac{l_i}{r} \frac{dr}{dl_i} TKl_i \right), \quad (2.41)$$

$$TK\tau = \sum_i \left(\frac{\varepsilon_i}{\tau} \frac{d\tau}{d\varepsilon_i} TK\varepsilon_i + \frac{l_i}{\tau} \frac{d\tau}{dl_i} TKl_i \right). \quad (2.42)$$

Для шару полімеру $TK\varepsilon_i$ та TKl_i – це табличні величини для шару композиту полімер-метал $TK\varepsilon_i$ можна обчислити за допомогою виразу (2.32), а TKl_i можна отримати як:

$$TKl = (1 - q)TKl_m + qTKl_d, \quad (2.43)$$

де TKl_m – температурний коефіцієнт лінійного розширення матриці;
 TKl_d – температурний коефіцієнт лінійного розширення дисперсної фази;
 q – об'ємна частка металу.

Для перевірки отриманих співвідношень було проведено розрахунок температурних залежностей двошарових структур епоксид - композит, та здійснено експериментальне дослідження таких структур за методикою описаною у підрозділі 2.5. Для зручності порівняння теоретичних і

експериментальних результатів теоретично розраховані величини коефіцієнтів відбиття та проходження були перераховані у параметри матриці розсіяння. Результати досліджень наведені у таблицях (2.5- 2.8) та на рисунках (2.16-2.19).

Зразок №1: Частота $f=10,6$ ГГц; дисперсна фаза - алюміній з об'ємною долею металу $q=0,35$; товщина шару епоксидної смоли $l_1=3,05$ мм; товщина шару композиту $l_2=2,93$ мм.

Таблиця 2.5

Результати експерименту та розрахунку температурної залежності параметрів S_{11} для зразка №1

T, °C	$S_{11}, \text{дБ}$	$S_{11}, \text{дБ}$
	Теоретичні результати	Експериментальні результати
20	-2,2	-2,68
30	-2,25	-2,75
40	-2,28	-2,84
50	-2,31	-2,91
60	-2,33	-2,97
70	-2,36	-3,02
80	-2,4	-3,09

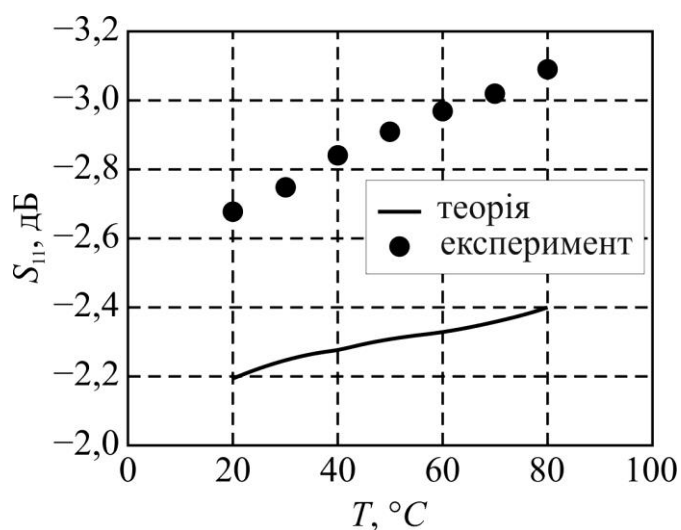


Рис. 2.16. Теоретична та експериментальна залежності параметрів S_{11} для зразка №1

Таблиця 2.6

Результати експерименту та розрахунку температурної залежності параметрів S_{21} для зразка №1

T, °C	S ₂₁ , дБ	S ₂₁ , дБ
	Теоретичні результати	Експериментальні результати
20	-16,74	-18,25
30	-17,17	-18,65
40	-17,52	-19
50	-17,99	-19,4
60	-18,51	-19,9
70	-19,11	-20,22
80	-19,67	-20,7

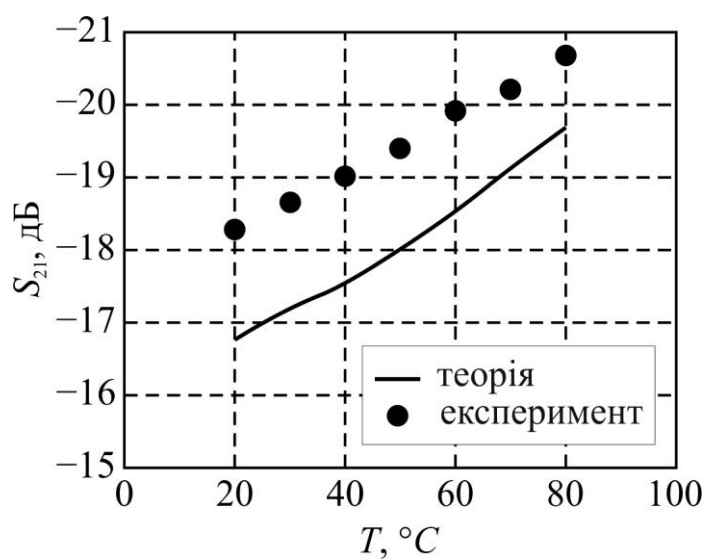


Рис. 2.17. Теоретична та експериментальна залежності параметрів S_{21} для зразка №1.

Зразок №2: Частота $f=10,6$ ГГц; дисперсна фаза - алюміній з об'ємною долею металу $q=0,35$; товщина шару епоксидної смоли $l_1=3,5$ мм; товщина шару композиту $l_2=3,13$ мм.

Таблиця 2.7

Результати експерименту та розрахунку температурної залежності параметрів S_{11} для зразка №2

T, °C	$S_{11}, \text{дБ}$	$S_{11}, \text{дБ}$
	Теоретичні результати	Експериментальні результати
20	-2,18	-2,8
30	-2,22	-2,9
40	-2,25	-2,98
50	-2,29	-3,05
60	-2,33	-3,1
70	-2,35	-3,17
80	-2,39	-3,26

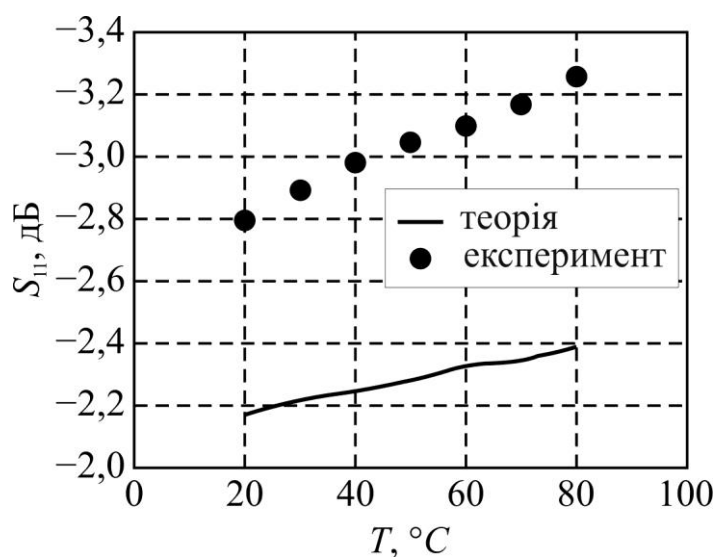


Рис. 2.18. Теоретична та експериментальна залежності параметрів S_{11} для зразка №2

Таблиця 2.8

Результати експерименту та розрахунку температурної залежності параметрів S_{21} для зразка №2

T, °C	S ₂₁ , дБ	S ₂₁ , дБ
	Теоретичні результати	Експериментальні результати
20	-17,44	-19
30	-17,98	-19,3
40	-18,44	-19,8
50	-18,98	-20,33
60	-19,71	-20,9
70	-20,26	-21,5
80	-21,06	-22,15

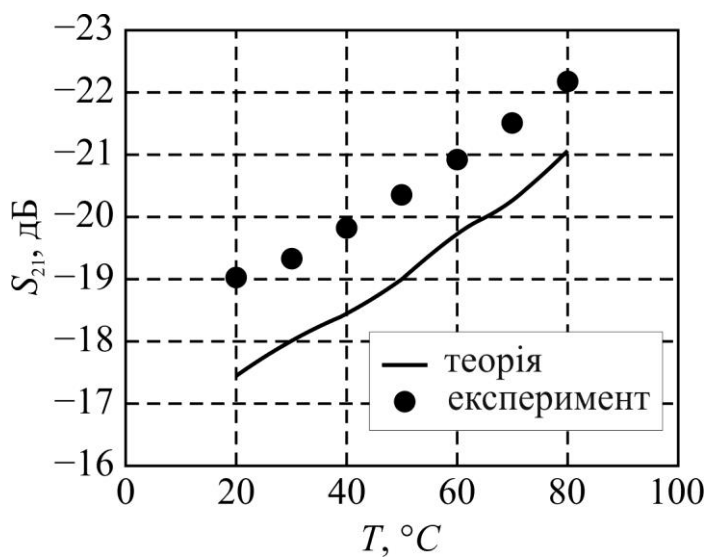


Рис. 2.19. Теоретична та експериментальна залежності параметрів S_{21} для зразка №2

2.7.4. Складені діелектричні резонатори з 2-D неоднорідністю мікронної товщини

Важливою задачею НВЧ техніки є розробка діелектричних резонаторів з керованими частотами. Для вирішення цієї задачі часто використовують

сегнетоелектричні плівки з керованою діелектричною проникністю нанесені на базовий резонатор або конструкції складених діелектричних резонаторів, які містять повітряний зазор змінної товщини. І в тому і в другому випадку доводиться мати справу з багатошаровою конструкцією, яка містить шар мікронної товщини. Електродинамічний розрахунок такої структури є досить складною задачею. Як правило процедура розрахунку резонансних частот і добротності такого складеного діелектричного резонатора вимагає розв'язку системи рівнянь Максвелла або хвильових рівнянь при заданих умовах на межах. Зазвичай отримати аналітичне рішення не вдається, і розв'язок отримують числовими методами. Сама процедура числового розв'язку потребує високої кваліфікації дослідника на етапі постановки задачі і значних затрат машинного часу в процесі розрахунку. Отримані результати як правило наближені хоча і з високою точністю. Однак часто виникають ситуації, коли така висока точність непотрібна, а потрібно лише оцінити діапазон зміни частот. Для вирішення цієї задачі нами було застосовано формули отримані раніше у даному розділі для розрахунку резонансних частот складених діелектричних резонаторів, до складу яких включено повітряний шар, товщина якого змінювалась в межах від 0 до 100 мкм. Такий діапазон зміни товщини повітряного шару був обраний тому, що, як правило, саме в таких межах змінюється товщина діелектричного шару у сучасних НВЧ пристроях на основі СДР з електромеханічним керуванням. Зазвичай в таких пристроях використовуються коливання типу $E_{01\delta}$ або $H_{01\delta}$, оскільки в цьому випадку має місце найбільший діапазон зміни резонансних частот СДР. Базовий резонатор в таких СДР частіше має прямокутну або циліндричну форму. Це пов'язано з їх високою технологічністю виготовлення при масовому виробництві. Розрахунок був проведений для циліндричних резонаторів з урахуванням їх форми, розміщення повітряного шару та симетрії поля. Конфігурація СДР і результати розрахунку представлені на рис. 2.20 - 2.22 для коливань $E_{01\delta}$ та $H_{01\delta}$ відповідно.

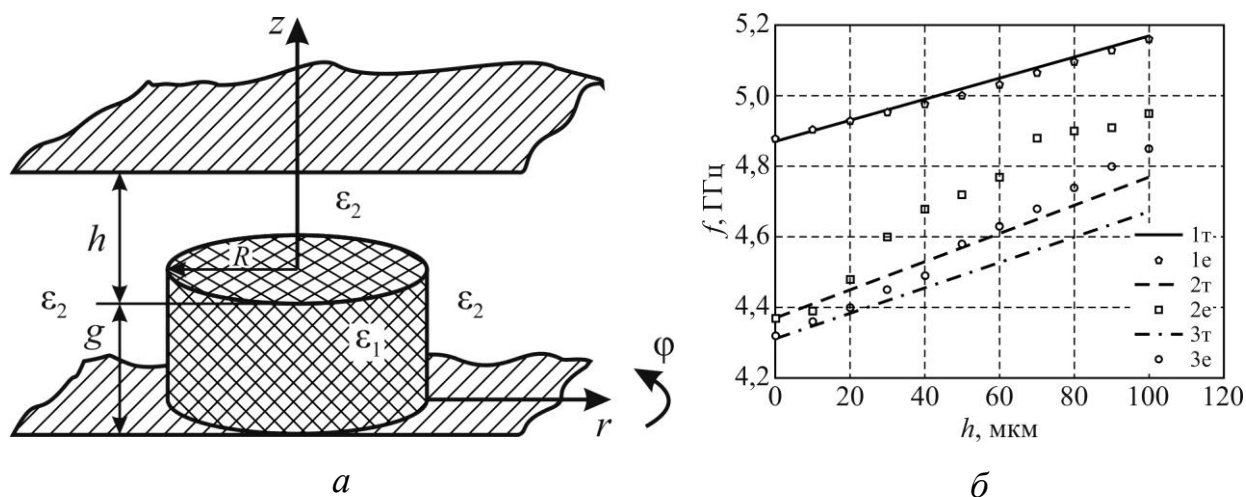


Рис. 2.20. Конфігурація СДР (а) і результати теоретичного та експериментального дослідження залежності резонансних частот від ширини повітряного шару для коливань $E_{01\delta}$ (б) (діелектрична проникність базового резонатора 40)

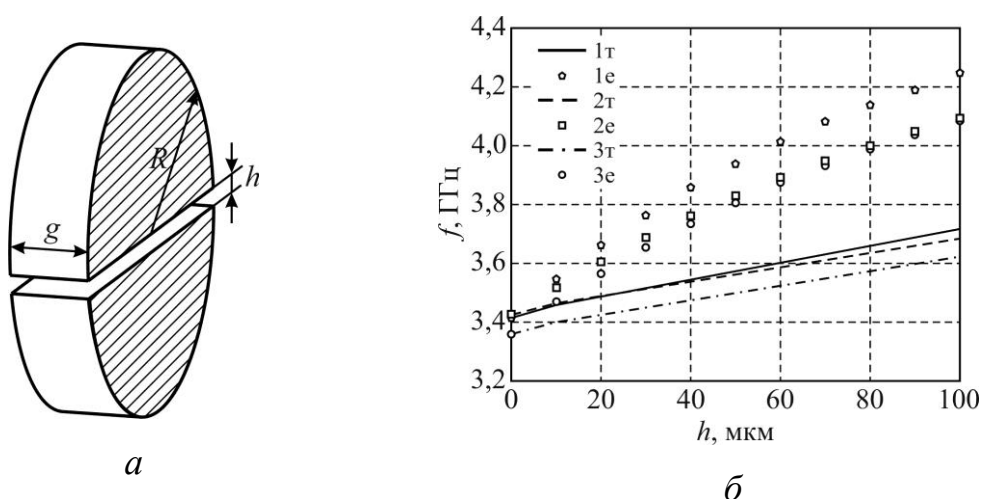


Рис. 2.21. Конфігурація СДР (а) і результати теоретичного та експериментального дослідження залежності резонансних частот від ширини повітряного шару для коливань $H_{01\delta}$ (б) (діелектрична проникність базового резонатора 80)

З наведених рисунків видно, що для всіх досліджених резонаторів у всьому діапазоні зміни товщини діелектричного шару модуль різниці між розрахунком і експериментальними даними не перевищив 7% для коливань $E_{01\delta}$ та 12% для коливань $H_{01\delta}$. Для добротності модуль різниці між

розрахунком і експериментальними даними не перевищив 10% для коливань $E_{01\delta}$ та 5% для коливань $H_{01\delta}$. Крім того можна зробити висновок, що похибка розрахунку частоти зростає із збільшенням відношення ширини повітряного шару h до товщини базового резонатора g , а також із збільшенням діелектричної проникності базового резонатора.

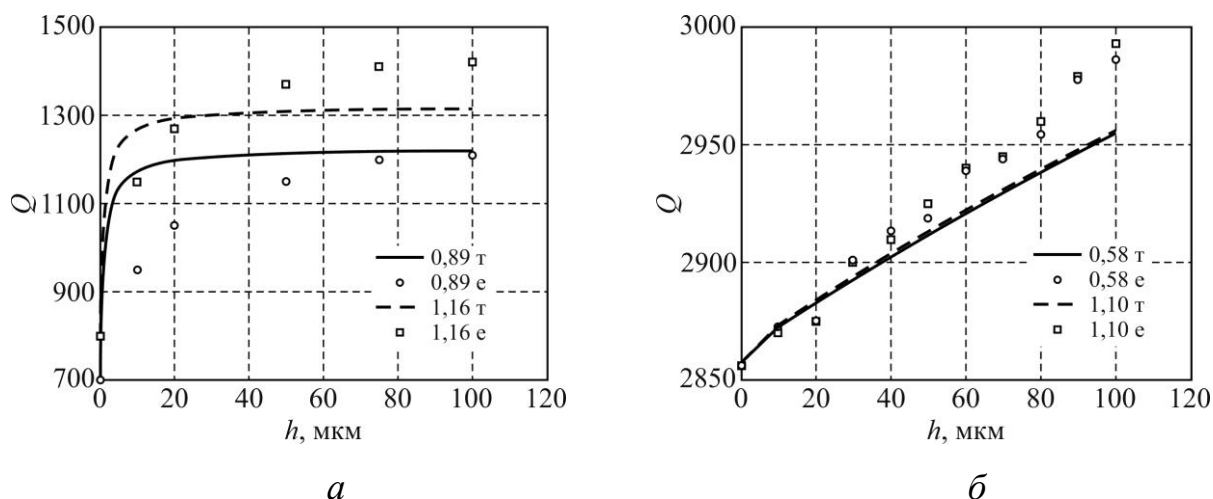


Рис. 2.22. Результати теоретичного та експериментального дослідження залежності добротності СДР від ширини повітряного шару для коливань $E_{01\delta}$ (а) (діелектрична проникність базового резонатора 40) і $H_{01\delta}$ (б) (діелектрична проникність базового резонатора 80)

Висновки по розділу

1. В даному розділі розглянуто НВЧ властивості композитних матеріалів полімер-метал. На основі співвідношення Ліхтенеккера отримано аналітичні вирази для розрахунку діелектричної провідності, втрат, питомої провідності композитних матеріалів полімер-метал у НВЧ діапазоні довжин хвиль. Результати розрахунку на основі отриманих співвідношень добре узгоджуються з експериментальними даними аж до моменту, коли об'ємна доля металу в композиті сягає 0,4.
2. Досліджено вплив подвійного електронного шару, який виникає на межі розділу полімер-метал, на властивості композитних матеріалів полімер-

метал. Показано, що наявність такого шару може впливати як на діелектричну проникність так і на втрати в композитних матеріалах полімер-метал.

3. Отримано аналітичні вирази для визначення температурних коефіцієнтів діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитного матеріалу полімер-метал. Проведено експериментальне дослідження температурних залежностей діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитних матеріалів. Різниця між теоретичним і експериментальним значенням діелектричної проникності у всьому діапазоні досліджуваних температур не перевищує 3 %, а для тангенса кута діелектричних втрат – 7 %.

4. Екранування електронного обладнання є одним з ефективних способів підвищення надійності та забезпечення екологічності мікрохвильового обладнання. Одним з перспективних шляхів покращення екранування є використання композитних матеріалів типу полімер-метал. Використання таких композитів дозволяє розробляти ефективні, технологічні і недорогі захисні покриття. Подальше підвищення ефективності таких покриттів можливе, як за рахунок використання більш ефективних композитів, так і за рахунок вибору більш ефективної структури покриття, наприклад багатошарової структури.

5. Покриття складної структури потребують розробки методів розрахунку їх властивостей. В даній роботі отримано співвідношення для розрахунку параметрів багатошарових покриттів на основі композитів типу полімер-метал та їх температурних залежностей. Результати розрахунку на основі отриманих співвідношень добре узгоджуються з експериментальними результатами, що підтверджує їх адекватність та можливість використання при практичній розробці екрануючих покриттів.

6. Проведено розрахунок та експериментальне дослідження електродинамічних властивостей СДР. Результати розрахунку добре узгоджуються з результатами експериментальних досліджень. Модуль

різниці між результатами розрахунку і експериментальними даними для частоти не перевищив 7% для коливань $E_{01\delta}$ та 12% для коливань $H_{01\delta}$. Для добротності модуль різниці між розрахунком і експериментальними даними не перевищив 10% для коливань $E_{01\delta}$ та 5% для коливань $H_{01\delta}$.

7. Аналіз результатів розрахунку та експериментального дослідження дозволяє зробити висновок, що похибка розрахунку частоти зростає із збільшенням відношення ширини повітряного шару h до товщини базового резонатора g , а також із збільшенням діелектричної проникності базового резонатора.

РОЗДІЛ 3

ПЛАНАРНІ КЕРОВАНІ ЧАСТОТНОСЕЛЕКТИВНІ СТРУКТУРИ НВЧ

Покращення характеристик та параметрів діелектричних приладів НВЧ можливе не тільки за рахунок вдосконалення електрофізичних властивостей матеріалів, але і за рахунок використання спеціальних конструкцій самих діелектричних структур.

Тому для розширення потенціальних можливостей ДР і пристроїв на їх основі необхідне проведення подальших робіт з пошуку та комплексного дослідження конструкцій частотноселективних пристроїв НВЧ з розширеними функціональними можливостями. Актуальними є проблеми перестроювання резонансних частот при збереженні високої добротності, високої термостабільності, розрідження спектру власних коливань, отримання та зняття вироджених коливальних мод.

Одним із шляхів розв'язку цих задач є використання складених діелектричних структур, в тому числі багатошарових діелектричних структур. В таких структурах окрім основної області, яка значною мірою визначає резонансні властивості системи, існують також області сторонніх включень у вигляді пластин, повітряних зазорів і т.і., які спотворюють поле діелектричного резонатора та можуть суттєво впливати на параметри структури.

Такі структури умовно можна віднести до макротекстурованих композитних матеріалів, у яких розміри неоднорідності порівнянні з довжиною хвилі або перевищують її.

3.1. Методи розрахунку параметрів макротекстурованих композитних систем

Одним із перспективних шляхів створення керованих резонансних пристроїв НВЧ є використання макротекstur, в яких, окрім основної області, існують також області сторонніх включень у вигляді пластин, повітряних зазорів и т.і., які спотворюють поле діелектричного резонатора і можуть суттєво впливати на параметри структури. При цьому важливим є питання про характер впливу неоднорідності на поле структури і, як результат, на резонансні властивості макротекстури. Для того щоб відповісти на це питання необхідно знайти розподіл електричних и магнітних полів макротекстурованої системи при резонансі. Математично ця задача зводиться до розв'язку системи рівнянь Гельмгольца (3.1), при відповідних умовах на межах неоднорідності (3.2) [3, 4].

$$\begin{aligned}\nabla^2 \Gamma_i^e + \varepsilon_i \mu_i k^2 \Gamma_i^e &= 0 \\ \nabla^2 \Gamma_i^m + \varepsilon_i \mu_i k^2 \Gamma_i^m &= 0,\end{aligned}\tag{3.1}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{n} \times (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) &= 0 \\ \mathbf{n} \cdot (\mathbf{E}_1 \varepsilon_1 - \mathbf{E}_2 \varepsilon_2) &= \rho_{cs} \\ \mathbf{n} \times (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) &= \mathbf{j}_s \\ \mathbf{n} \cdot (\mathbf{H}_1 \mu_1 - \mathbf{H}_2 \mu_2) &= 0\end{aligned}\tag{3.2}$$

де Γ_i^e, Γ_i^m - електричний і магнітний вектора Герця в i -й області резонансної системи;

\mathbf{E}, \mathbf{H} – вектори електричного та магнітного полів відповідно;

$\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – діелектричні проникності на межах розділу областей резонансної системи;

μ_1, μ_2 – магнітні проникності на межах розділу областей резонансної системи;

\mathbf{n} – вектор нормалі до поверхні розділу областей;

\mathbf{j}_s – компонента густини струму нормальна по відношенню до межі розділу областей;

ρ_{cs} – поверхнева густина заряду на межі розділу областей.

Загальний розв’язок (3.1), (3.2) визначає дві хвилі. Одна з них іде на нескінченність, а інша приходить із нескінченності. Однак, оскільки джерела електромагнітного поля на нескінченності відсутні, то розв’язок, який містить хвилю що приходить з нескінченності, необхідно відкинути, як такий, що не відповідає фізичній природі розглянутих явищ. Розв’язок, що описує хвилю, яка іде на нескінченність, повинен задовольняти умові випромінювання Зомерфельда. Дотримання даної вимоги необхідно для забезпечення однозначності розв’язку задачі. Ця умова, для будь-якого розв’язку однорідного рівняння Гельмгольца ν , записується у вигляді співвідношення [3, 4]:

$$\lim_{r \rightarrow \infty} \left(r^\tau (dv/dr + jkv) \right) = 0, \quad (3.3)$$

де r – відстань від початку координат до точки спостереження;

τ – параметр ($\tau=1$ для тривимірного простору і $\tau=0.5$ для двомірного простору).

З (3.3) випливає, що при $r \rightarrow \infty$ вирази для векторів електромагнітного поля повинні мати асимптотичну форму $E, H \sim \exp(-jkr) / r^r$.

Наявність симетрії розглянутих систем дозволяє спростити розв'язок задач, оскільки площини симетрії поля можуть бути замінені або електричними стінками з граничними умовами на них

$$E \times n = 0, \quad H \bullet n = 0, \quad (3.4)$$

або магнітними стінками з граничними умовами на них

$$E \bullet n = 0, \quad H \times n = 0. \quad (3.5)$$

Використання умов (3.4, 3.5) на площинах симетрії дозволяє зменшити розміри і спростити форму області в якій розраховується електромагнітне поле, а також одержати розв'язок з заздалегідь заданими властивостями симетрії.

Розв'язок цієї задачі, при вказаних умовах на межах, для різних типів неоднорідностей показав, що найбільш ефективно на характеристики резонансної системи впливають включення, які реалізують ступінчасту зміну діелектричної та/або магнітної проникності у напрямі перпендикулярному до ліній електричного та магнітного поля відповідно. Такі включення приводять до розриву ліній електричного та/або магнітного поля відповідно, що і зумовлює їх вплив на резонансні властивості таких структур. Це можуть бути включення у вигляді шарів сегнетоелектричних, фероелектричних матеріалів чи повітряного зазору зі змінною товщиною [76,77].

Самим простим, але дуже важливим випадком, в цьому сенсі, є випадок двох діелектриків, один із яких - повітря (з діелектричною проникністю $\epsilon_1 = 1$ и тангенсом кута діелектричних втрат $\tan \delta_1 = 0$). Другим діелектриком може бути кристалічний або керамічний матеріал з $\epsilon_2 = 1 \dots 1000$.

Спочатку розглянемо хвильовод, частково заповнений діелектриком, як показано на рис. 3.1 (а), коли зазор утворюється між зразком і вузькою стінкою хвильоводу [52, 53, 78-80].

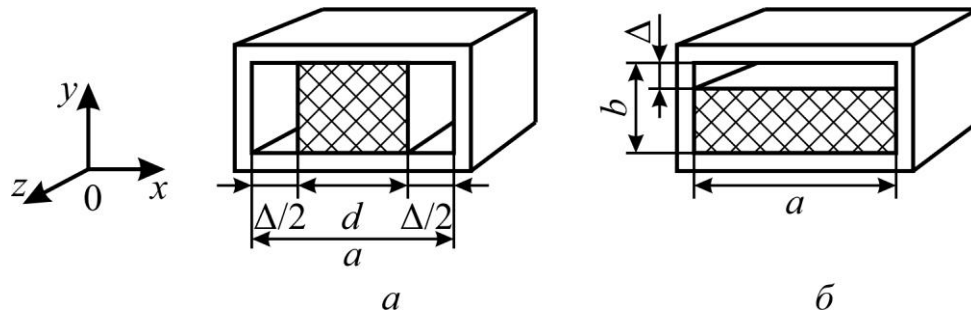


Рис. 3.1. Частково заповнені хвильоводи з вертикальним (а) і горизонтальним (б) розташуванням шарів діелектрика [52]

Розрахунок такої системи важливий для точного вимірювання характеристик діелектричного матеріалу, оскільки важко реалізувати щільний контакт вимірюваного матеріалу до стінок хвильоводу.

Для розрахунку розподілу електромагнітного поля в даному випадку необхідно застосувати додаткові граничні умови у вигляді рівності тангенційних компонент електромагнітного поля на межах повітря - діелектрик. Якщо зробити припущення, про симетричне розташування зразка всередині хвильоводу, то для зменшення числа невідомих можна використати умову магнітної стінки на вертикальній площині симетрії хвильоводу. В кінцевому підсумку задача зводиться до розв'язку наступного нелінійного рівняння відносно комплексної сталої поширення:

$$\beta_{xa} \cot\left(\beta_{xa} \frac{\Delta}{2}\right) - \beta_{x\epsilon} \tan\left(\beta_{x\epsilon} \frac{a - \Delta}{2}\right) = 0, \quad (3.6)$$

де Δ сумарний розмір повітряного зазору;

a – розмір широкої стінки хвильоводу;

$\beta_{xa} = \sqrt{k^2 - \gamma^2}$ – поперечне хвильове число в області заповненій повітрям;

$\beta_{xe} = \sqrt{\varepsilon^* k^2 - \gamma^2}$ – поперечне хвильове число в діелектрику;

γ – стала поширення.

Розділяючи дійсну та уявну частини отримаємо систему з двох нелінійних рівнянь, яку можна розв'язати методом Ньютона.

На рис. 3.2 показані результати розрахунку для випадку частоти 10 ГГц за різних значень проникності діелектрику в залежності від величини зазору.

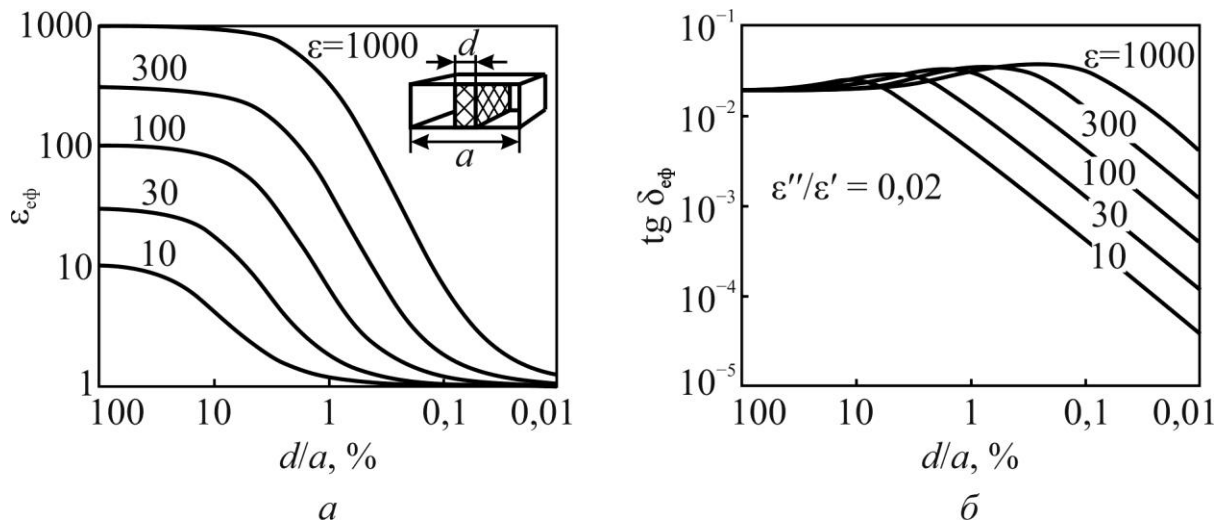


Рис. 3.2. Вплив повітряного зазору між зразком і вузькими стінками хвильоводу [52]

Очевидно, що зазор в кілька десятків мікрон, який є типовим при хвильоводних вимірюваннях, слабо впливає як на значення діелектричної проникності, так и на втрати, та зі збільшенням діелектричної проникності вплив зменшується. Це дозволяє проводити вимірювання характеристик зразка, який заповнює лише центральну частину хвильоводу.

Наступний важливий випадок показано на рис. 3.1, б, коли зазор виникає між зразком і широкою стінкою хвильоводу. Аналогічним чином задача може бути зведена до системи нелінійних рівнянь:

$$\beta_{ya} \operatorname{tg}(\beta_{ya} - \Delta) + \beta_{y\varepsilon} \operatorname{tg}(\beta_{y\varepsilon}(b - \Delta)) = 0, \quad (3.7)$$

де b – висота вузької стінки хвилеводу;

$\beta_{ya} = \sqrt{k^2 - \gamma^2 - \beta_x^2}$ – поперечне хвильове число в області, заповненій повітрям;

$\beta_{y\varepsilon} = \sqrt{\varepsilon^* k^2 - \gamma^2 - \beta_x^2}$ – поперечне хвильове число в діелектрику;

$\beta_x = \pi/a$ – поперечне хвильове число нижчої моди.

Результати розрахунку для цього випадку приведені на рис. 3.3.

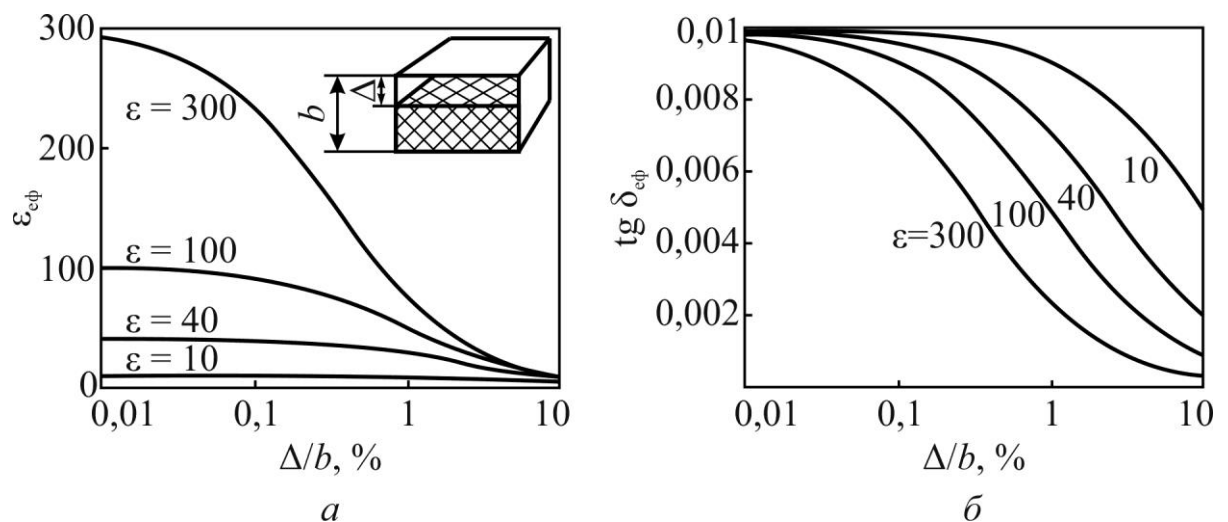


Рис. 3.3. Вплив повітряного зазору між зразком і широкою стінкою хвилеводу [52]

Видно, що в даному випадку, присутність зазору помітно впливає на результат вимірювань як діелектричної проникності, так и втрат.

Результати, отримані при розв'язку розглянутих задач, лягли в основу розробки керованих макротекстурованих композитних резонансних систем, а також методів вимірювання НВЧ характеристик матеріалів.

3.2. Методи реалізації керування параметрами макротекстурованих композитних систем

При проектуванні керованих пристроїв необхідно виконувати ряд вимог, які враховують особливості їх функціонування, таких як:

1. Допустимі межі зміни ширини полоси пропускання при перестроюванні з нижчої частоти діапазону на верхню.
2. Допустимі зміни рівня пульсацій при перестроюванні частоти.
3. Допустимий рівень втрат у полосі пропускання і гарантованого пропускання в полосі затримки у всьому діапазоні перестроювання частоти.
4. Забезпечення необхідного закону зміни частоти і фази сигналу у заданому діапазоні перестроювання частоти.
5. Простота і надійність керуючого пристрою.
6. Оптимальність масо-габаритних показників керуючого пристрою.
7. Стійкість керуючого пристрою до механічних, кліматичних та інших впливів.
8. Величини технологічних допусків при виготовленні керуючого пристрою, тощо.

Аналіз наведених вище вимог дозволяє зробити висновок, що успіх реалізації керованого пристрою НВЧ значною мірою залежить від його ступеня складності і технологічних можливостей виробництва. При цьому важлива роль припадає на модернізацію існуючих і пошук нових, більш ефективних способів керування характеристиками сигналу.

Нами було показано, що для реалізації керування параметрами макротекстурованих композитних систем необхідно включати в їх структуру динамічну неоднорідність з керованими параметрами, яка могла б ефективно впливати на параметри всієї композитної системи [76, 77].

Як було показано в підрозділі 3.1 найбільш ефективними, з точки зору впливу на характеристики резонансної системи, є включення, які реалізують ступінчасту зміну діелектричної та/або магнітної проникності у напрямі

перпендикулярному до ліній електричного та магнітного поля відповідно. Це можуть бути включення у вигляді шарів сегнетоелектричних, фероелектричних матеріалів, повітряного зазору зі змінною товщиною тощо. Зміна електродинамічних характеристик такої неоднорідності фактично еквівалентна зміні її хвильового опору, що приводить до зміни хвильового опору всієї композитної системи.

Всі способи керування характеристиками динамічної неоднорідності за принципом дії можна умовно розділити наступним чином:

- $C(E)$: керування ємністю за допомогою електричного поля;
- $\epsilon(E)$: керування діелектричною проникністю за допомогою електричного поля;
- $\epsilon(\Phi)$: оптичне керування діелектричною проникністю;
- $\mu(H)$: керування магнітною проникністю за допомогою магнітного поля;
- $\epsilon(E), \mu(H)$: комбіноване магнітно-електричне керування;
- $\sigma(E), \sigma(\Phi)$: керування провідністю за допомогою електричного поля, освітлення тощо, в тому числі використовуючи активні напівпровідникові елементи;
- Δ : керування ефективною проникністю системи за рахунок зміни її геометрії.

Електричний спосіб керування ємністю засновано на включенні в коливальний контур напівпровідникового елементу, ємність якого визначається зовнішнім електричним полем [72].

Керування діелектричною проникністю засновано на включенні в коливальний контур нелінійного сегнетоелектрика, діелектрична проникність якого визначається зовнішнім електричним полем. Системи на основі нелінійних сегнетоелектриків мають обмеження по частоті (30...40) ГГц внаслідок сильного зростання втрат на більш високих частотах [72].

Іншим способом керування діелектричною проникністю за допомогою електричного поля є використання рідких кристалів [81]. Керування ґрунтоване на залежності коефіцієнту заломлення (a значить i діелектричної

проникності) рідких кристалів від прикладеного поля. Цей спосіб дозволяє змінювати діелектричну проникність в широких межах, однак такі матеріали мають високий рівень втрат в НВЧ діапазоні.

Оптичне керування реалізується на основі світлочутливої кераміки [82], яка під дією світла може змінювати діелектричну проникність. Однак такі керамічні матеріали мають низьке значення діелектричної проникності та великі втрати.

Магнітне керування зумовлене залежністю частоти феромагнітного резонансу, від напруженості магнітного поля, яка визначається силою струму в котушці керуючого електромагніту. Суттєвим недоліком даного методу є великі габаритні розміри та маса керуючої системи через наявність електромагніту [83,84].

Останнім часом широко використовують комбіновані методи керування, в яких одночасно використовують і електричне керування діелектричною проникністю і магнітне керування магнітною проникністю. Такі методи дозволяють отримати більший діапазон керування параметрами системи, але при цьому їм властиві також і недоліки обох базових методів [85-86].

Керування провідністю за допомогою електричного поля, освітлення та інших чинників засноване на залежності провідності напівпровідників та напівпровідникових приладів (діодів, транзисторів і т.і) від різних чинників. Основними недоліками цих методів є погіршення добротності системи при підвищенні провідності керуючого елемента, невеликий діапазон перестроювання резонансних частот [87-91].

Останнім часом для керування резонансними частотами електродинамічних систем використовують електромеханічний спосіб керування, який є досить результативним при використанні методів керування ефективною проникністю системи за рахунок зміни її геометрії шляхом взаємного переміщення частин керованої системи [92-102]. В цьому випадку в якості керуючого елемента використовують електромеханічні системи керування на основі п'єзоактюаторів, MEMS систем і т.і.

3.2.1 Пристрої засновані на керуванні магнітною проникністю феритів

В керованих пристроях НВЧ діапазону необхідно керувати параметрами сигналу: змінювати фазу коливань та площину поляризації хвилі, поглинати потужність потоку тощо. В багатьох типах НВЧ пристроїв в якості керуючого елемента використовують елементи виготовлені з НВЧ феритів і деяких немагнітних активних діелектриків [103, 104]. Керувати характеристиками перших можна за допомогою магнітного поля, а характеристиками других – за рахунок електричного поля.

Практичне використання феритів НВЧ засновано на:

- а) магнітооптичному ефекті Фарадея;
- б) ефекті феромагнітного резонансу;
- в) залежності магнітної проникності фериту від величини зовнішнього магнітного поля.

Магнітооптичний ефект Фарадея проявляється як обертання площини поляризації високочастотних коливань у намагніченому зовнішнім полем фериті. При цьому можна отримати різні кути обертання площини поляризації.

Феромагнітний резонанс має місце при співпаданні частоти зовнішнього (збуджуючого) поля з власною частотою прецесії електронних спинів. Частотою прецесії можна керувати за допомогою постійного керуючого поля підмагнічення. За умови резонансу відбувається різке зростання поглинання енергії електромагнітної хвилі, яка розповсюджується по хвилеводу у зворотному напрямі; вплив на хвилю, яка розповсюджується по хвилеводу у прямому напрямі значно менший. В результаті реалізується високочастотний вентиль. Найбільш явно розглянутий ефект проявляється у випадку, коли вектори напруженості змінного збуджуючого поля і постійного поля підмагнічування взаємно перпендикулярні.

Якщо частоту змінного поля підтримувати постійною, а напруженість підмагнічуючого поля H змінювати, то вентильні властивості фериту будуть

мати місце у досить вузькому інтервалі напруженостей постійного поля. Цей інтервал називається шириною лінії феромагнітного резонансу. Із зменшенням величини H , поглинання електромагнітної енергії зростає, що позитивно впливає на характеристики ряду НВЧ-пристроїв (антенних перемикачів і циркуляторів, які використовують для розподілення енергії між окремими хвилеводами; фазообертачів; фільтрів; модуляторів і інших).

Окрім вимоги вузької лінії резонансу до феритів НВЧ висувають цілий ряд інших вимог. Основними з них є:

1. Високий рівень чутливості матеріалу по відношенню до керуючого поля (можливість здійснення керування за допомогою відносно слабкого керуючого поля).
2. Високе значення величини об'ємного питомого опору ($10^6 - 10^8$ Ом·м) і мінімально можлива величина тангенсу кута діелектричних втрат ($10^{-3} \dots 10^{-4}$), а також мінімально можливі магнітні втрати поза областю резонансу.
3. Температурна стабільність властивостей і максимально можливе значення температури Кюрі.

В окремих випадках до фериту висувають і додаткові вимоги, які можуть бути досить суперечливими. Більшість вимог вдається задовольнити при використанні магній-марганцевих феритів з великою долею оксиду магнію.

Розглянемо, наприклад, характеристики сучасних керованих фільтрів на основі монокристалів феритів. Принцип роботи феритового полосопропускаючого фільтру (ППФ) базується на різкому збільшенні коефіцієнту зв'язку НВЧ лінії передавання з феритовим резонатором внаслідок прецесії вектора магнітного моменту феритового резонатора при феромагнітному резонансі і, як наслідок, передачі за рахунок цього ефекту енергії електромагнітних коливань з входу фільтру на вихід.

Однорезонаторний ППФ на феритовому резонаторі представляє собою вхідну і вихідну коаксіальні лінії, які за допомогою взаємно ортогональних

петель зв'язку пов'язані з феритовим резонатором. Якщо резонатор не намагнічений, то енергія НВЧ-поля не буде передаватися із вхідної лінії у вихідну внаслідок ортогонального розташування петель зв'язку.

При підведенні НВЧ-поля до вхідної петлі спіновий момент підмагніченого монокристалу почне прецесувати навколо вектора H_0 постійного магнітного поля відхиляється від площини другої петлі і, відповідно, індукує в ній поле НВЧ. За умови феромагнітного резонансу на вихід фільтру передається максимальна частка вхідної потужності.

Окрім петель, в якості елементів зв'язку можуть бути використані напівпетлі, отвори у діафрагмах і т. д. ЗІГ-резонатор розміщують таким чином, щоб забезпечити необхідний зв'язок як з вхідною, так і з вихідною лініями передавання. Найбільшого коефіцієнту зв'язку резонатора з цими лініями можна досягти при установці резонатора у області максимуму магнітного поля НВЧ.

Діапазон переналаштування таких фільтрів може сягати кількох октав. Верхня межа діапазону визначається максимальним значенням H_0 , яке залежить від конструкції магнітної системи, а нижня межа - значенням H_0 , при якому настає насичення намагніченості, яке залежить від матеріалу резонатора і його форми. Крутизна переналаштування фільтру лежить в межах від одиниць до десятків мегагерц на міліампер. Наразі є реальним створення керованих фільтрів на монокристалах феритів на частоти від 0,1 до 90 ГГц [103].

Полоса пропускання феритових фільтрів залежить від кількості резонаторів, їх власних добротностей, орієнтації монокристалів відносно зовнішнього магнітного поля, ступеня зв'язку резонаторів з лініями передавання, робочої частоти і складає десятки мегагерц. Зі збільшенням кількості резонаторів полоса пропускання збільшується. Мінімальні внесені втрати у полосі пропускання в основному визначаються ступенем зв'язку резонаторів з лініями передавання і складають 0,5 та 6...8 дБ для однорезонаторних і багаторезонаторних фільтрів відповідно. Час пере

налаштування фільтрів зазвичай складає одиниці - десятки мілісекунд. Фільтри на феритах зберігають лінійність за потужностей 0,01...0,10 Вт.

Рівень частотної селективності феритових ППФ із петлями зв'язку характеризується величиною внесеного затування при розстройці на ширину полоси пропускання. Величина внесеного затування приблизно складає $6N$ дБ, де N – кількість резонаторів. При знятті підмагнічування фільтр вносить велике затування: від 30 дБ для однорезонаторних фільтрів і до 80...90 дБ – для 4-резонаторних.

Використання феритових фільтрів у крупносерійному виробництві ускладнене такими факторами як наявність гістерезису характеристик $f_0 = f(H_0)$, низькою температурною стабільністю, що приводить до необхідності використання термостатування, інерційністю пере налаштування, необхідністю використання стабілізованих джерел живлення, існуванням паразитних резонансних частот, залежністю резонансної частоти від орієнтації ЗІГ, великим розкидом параметрів внаслідок неточності виготовлення петель зв'язку, чутливістю до неузгодження навантажень. Однак перелічені фактори не завадили створенню практичних пристроїв, які мають діапазон пере налаштування частоти від октави і більше [104].

Наразі у зв'язку з використанням інтегральної технології для створення НВЧ пристроїв стало актуальним створення планарних пристроїв на магнітостатичних хвилях. Для створення таких пристроїв на полікорову підкладенку методом епітаксії наноситься плівка ЗІГ над якою розміщується робоча область (мікросмужкова структура).[105]

НВЧ пристрої з магнітним керуванням мають унікально широку полосу пере налаштування частоти, однак мають високий рівень втрат і потребують магнітної системи керування, що призводить до значного енергоспоживання, необхідності температурної стабілізації і, як наслідок до великих габаритів і маси.

3.2.2 Пристрої засновані на керуванні провідністю напівпровідників і проникністю сегнетоелектриків

Електронне керування використовують там, де головною вимогою є висока швидкість керування параметрами НВЧ сигналу.

Електронні керуючі елементи безпосередньо впливають на НВЧ сигнал в лінії передавання. Тому властивості керуючого елемента фактично визначають характеристики пристрою на його основі. Напівпровідникові і сегнетоелектричні керуючі пристрої використовують при потужностях сигналу в одиниці ват. Пристрої на спеціальних р-і-п діодах здатні працювати при потужностях до 1 кВт.

Для плавного або дискретного керування використовують Напівпровідникові пристрої і сегнетоелектрики. Вони мають малу масу та габарити, достатньо великий строк служби, високу надійність, високу швидкодію і низьке енергоспоживання керуючих кіл. За способом впливу на частоту резонаторів їх можна умовно розділити на дві групи: нелінійні елементи, керовані напругою, та комутуючі напівпровідникові пристрої.

Елементи першою групи дозволяють реалізувати плавне керування резонансною частотою резонатора, а за допомогою елементів другої групи реалізують дискретне керування. До елементів першої групи відносять варикапи і сегнетоелектрики (вариконди); до елементів другої групи – р-і-п - діоди.

У напівпровідникових керуючих елементах зазвичай використовують три типи фізичних явищ: ударна іонізація, контактна інжекція та фотоінжекція. Дані елементи під дією освітлення чи прикладеного до них електричного поля, змінюють свій активний або реактивний опір (варистори чи варактори), що дає змогу керувати частотою, амплітудою і фазою НВЧ сигналу.

Залежність ємності р-п-переходу варикапа від керуючої напруги має вигляд:

$$C = \frac{A}{(\varphi_k + U)^n}$$

де A – постійна для даного переходу величина, яка визначається його площею, діелектричною проникністю напівпровідника і концентрацією електронів та дірок;

φ_k - контактна різниця потенціалів;

U – керуюча напруга;

n – константа, що дорівнює 1/3 для різких і 1/2 для плавних переходів.

У сегнетоелектричних керуючих елементах для керування частотою використовують залежність їх діелектричної проникності від зовнішнього електричного поля, прикладеного до сегнетоелектрика. Залежність ε від керуючого поля визначається виразом:

$$\varepsilon / \varepsilon_l = 1 / (1 + 6 \varepsilon_0^3 \varepsilon^2 \beta_0 E^2)$$

де ε_l – перший член розкладення у ряд за ступенями E ;

ε_0 – діелектрична проникність вакууму;

β_0 – коефіцієнт, який залежить від складу сегнетоматеріалу.

$$\varepsilon = \varepsilon^l + d\varepsilon/dE * E + \dots$$

Однак використання сегнетоелектриків для створення керованих фільтрів НВЧ обмежено значною дисперсією діелектричної проникності як за частотою, так і за температурою [106-108].

Основний недолік сегнетоелектричних керуючих елементів – низьке значення добротності керованих пристроїв НВЧ на їх основі. Тому

найчастіше їх використовують у довгохвильовій частині сантиметрового діапазону хвиль, де власні добротності резонаторів достатньо великі і додавання до резонансної системи менш добротного елемента не так критично.

Варактори і *p-i-n*-діоди використовують в якості елементів з керованою електрично ємністю у схемах керування частотою, у схемах ділення і множення частоти, у частотних модуляторах і керованих фазообертачах. Найчастіше варактори і *p-i-n*-діоди використовують у пристроях на основі мікросмужкових ліній передавання у якості підстроювальних елементів.

У роботах [109-112] показано використання варакторів для керування резонансною частотою ДР. Основний недолік таких пристроїв – залежність добротності резонансної системи від величини перестроювання резонансної частоти. Так при зміні частоти на 7,1 %, уже мало місце значне зниження добротності.

На рисунку 3.4 наведено конструкцію фільтру з використанням варакторів у якості керуючих елементів [113]. Дана схема забезпечила зміну резонансної частоти на 43 % однак при цьому має місце збільшення рівня внесених втрат в полосі пропускання з $-1,47$ дБ до -3 дБ, а також поява паразитної полоси пропускання в області нижчих частот ($< 0,5$ ГГц).

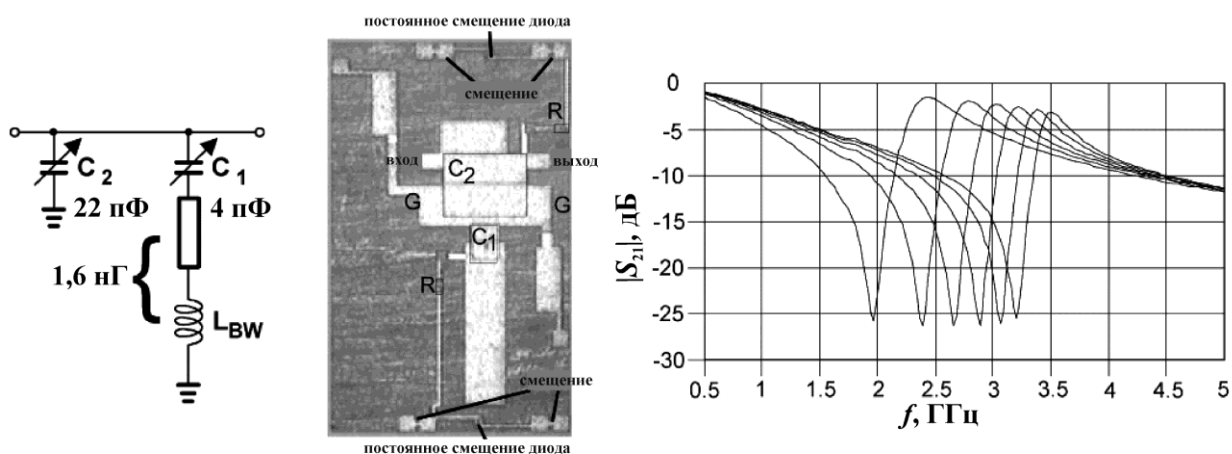


Рис. 3.4. Конструкція смуго-пропускного фільтру на варакторах, представленого в роботі [112], та його АЧХ

Аналогічна проблема зміни АЧХ фільтру при перестроюванні центральної частоти фільтру показана і в роботі [112]. При перестроюванні центральної частоти фільтру на 18 % величина втрат зменшується від величини (–6,6 дБ) до (–3 дБ), але при цьому змінюється АЧХ фільтру.

3.2.3 Керовані пристрої НВЧ на основі зміни конфігурації системи

При всіх своїх перевагах пристрої НВЧ з електронним керуванням поступаються пристроям з механічним та електромеханічним керуванням за своїми електричними характеристиками.

Механічне керування та електромеханічне керування резонансною частотою здійснюється шляхом зміни геометричних розмірів відрізка лінії передавання або шляхом зміни його ефективної проникності.

В методах керування ефективною діелектричною проникністю системи шляхом зміни її геометрії використовують взаємне переміщення частин керованої системи за допомогою механічних або електромеханічних систем керування (п'єзоактюаторів, МЕМС і т.і.).

Однак і такі системи мають ряд недоліків. Так наявність рухомих контактів призводить до появи шумів при перестроюванні резонансної частоти. Крім того задача механічного і електромеханічного керування частотою значно ускладнюється через необхідність забезпечення стабільності величини смуги пропускання і форми характеристики фільтру як у процесі перестроювання, так і при впливі зовнішніх дестабілізуючих факторів (температури, вібрації, вологості и т.і.).

Тому при розробці пристроїв НВЧ на основі зміни конфігурації системи основною вимогою є пошук оптимальних конструкцій, які здатні забезпечити простоту виготовлення, надійність та стабільність характеристик.

Подальший розвиток цього напрямку пов'язаний з розробкою конструкцій, з високою чутливістю резонансної частоти до зміни геометричних розмірів чи взаємного розміщення складових частин

конструкції, що з одного боку дозволить реалізувати електромеханічне керування при меншому діапазоні керуючих напруг, а з іншого боку підвищити швидкодію керування. Тому основним напрямком розвитку керованих пристроїв НВЧ на основі зміни конфігурації системи є розробка пристроїв з електромеханічним керуванням частотою.

Електромеханічні системи керування не знижують добротності НВЧ пристроїв, оскільки вони знаходяться за межами хвилеводу. Проте і у цих систем є серйозний недолік – низька швидкість керування. Але сучасні досягнення в МЭМС технологіях дозволяють поєднати переваги електромеханічного та електричного способів керування. Однак для цього необхідна висока чутливість резонансної системи до малих переміщень її компонент.

Це можна реалізувати, якщо має місце сильне збурення поля системи. Для цього повітряна неоднорідність (зазор) створюється таким чином, щоб переривати лінії електричного поля системи. Малі зміни ширини такого повітряного зазору приводять до суттєвому зміщенню резонансної частоти системи, зміні фази сигналу і т.і. Така система може розглядатися як композитний матеріал, який складається з двох компонентів: діелектрика та повітряного зазору. В цьому випадку зміна НВЧ характеристик може бути описана в термінах ефективної діелектричної проникності системи.

Ефективна діелектрична проникність зручна для опису пристроїв з *ТЕМ*-типом коливань, при якому постійна розповсюдження пропорційна $\sqrt{\epsilon_{ef}}$, однак вона також може бути використана для опису пристроїв з іншими типами коливань.

Досить цікавим з точки зору п'єзоелектричного керування частотою резонансних елементів є використання складених діелектричних резонаторів з поперечним діелектричним включенням, які мають надзвичайно високу чутливість резонансної частоти до зміни повітряного зазору між їх складовими частинами. В таких СДР область неоднорідності (повітряний

зазор між складовими частинами резонатора) обрана таким чином, щоб площа розділу була перпендикулярна силовим лініям електричного поля однорідного ДР. При цьому, якщо діелектрична проникність матеріалу СДР буде великою (більше 30), то зміна відстані між складовими частинами резонатора буде приводити до сильної деформації структури електромагнітного поля СДР, а значить і до значної зміни резонансної частоти. Так, для зміни резонансної частоти СДР на десятки процентів, взаємне переміщення складових частин резонатора повинно складати всього кілька процентів від поперечного розміру резонатора, що складає сотні мікрометрів в сантиметровому діапазоні довжин хвиль і на порядок менше в міліметровому. Такі переміщення дозволяють реалізувати різноманітні конструкції п'єзоелементів.

На практиці знаходять застосування два основних типи п'єзоелектричних мікропозиціонерів: біморфні (двошарові) та мультиморфні (багатошарові – пакетні) [99]. В першому випадку за рахунок поперечного п'єзоефекту збуджується згинаюча деформація двошарової п'єзокерамічної структури консольного або балочного типу. В консольному типі двошарового п'єзоелементу використовується переміщення незакріпленого кінця, а в балочному - середньої частини структури.

В мультиморфній структурі повздовжній п'єзоефект спричиняє товщинні деформації п'єзоелектричних пластин, з яких набрано пакетний мікропозиціонер. Переміщення тут залежить від величини напруги U , повздовжнього п'єзомодуля керамічного матеріалу d_{11} , з якого виготовлені п'єзокерамічні пластини, і від кількості N цих пластин [99]. Порівняно з мікропозиціонером біморфної конструкції, пакетний п'єзоелемент практично не схильний до впливу вібрацій і ударів, забезпечує пласкопаралельне переміщення об'єкту керування, хоча він складніший у виготовленні. Ще одною з переваг пакетної конструкції є більша швидкодія [99, 100].

Існуючі наразі електромеханічні мікропозиціонери на основі п'єзоелектриків зберігають роботу здатність по відношенню до керуючого

сигналу аж до першого резонансу. Із збільшенням робочої частоти керуючого сигналу деформаційний відгук має місце лише на частотах наступних резонансних мод коливань.

Дослідження характеристик п'єзоелектричного способу керування частотою СДР з поперечним повітряним зазором проводились на циліндричних резонаторах прямокутного, кругового и кільцевого перерізів, виготовлених з керамічних діелектричних матеріалів ТБНС ($\epsilon=81\pm3$; $TK\epsilon=7,5\cdot 10^{-6} K^{-1}$) і АЛТК ($\epsilon=40\pm1$; $TK\epsilon=2\cdot 10^{-6} K^{-1}$), в діапазоні довжин хвиль від 3 до 80 міліметрів. Конструкції досліджуваних фільтрів на основі СДР схематично представлені на рис. 3.5.

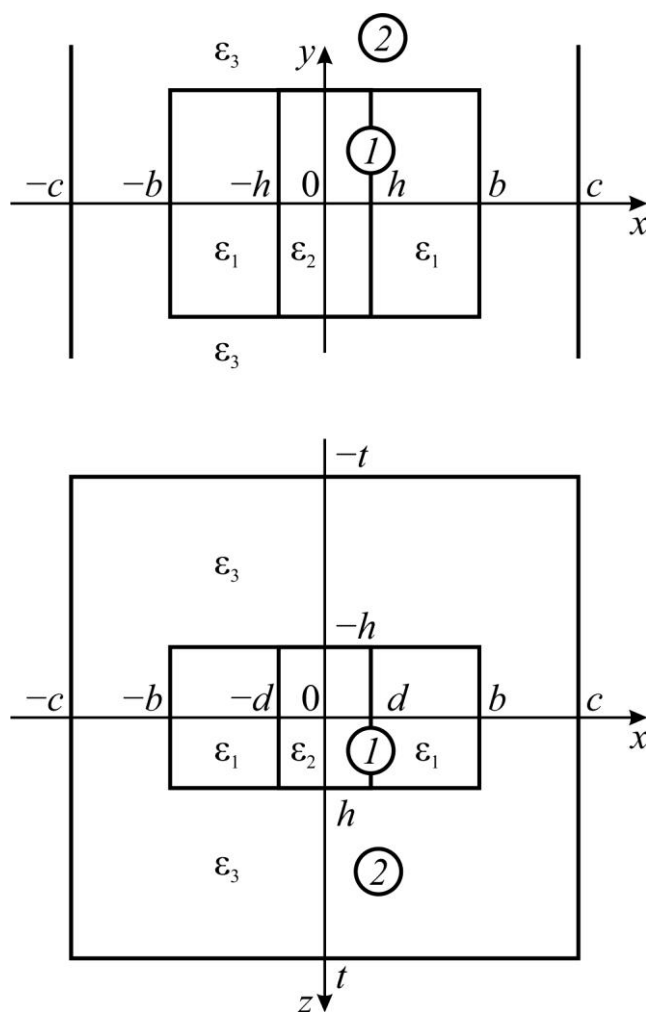


Рис. 3.5. Схематичне зображення фільтру на основі СДР з поперечним включенням [101]

В досліджуваних конструкціях резонатор розміщувався у центрі прямокутного металічного хвильоводу на підкладенці з матеріалу з низьким значенням діелектричної проникності таким чином, що його торцева поверхня була паралельна вузькій стінці хвильоводу, а площа розділу складових частин паралельна широкій стінці. При цьому використовувався нижчий магнітний тип коливань СДР, який збуджувався поперечною складовою НВЧ магнітного поля прямокутного хвильоводу шляхом забезпечення її співпадання з нормаллю до торцевої площини резонатора [101].

Форма АЧХ коефіцієнту проходження таких структур приблизно відповідає однорезонаторному режекторному фільтру. При аналогічному розміщенні СДР в позамежному хвильоводі формується АЧХ однорезонаторного смугопропускаючого фільтру. Для зміни резонансної частоти СДР штики в конструкціях, приєднувались до п'єзоелектричних мікропозиціонерів, розміщених за межами НВЧ-тракту.

В ході досліджень було проведено вимірювання власних добротностей (Q_0) СДР. Оскільки в матеріалах, які були використані для виготовлення, у досліджуваних діапазонах довжин хвиль має місце дисперсія тангенсу кута діелектричних втрат з закономірністю збереження постійності відношення $f_0/\text{tg}(\delta)$ [102], то величини вимірюваних добротностей зручно характеризувати величиною $Q_0 f_0$. Вимірювані значення цієї величини складали $(7...10) \cdot 10^{12}$ ГГц для резонаторів, виготовлених з ТБНС і $(4...6) \cdot 10^{13}$ ГГц для АЛТК. При зміні резонансної частоти від мінімально можливої до максимальної, величина $Q_0 f_0$ для всіх резонаторів мала максимум з перевищенням значення, яке відповідає найнижчій частоті, на 20...35% і не опускалась нижче значення, притаманного цілому ДР, з точністю до похибки вимірювань (4...7%).

Реалізовані смугозагороджуючі однорезонаторні структури режктують сигнал у відносній полосі 0,4...0,8% більш ніж на 35...40дБ, маючи при цьому КСВН не менше за 50 і втрати в полосі пропускання 0,2...0,7 дБ. При зміні керуючої напруги від 0 до 150 В відносне перестроювання частоти склало біля

30% для прямокутних і круглих СДР і біля 50% для кільцевих СДР практично без спотворення АЧХ резонансної системи (рис. 3.6).

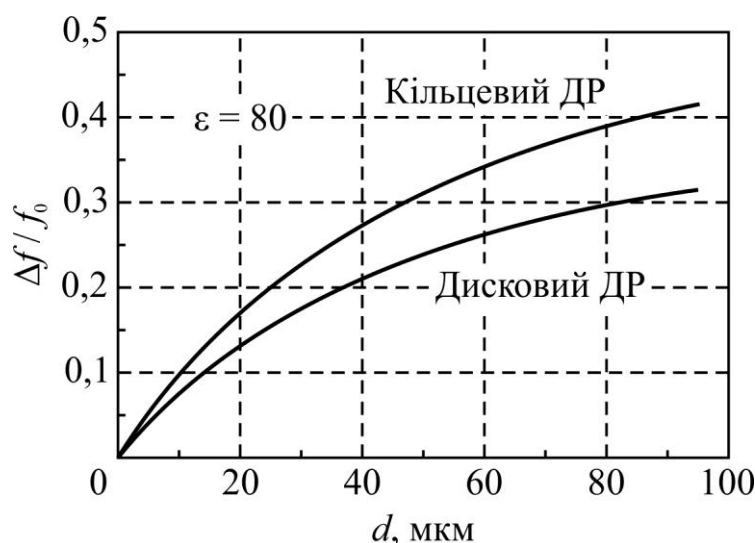


Рис.3.6. Залежність резонансної частоти СДР від відстані між складовими частинами резонатору (d) [95]

Смугопропускаючі однорезонаторні конструкції у відносній полосі пропускання 0,4...0,8% мають втрати 0,5...1 дБ, а при відстроюванні на 0,5% від резонансної частоти мають затухання 10...15 дБ. Затухання поза смугою пропускання склало не менше 30 дБ. Перестроювання центральної полоси при подачі на п'єзоелемент керуючої напруги при КСВН не більше 1,3 відбувалось без погіршення параметрів системи.

Крутизна перестроювання частоти у всіх розглянутих випадках з ростом робочої частоти змінювалась від 12 до 380 МГц/В (табл. 3.1). Швидкодія п'єзоелектричного керування частотою цілком визначалась динамічними властивостями вузла керування і залежить від форми та розмірів п'єзоелементів [95].

В проведених нами експериментальних дослідженнях швидкодія перестроювання резонансної частоти СДР визначалась на основі граничної частоти низькочастотного керуючого сигналу, після якої зміна частоти СДР не відбувалась. Збільшення швидкодії можна досягнути за рахунок

зменшення розмірів п'єзоелементів, а це веде до зменшення d чи збільшення U . Тому в кожному конкретному випадку обирається компромісний варіант.

Таблиця 3.1.

Результати дослідження однорезонаторних фільтрів Н-типу з
електромеханічним керуванням частотою [95]

Тип СДР	ε	f_n , ГГц	f_k , ГГц	d , мкм	U, В
Круг	80	3,5	4,7	250	120
Кільце	80	3,5	5,2	300	150
Прямокутник	80	9	11,8	150	70
Кільце	80	8	12,1	190	120
Кільце	40	17	26	130	125
Кільце	40	26	37	100	130
Круг	40	38	50	60	140
Прямокутник	40	60	79	25	50

Як уже відмічалось, розглянуті вище структури формують АЧХ коефіцієнта передачі, який відповідає однорезонаторним фільтрам. Покращення частотної селективності таких структур може бути досягнуто кількома шляхами. Перший пов'язаний із збільшенням числа СДР [95-97, 100-114].

Другий шлях покращення частотної селективності фільтрів полягає у використанні відповідних геометричних форм резонаторів, які забезпечують можливість існування в них двох вироджених поляризованих ортогонально видів коливань магнітного типу і збудження їх із зсувом по фазі на 90° , з одночасним забезпеченням рівності амплітуд коливань [95, 114]. Фізична реалізуємість цих умов найпростіше забезпечується при розміщенні ДР, які мають форму шару чи кубу, в області кругової поляризації НВЧ магнітного поля прямокутного хвилеводу (рис. 3.7). Характеристики частотної селективності таких фільтрів на одному ДР відповідають характеристикам дворезонаторної структури при чвертьхвильовому зв'язку ДР у режимі збудження одного нижчого типу коливань.

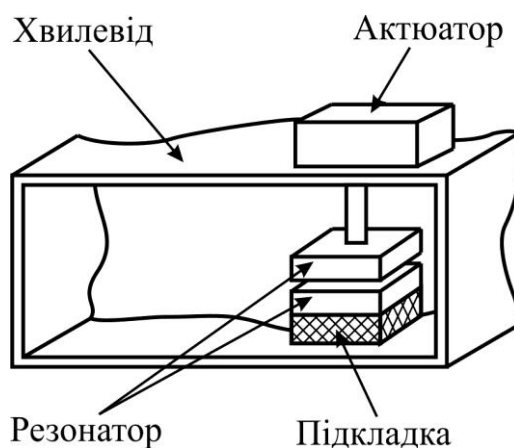


Рис. 3.7. Схематичне зображення однорезонаторного фільтру на основі двох ортогонально поляризованих вироджених коливань [95]

Якщо резонатор виконати у вигляді розділеного на дві половини діелектричного шару чи кубу і розмістити в області кругової поляризації магнітного поля прямокутного хвильоводу так, щоб площина розділу була паралельна широкій стінці хвильоводу, то пласкопаралельне переміщення одної частини шару або кубу відносно іншої буде приводити до синхронного перестроювання резонансних частот кожного з ортогональних коливань, а значить і всієї АЧХ із збереженням її форми (рис 3.8) [95].

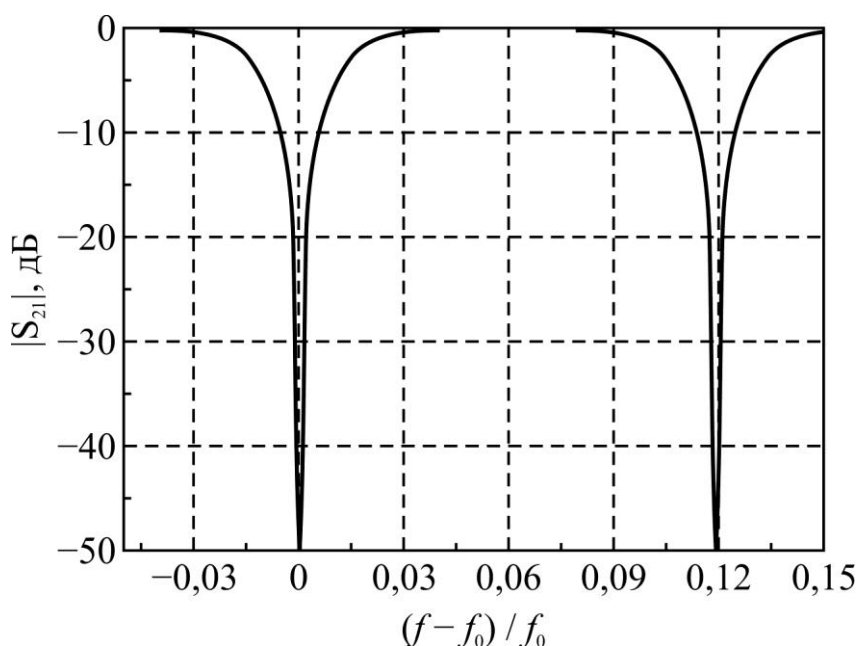


Рис. 3.8. Типова АЧХ фільтру на основі двох ортогональнополяризованих вироджених коливань при двох значеннях керуючої напруги [95]

Крім керованих фільтрів, в яких відбувається зміщення центральної частоти без зміни форми АЧХ, на основі СДР можуть бути створені фільтри з керованою формою АЧХ. Цього можна досягти використовуючи конструкції фільтрів на основі СДР з кількістю резонаторів два і більше за умови, що їх резонансні частоти змінюють несинхронно, або якщо частина резонаторів має незмінні частоти, а інша частина має керовані частоти. Найпростіше ця ідея реалізується у випадку смугопропускаючого фільтру, виконаного на основі розміщеної в прямокутному хвилеводі діафрагми з прямокутним і круглим отворами, в яких розміщені циліндричні ДР. При цьому один з ДР складається з двох напівциліндрів, відстань між якими регулюється за допомогою п'єзoeлектричного елемента, розміщеного поза трактом НВЧ [95, 115]. Резонатори розміщені так, що їхні повздовжні площини перпендикулярні (рис. 3.9). Один з резонаторів збуджується поперечною, а другий повздовжньою складовою НВЧ магнітного поля прямокутного хвилеводу з рівними амплітудами і зміщеними по фазі і в просторі на 90^0 . Це забезпечує збудження в резонаторах ортогональних коливань та формування АЧХ з підвищеною крутизною фронтів. При прикладенні до керуючого п'єзoeлектричного елемента напруги відбувається збільшення резонансної частоти одного з ДР, що веде до розширення полоси пропускання фільтру (рис. 3.10).

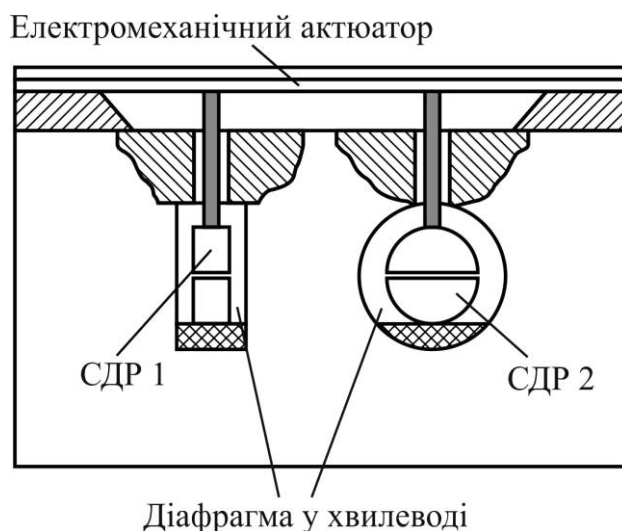


Рис. 3.9. Дворезонаторний фільтр з керованою формою АЧХ [95]

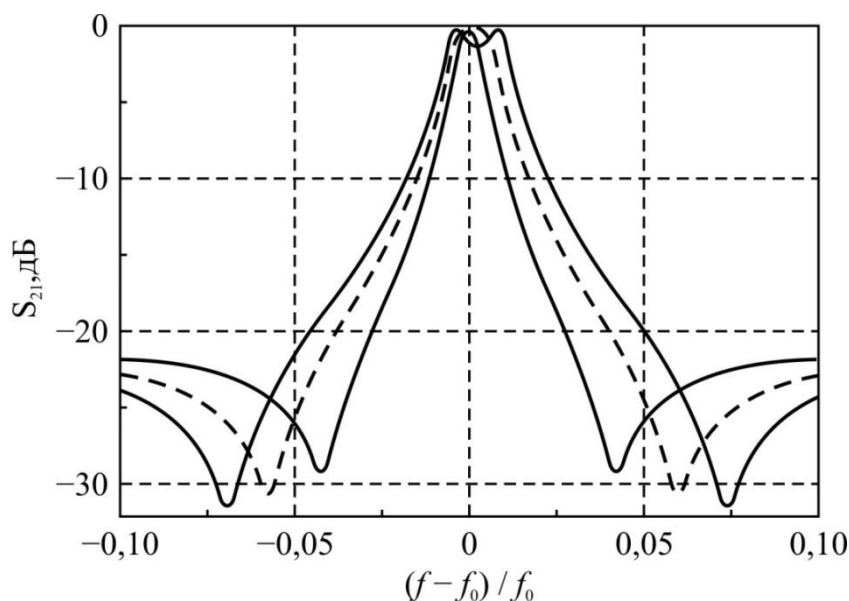


Рис. 3.10. АЧХ дворезонаторного смугопропускнуго фільтру з керованою смугою пропускання [95]

Однією з особливостей СДР з поперечним діелектричним включенням є відмінність впливу неоднорідності на резонансні частоти різних коливальних мод. За малих значень діелектричної проникності області включення (повітряний зазор) зміна ширини області діелектричного включення ефективно впливає на частоти лише тих мод, для яких у площині симетрії, паралельній площині розділу областей, реалізуються умови електричної стінки.

Це – моди, у яких вектор напруженості електричної складової поля перпендикулярний до цієї площини [101, 116]. Ефективність керування частотою при цьому збільшується з ростом діелектричної проникності основної області по відношенню до проникності області включення, при збільшенні товщини резонатора у порівнянні з його поперечними розмірами, а також з ростом порядку типу коливань. Резонансні частоти мод з протилежною симетрією поля слабо залежать від розмірів області включення.

Відмінність у чутливості частот різних типів коливань до зміни ширини області неоднорідності може приводити до виродження деяких

коливальних мод СДР за умови відповідних геометричних розмірів. Таке виродження має місце в круглих СДР для квазі- H_{018} і HE_{118} типів коливань в широкому діапазоні співвідношень поздовжніх і поперечних розмірів резонатора. Аналогічне виродження квазі- H_{118} та HE_{218} типів коливань спостерігається у прямокутному СДР. Так нами була досліджена конструкція, що складалася з відрізка металевого регулярного прямокутного хвилеводу з поперечним перетином 58x25, яка містила прямокутний СДР з повітряною неоднорідністю. Резонатор був виготовлений з керамічного матеріалу ТБНС ($\epsilon=80$). Розміри резонатора складали 10,1x5,05x2,8мм, а ширина повітряного зазору складала близько 165 мкм при частковому знятті виродження вищевказаних типів коливань. Така структура демонструє кращу селективність, порівняно з прямокутним ДР на H_{118} -типі коливань, а форма АЧХ коефіцієнту проходження, по суті, відповідає дворезонаторному режекторному фільтру.

Смугопропускні фільтри з розширеною смугою пропускання на основі СДР з виродженими коливаннями реалізують аналогічно [117]. Використання СДР в таких конструкціях полегшує налаштування резонаторів на задану частоту, зменшуючи вплив технологічного розкиду їх геометричних розмірів і діелектричної проникності. Таке налаштування, наприклад, може бути виконане за рахунок використання діелектричних (металічних) дисків, штирів чи гвинтів, а збудження та часткове зняття виродження коливальних мод – за рахунок зміни відстані між складовими частинами резонатора.

Різниця у чутливості резонансних частот різних мод до зміни розмірів області діелектричного включення дозволяє локально розрідити спектр власних коливань СДР. Розв'язок цієї задачі може бути пов'язаний з виведенням робочого типу коливань СДР в розріджену частину спектру. Це можливо у випадку, коли цей тип має непарну симетрію електромагнітного поля і, відповідно, може бути керованим за рахунок зміни ширини включення. У випадку парної симетрії електромагнітного поля

альтернативним шляхом розрідження спектру є переміщення сусідніх керованих коливань (з непарною симетрією електромагнітного поля).

Інша можливість розрідження спектру власних коливань СДР пов'язана з використанням металічних площин на межі розділу складових частин резонатора. Наявність металічного шару в площині симетрії СДР практично не збурює електромагнітне поле нижчого Н - типу коливань, однак, при відповідній орієнтації у НВЧ тракті заглушає НЕ- та Н- моди, оскільки для існування цих коливань на одній з площин симетрії повинні реалізуватися умови магнітної стінки. В прямокутному металічному хвилеводі металічна площина, яка знаходиться на межі розділу складових частин резонатора, повинна бути орієнтованою перпендикулярно до широкої стінки хвилеводу (тому такі конструкції отримали назву Е-площинні поперечні метало-діелектричні структури). Використання цього принципу дозволяє конструювати смугопропускні фільтри з розрідженим спектром.

В конструкції такого фільтру СДР установлюють по обидва боки металічної перегородки, яка перекриває весь поперечний переріз прямокутного металічного хвилеводу. З обох боків від торцевої поверхні СДР у металічній перегородці роблять отвори, які забезпечують зв'язок між складовими частинами резонатора по магнітній складовій поля. Така конструкція в сантиметровому діапазоні довжин хвиль забезпечує затухання в області режекції фільтру не менше за 30 дБ при рівні втрат в полосі пропускання не більше за 1дБ. Смугою пропускання фільтру можна керувати за рахунок зміни розмірів вікон у металічній перегородці, при цьому збільшення отворів приводить до розширення полоси пропускання. Відносна відстройка паразитної полоси пропускання може перевищувати 70%. Ще одною перевагою такої конструкції фільтру є кращі масо-габаритні показники, оскільки фільтр може бути реалізований у вигляді фланцю прямокутного хвилеводу. Можливе також формування АЧХ фільтру за рахунок зв'язку кількох резонансних структур в межах одного фланця.

Проведені дослідження можливості перестроювання АЧХ Е-площинних поперечних метало-діелектричних структур показали, що при зміні резонансної частоти однієї із складових частин резонатору зміщується центральна частота фільтру при практично незмінній ширині полоси пропускання. Це дозволяє зміщувати сформовану АЧХ фільтру за рахунок зміни резонансної частоти однієї з складових частин резонатору, що може бути легко реалізовано за рахунок мікрозміщень резонатора від металічної перегородки, або за рахунок переміщення діелектричної пластини поблизу резонатора. Електричне перестроювання таких фільтрів можна реалізувати також за рахунок введення до складу СДР сегнетоелектричних плівок або напівпровідникових елементів.

Ще одним типом макротекстурованих композитних структур можна вважати СДР з Е-типом коливань [118-121]. В цих структурах на межах резонатора в площинах паралельних широкій стінці хвилеводу нанесено метал таким чином, щоб подавити Н- та НЕ-типи коливань (рис. 3.11).

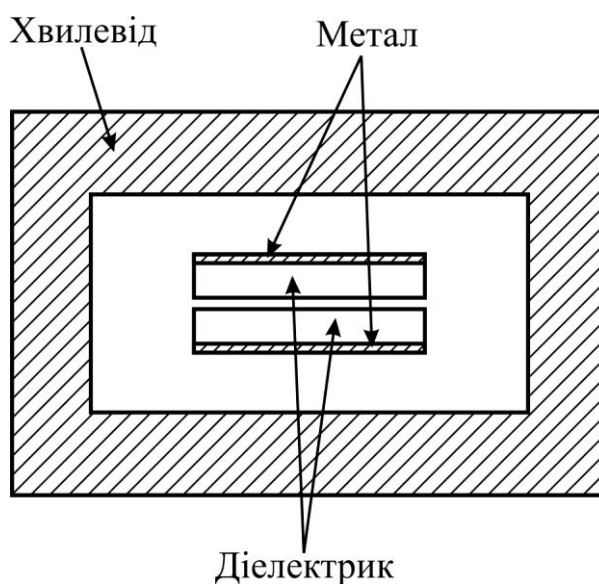


Рис. 3.11. СДР з Е-типом коливань в прямокутному хвилеводі

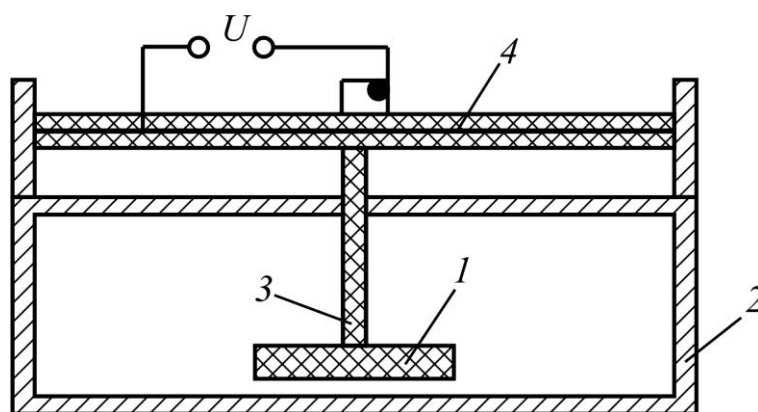


Рис. 3.12. Схематичне зображення керованого однорезонаторного фільтра:

- 1 – СДР;
- 2 – хвильовод;
- 3 – шток;
- 4 – п'єзоелектричний перетворювач

Дослідження характеристик п'єзоелектричного способу перестроювання частоти СДР з Е- типом коливань і повітряним зазором в ролі неоднорідності проводилися на циліндричних діелектричних резонаторах, виготовлених із керамічних діелектричних матеріалів АЛТК ($\epsilon \approx 41$), у сантиметровому діапазоні довжин хвиль. Конструкція досліджуваного фільтру на основі СДР схематично подана на рис. 3.12.

В цій конструкції резонатор 1 розташований посередині широкої сторони прямокутного металевого хвильоводу 3, 4, використовуючи нижню широку стінку хвильоводу як одну з металічних площин, так, що його торцева поверхня і площа повітряної неоднорідності (зазор між діелектриком та нижньою стінкою хвильоводу) були паралельні широкій стінці хвильоводу. У ролі другої металічної площини було використано шар срібла, нанесений на верхній торець резонатора.

Форма АЧХ коефіцієнта проходження таких структур приблизно відповідає АЧХ односекційного режекторного фільтру (рис. 3.13). При аналогічному розташуванні СДР у позамежному хвильоводі формується АЧХ односекційного смуго-пропускного фільтру. Для поліпшення характеристик

фільтрів на основі Е-структур можна скористатися тими ж методами, що і для структур Н-типу (див. вище).

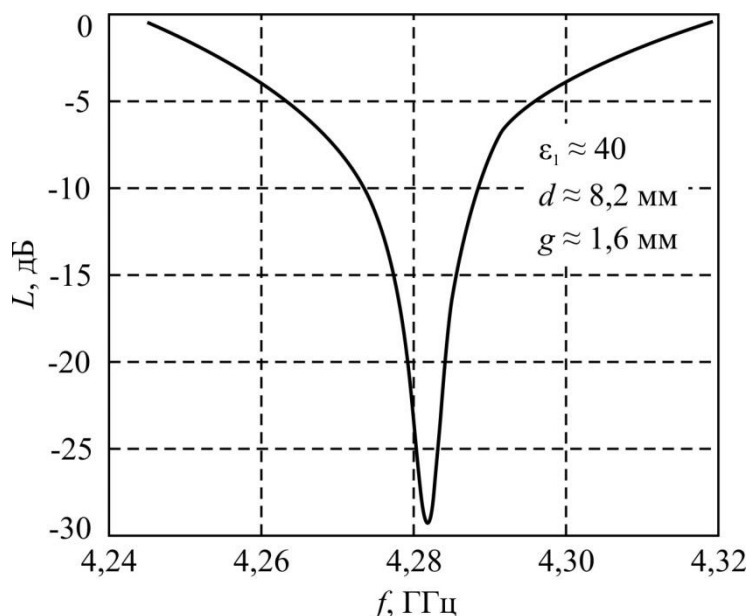


Рис. 3.13. АЧХ (S_{21}) однорезонаторної хвиеводної секції з п'єзоелектричним керуванням резонансною частотою при відсутності керуючої напруги

Реалізовані однорезонаторні структури смуго-затримуючих фільтрів, режктують сигнал більш ніж на 25 дБ, втрати в смузі пропускання до 1 дБ. За умови зміни керуючої напруги від 0 до 160 В відносно перестроювання частоти складає біля 25%, практично при збереженні форми АЧХ резонансної системи.

Перестроювання центральної смуги при подачі на п'єзоелемент керуючої напруги відбувалося без значного погіршення параметрів системи. (рис. 3.14)

Результати дослідження фільтрів з п'єзокеруванням на основі структур з Е-типом коливань наведено в таблиці 3.2. Зовнішній вигляд деяких з конструкцій керованих фільтрів на основі макротекстурованих композитних структур представлено на рис. 3.15.

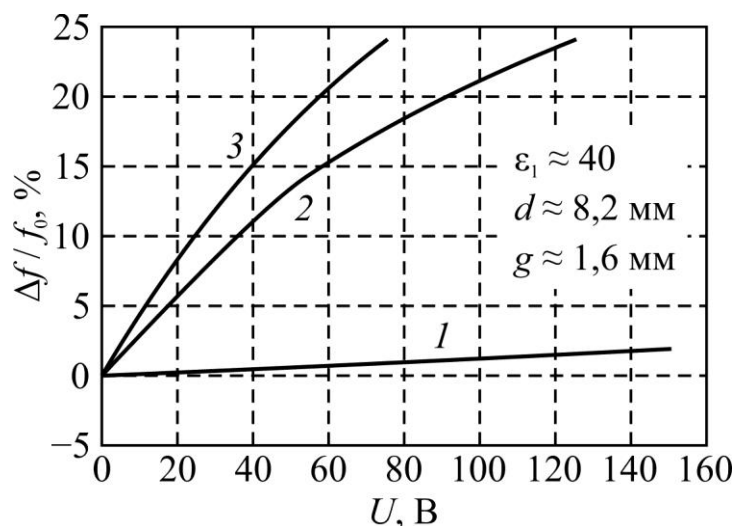


Рис. 3.14. Залежність відносного діапазону перестроювання резонансної частоти $\Delta f/f_0$ циліндричного СДР від керуючої напруги U на електродах п'єзокерамічних мікропозиціонерів:

- 1 – пакетної;
- 2 – біморфної балочної;
- 3 – біморфної консольної структури

Таблиця 3.2.

Результати дослідження одно резонаторних фільтрів Е-типу з електромеханічним керуванням частотою

СДР	ϵ_1	h, мкм	f_0 , ГГц	Δf , ГГц	U, В	Позиціонер	Розміри п'єзоелементу, мм
Пр	80	250	3.5	1,2	100	БК	50×6×1
Ц	80	250	3.5	1,2	120	ББ	80×6×1
Ц	40	250	4.4	1,1	100	БК	50×6×1
Ц	40	250	4.4	1,1	120	ББ	80×6×1
Пр	80	150	9	2,8	70	БК	40×5×0,5
Ц	40	60	38	12	140	ББ	20×5×0,5
Ц	40	2	38	0,9	150	П	5×5×20, N=90
Пр	40	25	60	19	50	ББ	20×5×0,5
Пр	40	2	60	3,2	150	П	5×5×20, N=90

Пр – прямокутна структура;

Ц – циліндрична структура;

БК – мікропозиціонер біморфної консольної структури;

ББ – мікропозиціонер біморфної балочної структури;

П – мікропозиціонер пакетної структури.

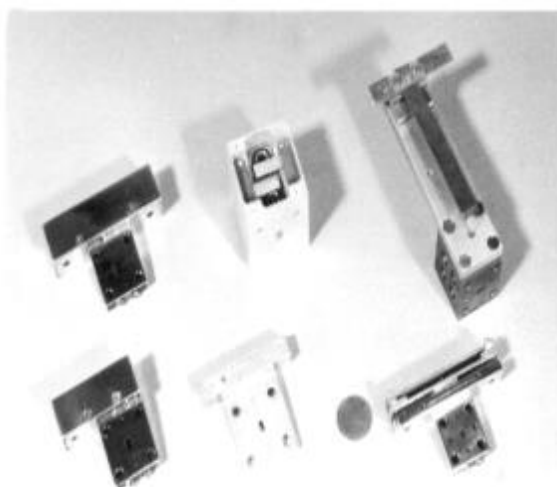
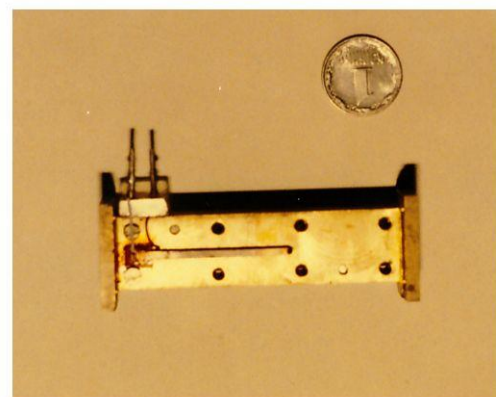
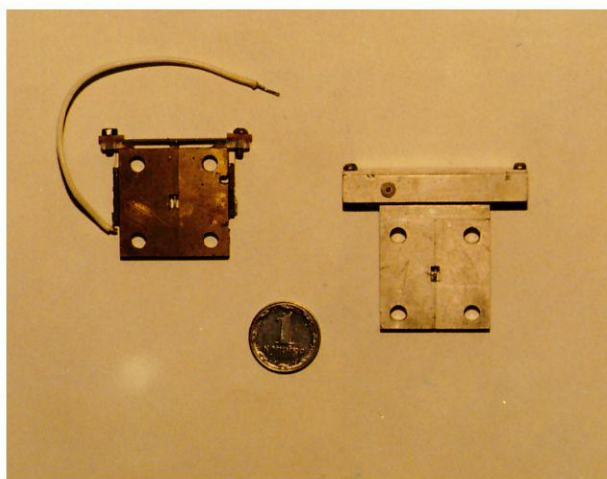
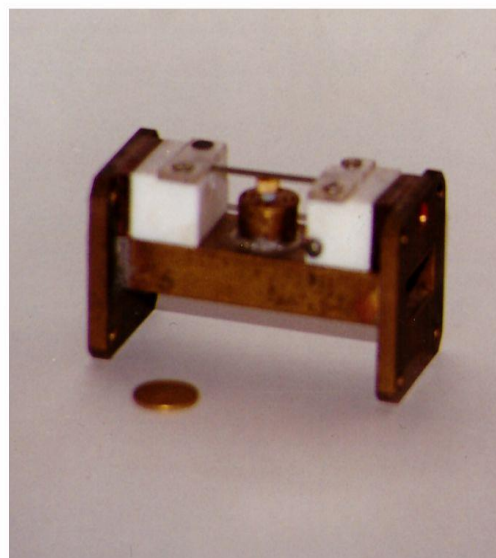
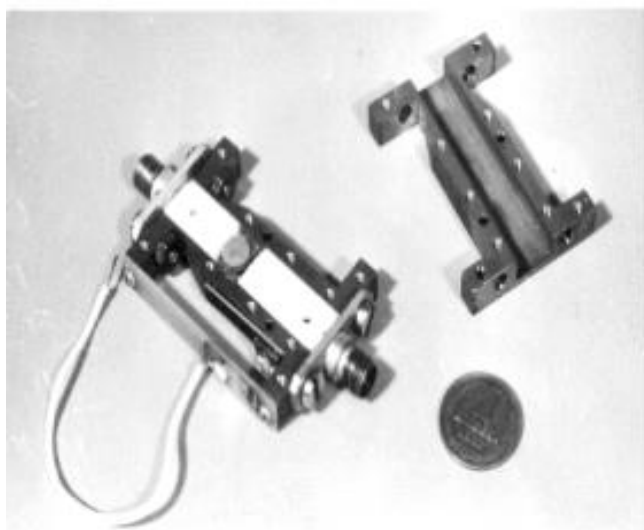


Рис.3.15. Конструкції фільтрів на основі макротекстурованих композитів

При розробці різних селективних пристроїв із п'єзоелектричним керуванням необхідно враховувати ряд факторів, зумовлених особливостями конструкцій та обмеженнями, які зумовлені властивостями п'єзоматеріалів:

- високою чутливістю до механічних навантажень (ударів, вібрацій);
 - низькою швидкістю п'єзоелементу;
 - наявністю електромеханічного гістерезису;
- низькою температурною стабільністю.

Гістерезисні явища, хоча і великі (20...30%), але вони можуть бути враховані, нормовані, скомпенсовані апаратно або вибором відповідного режиму керування, матеріалу і конструкції п'єзоелементу.

Для забезпечення точного позиціонування можна застосовувати засоби автоматичного регулювання на основі датчиків положення та переміщення, що дозволяє суттєво зменшити похибки позиціонування (до 0,05%).

Частотний діапазон п'єзоперетворювача обмежений його першою резонансною частотою (зазвичай це – сотні Гц для балочних і консольних структур і десятки кГц для пакетних структур), хоча не виключена можливість роботи і на частотах більш високих мод коливань в резонансному режимі. Проблема вібростійкості може бути вирішена вибором жорстких конструкцій п'єзоелектричних мікропозиціонерів (пакетної, біморфної з балочним кріпленням, використання армуючи шарів) та за рахунок конструктивних рішень системи керування, наприклад, переміщення кожної з частин СДР своїм мікропозиціонером таким чином, що результуючий повітряний зазор виникає за рахунок асинхронного переміщення (вібраційні впливи синхронно переміщують обидві частини СДР). При великих механічних навантаженнях може даватися ознаки крихкості п'єзокерамічного матеріалу. Ця проблема вирішується за рахунок використання армуючих шарів або шляхом використання інших п'єзоматеріалів (композитних, полімерних).

Також слід зауважити, що в керованих фільтрах на СДР крім п'єзоелектричних можна використовувати й інші електромеханічні рушії.

Головною перевагою таких структур є широкий діапазон зміни резонансних частот при збереженні високої добротності коливальної системи.

Зміна величини повітряного зазору СДР приводить не тільки до зміщення АЧХ коефіцієнтів відбивання та передавання відрізка лінії, яка містить СДР, але і до зміщення її фазочастотних характеристик. На основі даного принципу можна розробити керовані фазообертачі.

Найпростіший фазообертач відбивного типу реалізується при вмиканні СДР у короткозамкнену лінію передавання НВЧ. Для визначення ФЧХ такого фазообертача спочатку розглянемо проходження сигналу через хвильоводну секцію з СДР, який розташований на деякій відстані X_0 від площини короткого замикання. Коефіцієнт відбиття такої лінії можна представити у вигляді:

$$\Gamma = \frac{1 - K - Ke^{-j2\beta X_0} + j\xi}{1 + K + Ke^{-j2\beta X_0} + j\xi},$$

де Γ – коефіцієнт відбиття, що залежить від частоти ω ;

K – коефіцієнт зв'язку хвильовода і резонатора;

$\xi = Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$ – узагальнена розстройка;

$\beta = (2\pi) / \lambda$ – повздовжнє хвильове число;

Q – добротність резонатора.

Тоді для розрахунку ФЧХ маємо співвідношення :

$$\varphi = \arctg \frac{2K(\sin(2\beta X_0) + \xi \cos(2\beta X_0) + \xi)}{1 - 2K^2 - 2K^2 \cos(2\beta X_0) + \xi^2},$$

де φ – фаза.

Найбільш простим є випадок коли відстань від площини короткого замикання кратна половині довжини хвилі $X_0 = (n\lambda) / 2$. В такому випадку вираз для розрахунку ФЧХ спрощується:

$$\varphi = \arctg \frac{4K\xi}{1 - 4K^2 + \xi^2} .$$

Коефіцієнт зв'язку резонатора з хвилеводом K може бути розрахувати за методикою, викладеною в [122].

Змінюючи коефіцієнт зв'язку резонатора з хвилеводом K або добротність резонатора Q можна керувати фазою сигналу. Для цього може бути використаний СДР. Наприклад при використанні СДР з Е-типом коливань у найпростішому випадку може бути використана конструкція фазообертача наведена на рис. 3.16. На рис 3.17. показано залежність зсуву фаз від відстані між частинами СДР з Е-типом коливань для такої конструкції. Із залежності наведеної на рис. 3.17 видно, що при зміні величини повітряного зазору від 0 до 240 мікрон можна отримати зсув фаз майже на 2π радіан, що достатньо для практичного використання. Високоточне керування фазою таких фазообертачів може бути забезпечене за допомогою мікроактюаторів пакетного типу або за допомогою МЕМС.

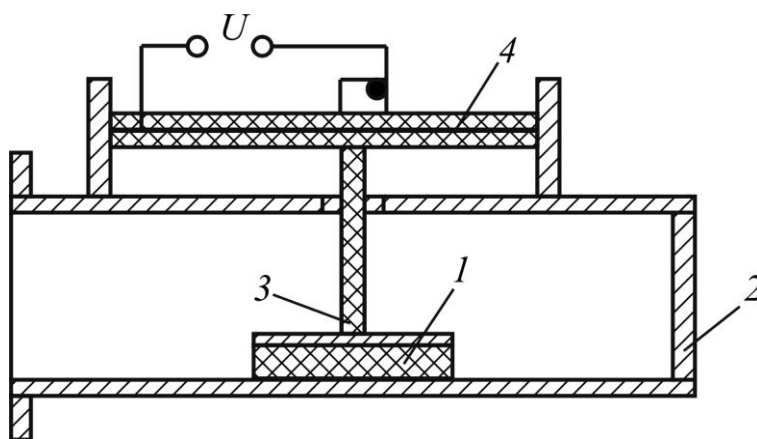


Рис. 3.16. Схематичне зображення конструкції фазообертача з п'єзoeлектричним керуванням:

- 1 - СДР;
- 2 - відрізок прямокутного хвилеводу;
- 3 - шток ;
- 4 - п'єзoeлектричний перетворювач.

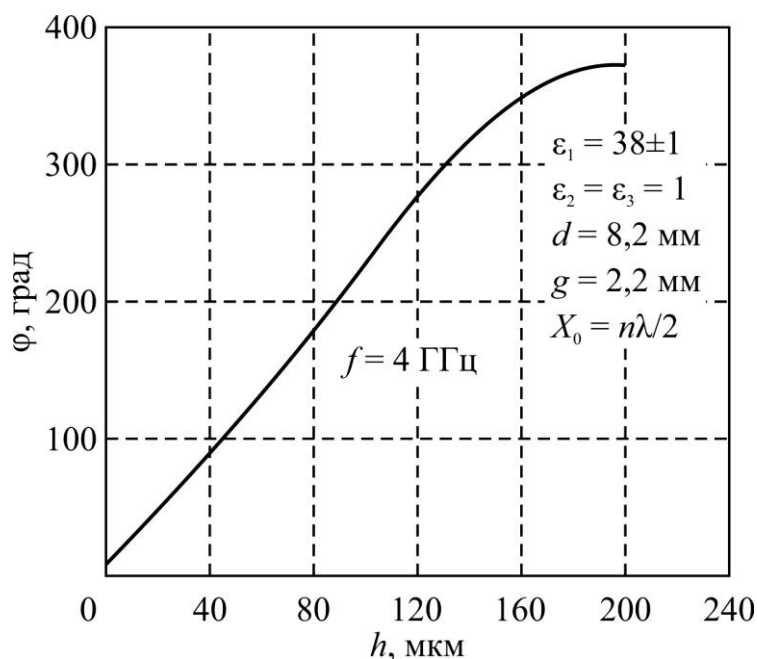


Рис. 3.17 Залежність зсуву фази коефіцієнта відбиття коротко замкнутого прямокутного металічного хвильоводу, який містить циліндричний КДР з Е-типом коливань, від відстані до другого металічного дзеркала

Результати експериментальних досліджень добре узгоджуються з теоретичними розрахунками. Різниця між теоретичними і експериментальними результатами не перевищує похибки вимірювань, що дозволяє автоматизувати розробку таких фазообертачів.

Ще один з можливих варіантів конструкції фазообертача на основі макротекстурованих діелектричних систем схематично представлено на рис. 3.18 [6, 52,53].

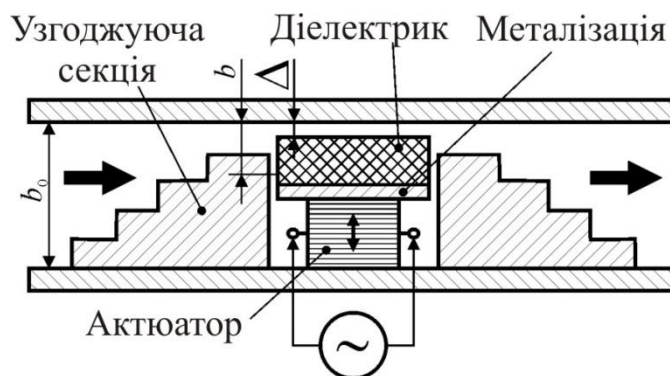


Рис. 3.18. Фазообертач прохідного типу з п'єзoeлектричним керуванням [6]

Дана конструкція хвильоводного фазообертача з п'єзоприводом дозволяє отримати зсув фаз 320 градусів при наступних конструктивних параметрах: ширина хвильоводу (a) – 23 мм, висота хвильоводу (b_0) – 10 мм, частота (f) – 10 ГГц, діелектрична проникність діелектрика $\varepsilon' = 35$, розмір $b = 1$ мм, зазор (Δ) змінюється від 0 до 100 мкм.

В якості базової лінії передавання для реалізації селективних пристроїв НВЧ можна використовувати не лише прямокутний хвильовод, але й інші види ліній.

На рис. 3.19 показані конструкція і типова АЧХ фільтру на основі відрізків неоднорідної мікросмужкової лінії [6, 52, 53, 123]. Нами було виготовлено макет такого дворезонаторного фільтру на підкладенці товщиною 1 мм з діелектричною проникністю $\varepsilon' = 35$. Резонатори представляли собою чвертьхвильові відрізки мікросмужкової лінії з ступінчастою неоднорідністю. Відношення ширини широкої частини резонатора до вузької дорівнювало 3. Смушки наносились на підкладенку методом спікання срібної пасти. При цьому отримано наступні характеристики фільтру: центральна частота (f_0) 680 МГц, ширина полоси пропускання 8%, втрати в полосі пропускання 0,5 дБ, діапазон перестроювання 6%. Габаритні розміри фільтру 16x12x1 мм.

У основі керування ефективною діелектричною проникністю структури лежить переміщення земляної металічної мембрани відносно підкладенки (рис. 3.20). Переміщення здійснюється з допомогою електромеханічного актюатора і приводить до зміни величини повітряного зазору.

Така «керована підкладенка» може розглядатися як макротекстурована композитна структура повітря–діелектрик. Величина перестроювання залежить від діелектричної проникності матеріалу підкладенки і відношення Δ/h , де Δ – ширина зазору, а h – товщина підкладенки. В наших дослідженнях ефективна діелектрична проникність «керованої підкладенки» «полікор –

повітря» зменшувалась від $\epsilon_{\text{ef}} \approx 7$ до $\epsilon_{\text{ef}} \approx 3$ при зміні величини зазору від $\Delta \sim 10$ мкм до $\Delta \sim 100$ мкм. Керуюча напруга при цьому становила 300 В.

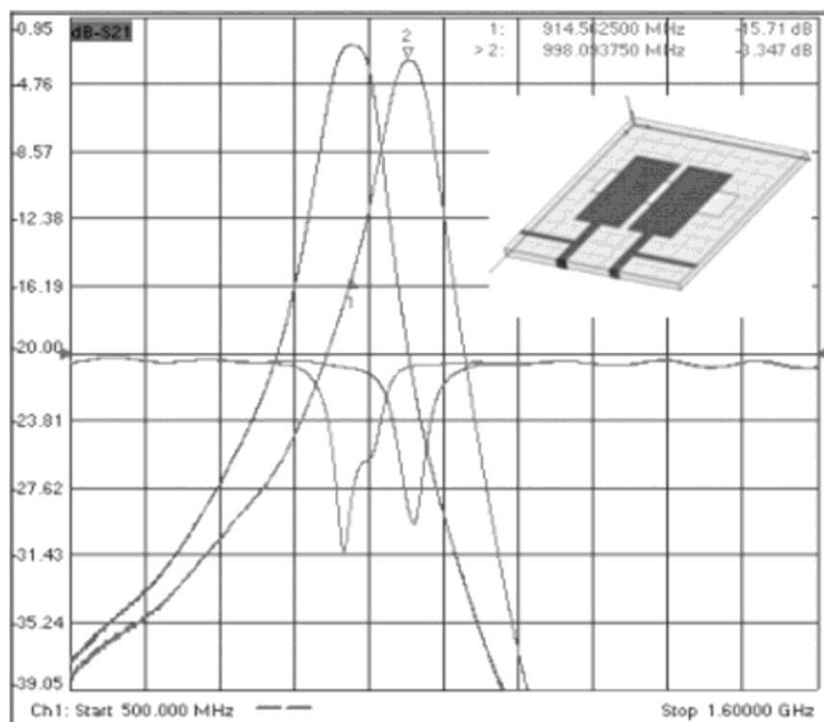


Рис. 3.19. АЧХ (S_{21}) керованого фільтру на основі відрізків неоднорідної мікросмушкової лінії [52]

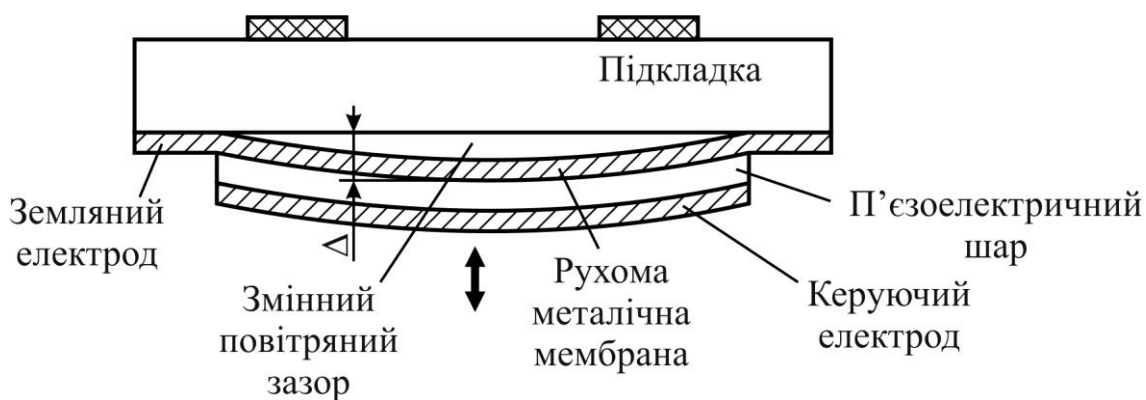


Рис. 3.20. Конструкція керованого фільтру на основі відрізків неоднорідної мікросмушкової лінії [52]

Використана технологія дозволяє реалізувати будь-який мікросмушковий пристрій з електромеханічним керуванням.

Слід зазначити, що описаними конструкціями не обмежується весь спектр можливих варіантів реалізації селективних пристроїв на основі макротекстурованих діелектричних структур. Можливі й інші варіанти їх реалізації. Тому питання реалізації керованих селективних структур не є вичерпаним і потребує подальшого дослідження.

3.3. Керовані селективні пристрої НВЧ на основі планарних структур

Розвиток інформаційних технологій висуває нові, більш жорсткі вимоги до НВЧ пристроїв та їх вузлів, а саме розширення функціональних можливостей, спрощення технології виготовлення, покращення масо-габаритних показників. Одним із можливих шляхів задоволення цих вимог є використання планарних структур на основі смужкових і мікросмужкових ліній [90-94]. Це зумовлено такими їх властивостями як відносно малі розміри, дешевизна і технологічність виготовлення, технологічна сумісність з добре відпрацьованою планарною технологією. Тому у науці та промисловому виробництві все більша увага приділяється мініатюрним керованим пристроям НВЧ на основі планарних структур (однорідних і неоднорідних відрізків смужкових та мікросмужкових ліній), проводяться дослідження їх особливостей, удосконалення та розробка нових конструкцій на їх основі, вивчається можливість розробки і використання нових матеріалів.

Наразі уже реалізовані конструкції частотноселективних пристроїв на основі тонких плівок з використанням надпровідникових електродів [124,125]. Однак технологічні труднощі їх масового виготовлення і висока вартість експлуатації значно обмежують можливості використання таких структур. Використання діелектричних матеріалів у сполученні з планарними лініями дозволяє використати нові принципи керування характеристиками НВЧ структур та створити на їх основі пристрої з технічними характеристиками прийнятними для їх масового використання. Дослідження проведені на кафедрі мікроелектроніки нашого університету показали, що

пристрої на основі композитів «повітря-діелектрик» мають ряд корисних властивостей, а саме високу добротність, температурну стабільність, простоту і надійність [126]. Практична реалізація цих властивостей стала можливою завдяки появі п'єзоелектричних актюаторів з порівняно низькими керуючими напругами [127].

3.3.1. Інтегральні лінії передавання НВЧ

Лінії передавання, які використовують для створення функціональних елементів НВЧ, повинні задовольняти наступним вимогам: малі втрати, низький рівень спотворення сигналу в робочій полосі частот, малі габарити та маса, технологічність виготовлення тощо. Повністю задовольнити всі вимоги одночасно досить важко, тому завжди доводиться йти на компроміс. Великою мірою переліченим вимогам відповідають планарні лінії передавання на основі плівкових провідників, нанесених на діелектричну або на напівпровідникову основу. Основною перевагою таких ліній є висока технологічність їх виготовлення, сумісність з планарною технологією та порівняно малі габарити. До таких ліній відносять щільові, компланарні, мікросмужкові лінії (рис. 3.21).

Щільова та копланарна лінії зручні при підключенні навісних компонентів і при розробці невзаємних пристроїв. Використання щільової лінії дозволяє легко реалізувати високі значення хвильового опору. Для отримання низьких значень хвильового опору доцільно використовувати мікросмужкові лінії.

Мікросмужкова лінія має високу надійність, малі габарити та масу, просту технологію виготовлення, низьку вартість при серійному виробництві. Структура поля мікросмужкової лінії подібна структурі поля електромагнітної Т-хвилі. Однак розподіл електричного і магнітного полів значно ускладнюється у випадку неоднорідної за діелектричною проникністю підкладки. Швидкість розповсюдження хвилі залежить від частоти і властивостей діелектричної підкладки.

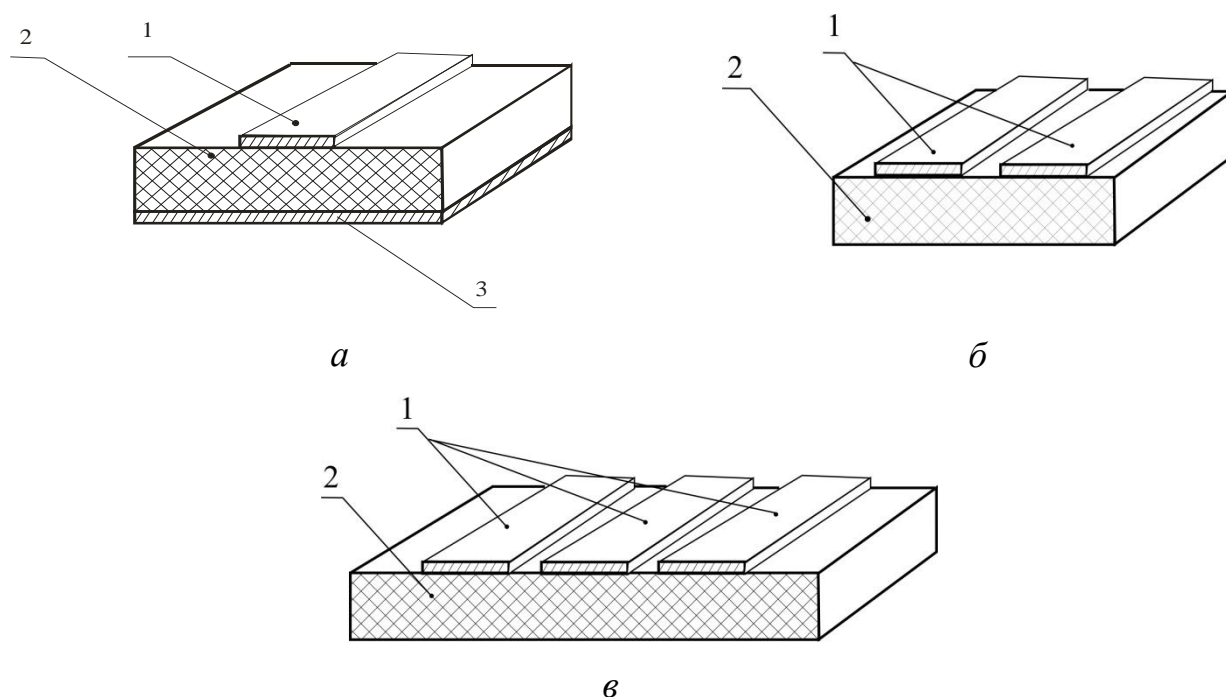


Рис. 3.21. Інтегральні лінії передавання НВЧ сигналу: мікросмужкова (а), щільова (б) та компланарна (в).

- 1 - металічний електрод;
- 2 - діелектрична підкладка;
- 3 - земляний електрод

При розповсюдженні сигналу має місце частотна дисперсія фазової швидкості. Дисперсія виражена тим сильніше, чим вище значення діелектричної проникності підкладки. У реальних мікросмужкових лініях дисперсія слабо виражена аж до частот порядку 3 ГГц, при цьому основні характеристики лінії розраховують квазістатичному наближенні.

Верхня межа робочого діапазону частот обмежена явищем збудження паразитних поверхневих хвиль і може бути розрахована із наступного виразу:

$$f_{kp} = 75 / (h \sqrt{\varepsilon_r - 1})$$

де h – товщина підкладки, мм;

ε_r – відносна діелектрична проникність підкладки.

3.3.2. Розрахунок характеристик мікросмужкових ліній передавання

Наразі існує велика кількість емпіричних і аналітичних співвідношень для розрахунку характеристик планарних ліній передавання.

Ефективна діелектрична проникність $\varepsilon_{\text{еф}}$ та хвильовий опір Z_0 мікрострічкової лінії можуть бути обчислені з виразів (3.8, 3.9):

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}} \frac{1}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,4444\right)};$$

$$\varepsilon_{\text{еф}} = \frac{\varepsilon_{\text{д}} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{\text{д}} - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}};$$

при $\frac{W}{h} \geq 1$.

(3.8)

$$Z_0 = \left(\frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}}} \right) \ln \left(\frac{8h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right),$$

$$\varepsilon_{\text{еф}} = \frac{\varepsilon_{\text{д}} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{\text{д}} - 1}{2} \left(\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \right) + 0,041 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right),$$

при $\frac{W}{h} < 1$,

(3.9)

де W – ширина металічного електроду;

h – товщина підкладки.

Втрати у мікросмужковій лінії складаються з втрат в діелектрику $\alpha_{\text{д}}$, втрат в металі $\alpha_{\text{м}}$ та втрат на випромінювання $\alpha_{\text{в}}$: $\alpha = \alpha_{\text{д}} + \alpha_{\text{м}} + \alpha_{\text{в}}$. Втрати на випромінювання зменшуються при збільшенні діелектричної проникності

підкладенки і при $\varepsilon_r \geq 10$ ними можна знехтувати. Втрати у діелектрику визначаються тангенсом кута діелектричних втрат матеріалу підкладенки ($\operatorname{tg}(\delta_d)$) і, у випадку, коли $\operatorname{tg}(\delta_d) < 10^{-3}$, ними також можна знехтувати у порівнянні з втратами у металі. Оцінити величини втрат можна за допомогою виразів:

$$\begin{aligned}\alpha_d &= 27.3 \sqrt{\varepsilon_d} \operatorname{tg}(\delta) / \lambda \\ \alpha_{\Pi} &= \frac{545}{Z_0 W} \sqrt{\frac{f}{\sigma}} \\ \alpha_B &= \frac{320}{Z_0} \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^2\end{aligned}, \quad (3.10)$$

де f – робоча частота (ГГц);

σ – питома провідність металу (См/м);

λ – довжина хвилі (м).

У дециметровому та сантиметровому діапазонах довжин хвиль залежність затухання сигналу від товщини адгезійного шару проявляється слабо і нею можна знехтувати.

Скінченна товщина смужкового провідника (t) також впливає на дисперсію електричних характеристик лінії. Зменшення товщини провідника веде до зменшення дисперсії. Однак на практиці, при малих значеннях відношення t/h , цим ефектом можна знехтувати і вважати, що у реальних лініях дисперсія основної хвилі майже не проявляється на частотах нижче 3 ГГц, структура хвилі мало відрізняється від структури ТЕМ-хвилі, і основні характеристики мікросмужкової лінії можна визначати у квазістатичному наближенні. На частотах вище 3 ГГц необхідно враховувати явище дисперсії.

Мікросмужкова лінія у порівнянні з порожнистим і коаксіальним хвилеводами має нижче значення допустимої робочої потужності. Це

зумовлено великою напруженістю поля поблизу краю металічного провідника і відносно малими товщиною підкладки та шириною смужкового провідника.

У імпульсному режимі роботи лінії її електрична міцність обмежена допустимими значеннями напруженості електричного поля у підкладці та біля краю провідників.

Однак при використанні неоднорідних по поперченому перетину систем (рис. 3.22) виникають труднощі. Необхідно правильно врахувати дану неоднорідність.

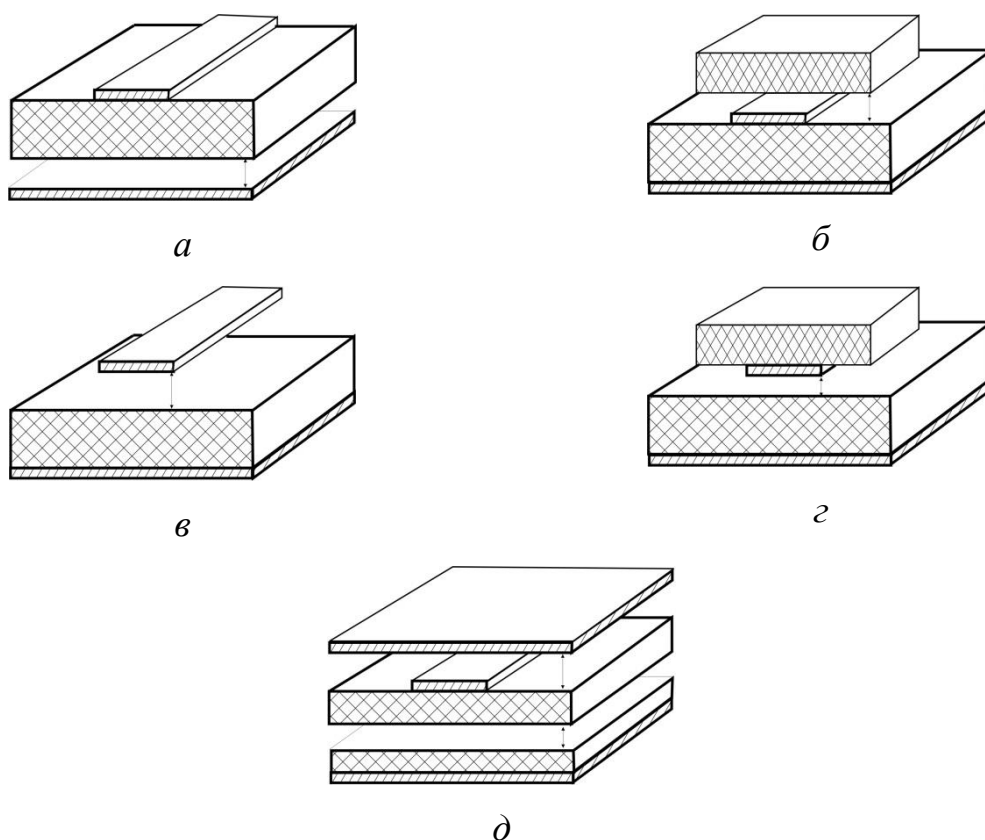


Рис. 3.22. Планарні лінії складного поперечного перерізу

Точний розрахунок можна отримати на основі числового розв'язку системи рівнянь Максвелла при заданих умовах на межах розділу областей мікросмужкової лінії [128-132]. В дисертаційній роботі доктора технічних наук Прокопенка Ю.В. [133] було запропоновано вирішення цієї задачі

методом скінчених елементів. Запропонований ним метод забезпечує похибку розрахунку параметрів лінії на рівні кількох процентів. Однак даний спосіб вимагає досить значних обчислювальних ресурсів і точної постановки граничних умов, що не завжди вдається забезпечити, тому нами, після аналізу існуючих методів розрахунку планарних структур [134-140], було розроблено наближену методику розрахунку на основі квазістатичного наближення. Суть методики полягає у використанні виразів (3.8, 3.9), у яких діелектрична проникність ϵ_d замінюється ефективною величиною $\epsilon_{\text{деф}}$, обчисленою з виразу:

$$\epsilon_{\text{деф}}^x = q_d \epsilon_d^x + q_z \epsilon_z^x, \quad (3.11)$$

де ϵ_d и ϵ_z – діелектричні проникності підкладки і зазору відповідно;

q_d , q_z – відношення об'ємів підкладки і зазору відповідно до сумарного об'єму підкладки і зазору, які задовольняють умові $q_d + q_z = 1$;

x – параметр, який визначає розподіл компонентів, приймає значення мінус 1 для системи послідовних шарів матеріалу (відносно ліній напруженості електричного поля) і +1 для системи паралельних шарів матеріалу.

Для перевірки даного підходу було проведено розрахунок мікросмужкових резонаторів. Результати розрахунку для структури рис. 3.22, *a* з діелектричною проникністю підкладки (ϵ_d) – 10, діелектричною проникністю зазору (ϵ_z) – 1, товщиною підкладки (h) 1 мм, шириною смужки – 3мм. представлені на рис. 3.23-3.26.

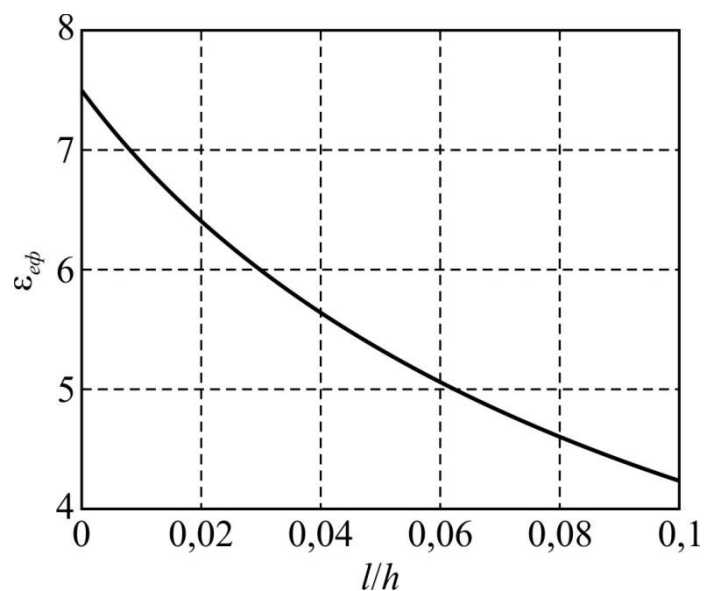


Рис. 3.23. Залежність ефективної діелектричної проникності структури від відношення ширини зазору до товщини підкладки

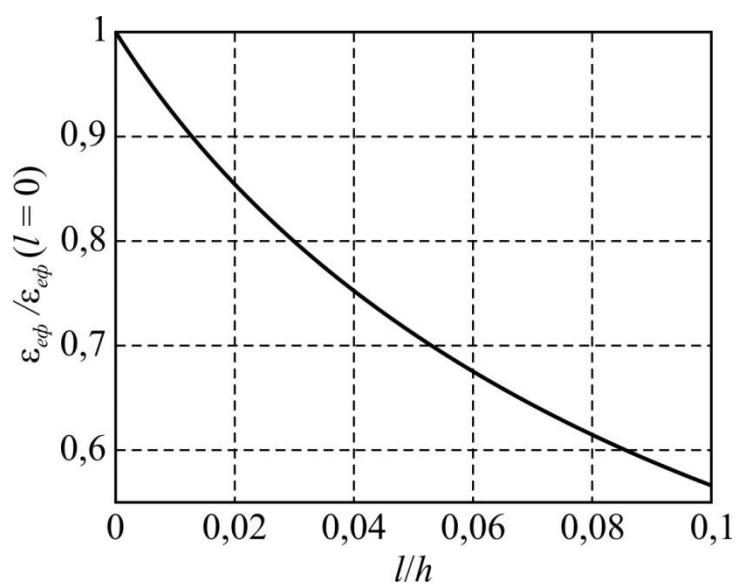


Рис. 3.24. Залежність нормованої ефективної діелектричної проникності структури від відношення ширини зазору до товщини підкладки

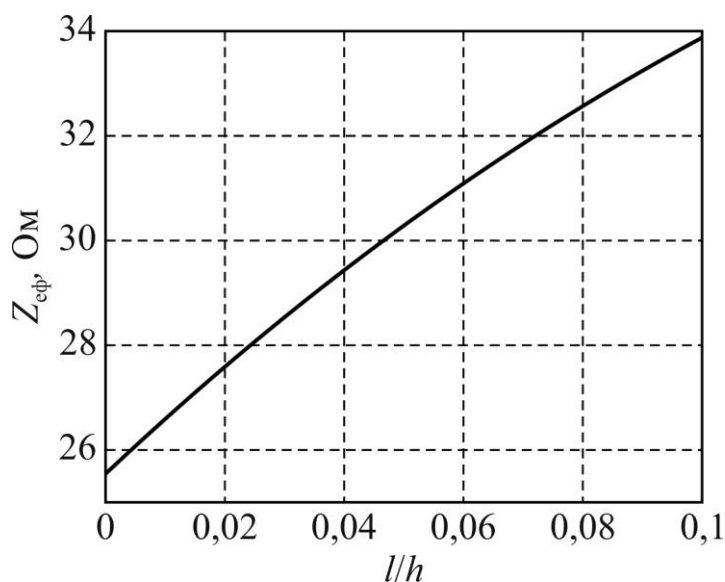


Рис. 3.25. Залежність хвильового опору структури від відношення ширини зазору до товщини підкладки

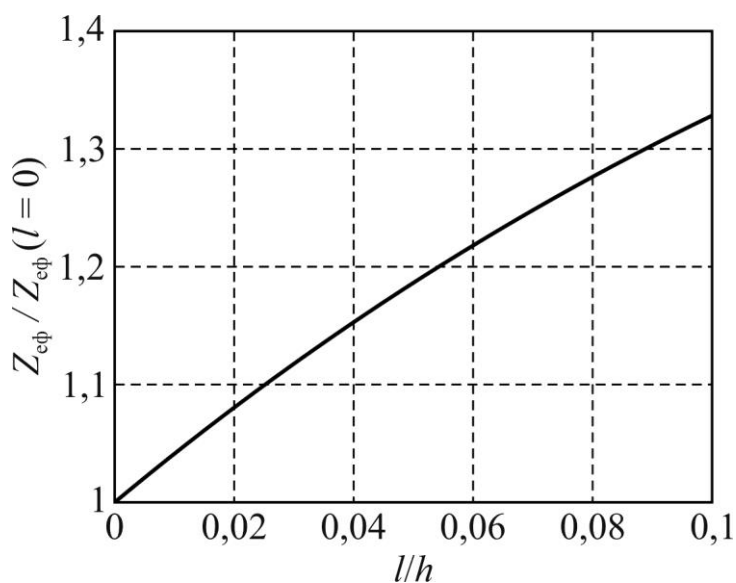


Рис. 3.26. Залежність нормованого хвильового опору структури від відношення ширини зазору до товщини підкладки

Також було досліджено залежність ефективної діелектричної проникності та хвильового опору від відношення ширини смужки до товщини підкладки. На рис. 3.27-3.28 наведено результати для структури рис. 4.46, а з $\epsilon_d = 10$, $\epsilon_z = 1$, $h = 1$ мм.

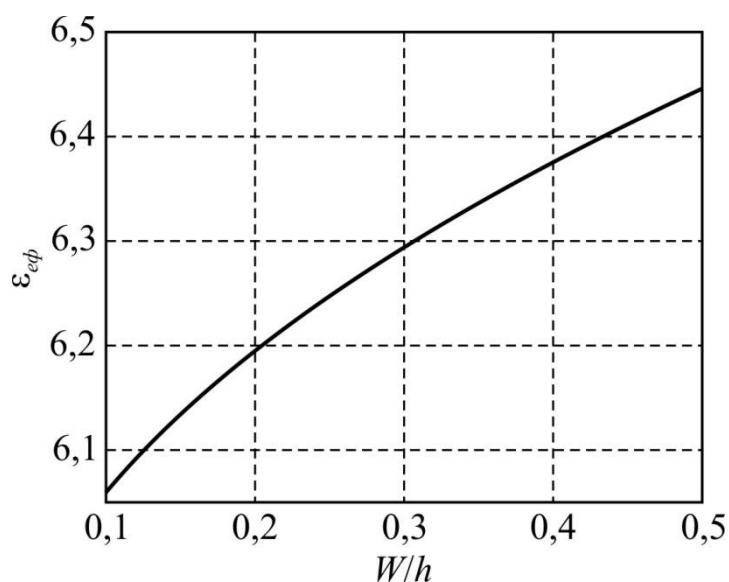


Рис.3.27. Залежність ефективної діелектричної проникності структури від відношення ширини смужки до товщини підкладки

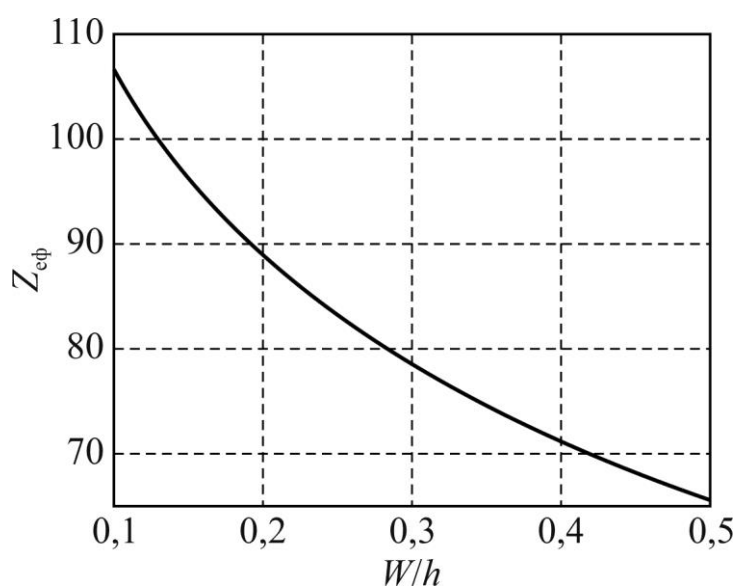


Рис. 3.28. Залежність хвильового опору структури від відношення ширини смужки до товщини підкладки

Для оцінки точності запропонованого методу (ЗМ) в таблицях 3.3-3.5 наведено результати розрахунку за описаною методикою та методом скінчених елементів (МСЕ) запропонованим у [133].

Таблиця 3.3.

Значення ефективної діелектричної проникності та хвильового опору розраховані запропонованим методом та методом скінчених елементів [133] за відсутності зазору

W/h	ε_d	$\varepsilon_{\text{еф}}$		різниця, %	Z_0		різниця, %
		ЗМ	МСЕ		ЗМ	МСЕ	
1	4	2,9	2,91	0,34	73,8	73,39	-0,56
1	5	3,6	3,54	-1,69	67,0	66,56	-0,66
1	8	5,5	5,42	-1,47	54,0	53,80	-0,37
1	10	6,75	6,75	0	48,6	48,49	-0,23

Таблиця 3.4.

Значення нормованого хвильового опору розраховані запропонованим методом та методом скінчених елементів [133] для двох значень W/h, $\varepsilon_d = 10$ за різних значень відношення зазору до товщини підкладки (l/h)

W/h=0,2								
l/h=0.02			l/h=0.06			l/h=0.1		
ЗМ	МСЕ	різни- ця, %	ЗМ	МСЕ	різни- ця, %	ЗМ	МСЕ	різни- ця, %
1,075	1,1	2,5	1,23	1,35	8,9	1,36	1,52	10,5
W/h=2								
l/h=0.02			l/h=0.06			l/h=0.1		
ЗМ	МСЕ	різни- ця, %	ЗМ	МСЕ	різни- ця, %	ЗМ	МСЕ	різни- ця, %
1,10	1,05	-0,48	1,26	1,15	-9,56	1,32	1,22	-8,20

Таблиця 3.5.

Значення нормованого хвильового опору розраховані запропонованим методом та методом скінчених елементів [133] для $W/h=1$, $l/h=0.1$ за різних діелектричної проникності

ϵ_d	ЗМ	МСЕ	різниця, %
4	1,16	1,12	-3,60
6	1,18	1,17	-0,85
8	1,32	1,22	-8,20
10	1,38	1,30	-6,15
20	1,7	1,8	5,60

Крім того було проведено порівняння результатів розрахунку нормованої ефективної діелектричної проникності ($\epsilon_n = \epsilon_{ef}/\epsilon_{ef}(l=0)$) для конструкції наведеної на рис. 3.22, г з результатами експериментального дослідження Прокопенка Ю.В. [133]. Результати порівняння наведено в таблиці 3.6.

Таблиця 3.6.

Розраховані та експериментальні [133] значення нормованої ефективної діелектричної проникності (ϵ_n) для конструкції рис. 3.22, г. ($\epsilon_{тр}$ – діелектрична проникність тримача рухомого сигнального провідника, величина повітряного зазору $l=0...144$ мкм, ширина смужки $W=3$ мм, товщина підкладки $h=1,6$ мм, діелектрична проникність підкладки $\epsilon_d=4,3$)

$\epsilon_{тр}=10$															
l/h	0			0,025			0,050			0,062			0,082		
	p	e	$\delta, \%$	p	e	$\delta, \%$	p	e	$\delta, \%$	p	e	$\delta, \%$	p	e	$\delta, \%$
ϵ_n	1	1	0	0,92	0,92	0	0,87	0,86	-1,2	0,84	0,8	-5,0	0,79	0,71	-11,3
$\epsilon_{тр}=2$															
l/h	0			0,025			0,050			0,062			0,082		
	p	e	$\delta, \%$	p	e	$\delta, \%$	p	e	$\delta, \%$	p	e	$\delta, \%$	p	e	$\delta, \%$
ϵ_n	1	1	0	0,89	0,89	0	0,83	0,82	-1,2	0,82	0,78	-5,1	0,76	0,65	-16,9

З таблиці 3.6 видно, що модуль відносної різниці між розрахованими та експериментальними даними не перевищує 17%, що достатньо для інженерних розрахунків.

3.3.3. Втрати у лініях передавання НВЧ

Одна з важливих характеристик НВЧ-пристроїв – це внесені втрати, тому їх розрахунок є невід’ємною частиною аналізу та проектування.

Втрати електромагнітної енергії пов’язані з різноманітними фізичними процесами (див. розділ 1.2). Для елементів на основі ліній передавання (смужкових, мікросмужкових, копланарних) можна виділити 3 основних види втрат:

1. Омічні втрати, зумовлені скінченною провідністю металевих провідників;
2. Діелектричні втрати;
3. Втрати на випромінення енергії.

Зазвичай пристрої НВЧ екранують, тому втратами на випромінення можна знехтувати. Отже визначальними є омічні та діелектричні втрати, тому розглянемо їх більш докладно.

Діелектричні втрати – це та частина енергії електричного поля, яка розсіюється у діелектрику у вигляді тепла. У змінному електричному полі цей вид втрат пов’язаний, в основному, з процесами поляризації. Пружні (швидкі) види поляризації – електрона та іона – спричиняють поглинання енергії електричного поля на частотах інфрачервоного і ультрафіолетового діапазонів, коли частоти власних коливань іонів та електронів співпадають з частотою електричного поля. Основне джерело діелектричних втрат у широкій області радіочастот у більшості випадків – релаксаційні види поляризації, спричинені тепловим рухом іонів, електронів чи полярних молекул, радикалів, доменів або об’ємних зарядів, локалізованих на неоднорідностях.

Можна виділити такі основні види діелектричних втрат [5-11]:

- **омічні втрати (на електропровідність)** – мають місце у всіх діелектриках без винятку. Мають місце і при постійній і при змінній напрузі. У однорідних неполярних діелектриках – це єдиний вид діелектричних втрат;
- **релаксаційні втрати** – зумовлені поляризацією діелектриків. Спричинені активними складовими абсорбційних струмів уповільнених поляризацій;
- **втрати, зумовлені неоднорідністю діелектрика** – провідниковими і газовими включеннями, шаруватістю структури діелектрика і т. і. Це – додаткові релаксаційні втрати. Найчастіше вони проявляються у вигляді втрат, зумовлених міграційною поляризацією, характерною в основному для композитних діелектричних матеріалів;
- **іонізаційні втрати**, які виникають у пористих діелектриках;
- **резонансні втрати**, що виникають на частотах, які співпадають з власними частотами коливань електронів або іонів.

Зазвичай діелектричні втрати враховують шляхом введення комплексної діелектричної проникності:

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - i\varepsilon'',$$

де дійсна частина ε' - це відносна діелектрична проникність, а ε'' характеризує втрати і називається коефіцієнтом діелектричних втрат:

$$\varepsilon'' = \varepsilon' \operatorname{tg}(\delta),$$

де $\operatorname{tg}(\delta)$ – тангенс кута діелектричних втрат.

У запропонованому методі аналізу діелектричні втрати враховуються в уявній частині ефективної діелектричної проникності.

Для розрахунку використовують вирази (310), у яких ϵ_d замінюється ефективною величиною, обчисленою з виразу (3.11).

3.3.4. Врахування неоднорідності зміни параметрів системи в процесі керування

Сучасні пристрої НВЧ містять велику кількість різноманітних секцій, які часто мають різні електродинамічні властивості. У випадку використання планарної лінії з керованим повітряним зазором (рис. 3.29, *а* та *б*) оцінку зміщення фази і частоти було проведено у припущенні про плоскопаралельність переміщення електродів відносно підкладки. Однак це не зовсім відповідає дійсності, оскільки переміщення електроду відбувається за законом затисненої балки, і відповідно величина повітряної щілини вздовж лінії передавання неоднорідна (рис. 3.30).

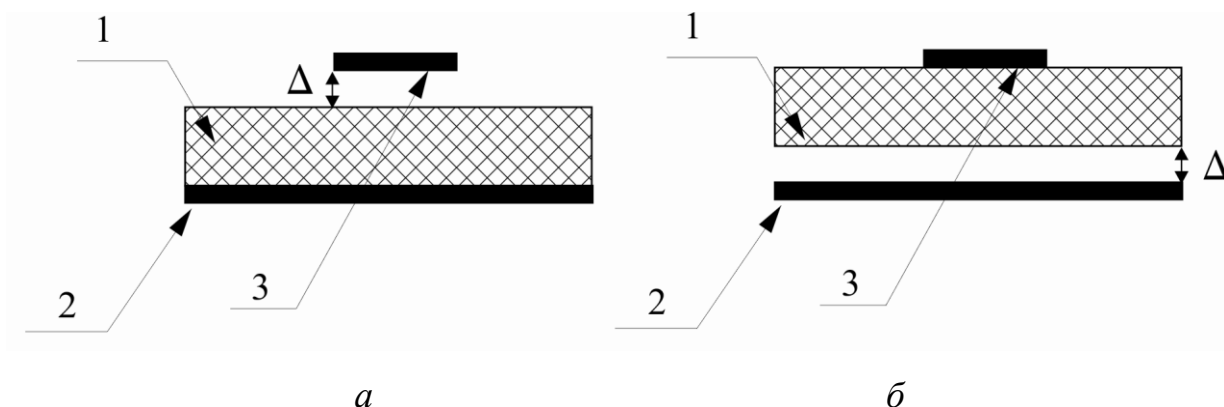


Рис.3.29. Поперечні перерізи керованих мікросмужкових ліній з рухомим центральним електродом (*а*) та з рухомим земляним електродом (*б*):

- 1 – діелектрична підкладка;
- 2 – земляний електрод;
- 3 – сигнальний електрод;
- Δ - керована повітряна щілина

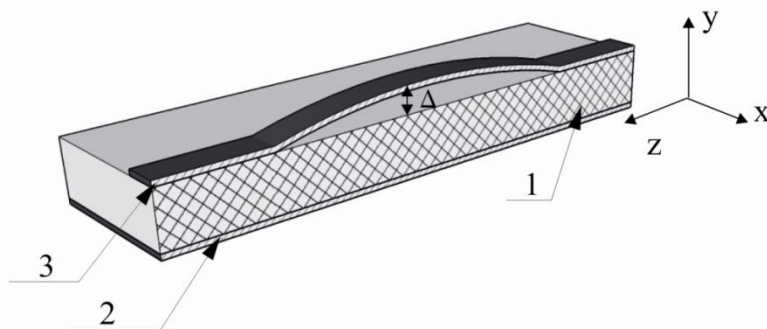


Рис. 3.30. Геометрія повітряної щілини Δ між підкладенкою (1) та сигнальним електродом (3):

1 – діелектрична підкладенка;

2 – земляний електрод;

3 – сигнальний електрод;

Δ - керована повітряна щілина

Припущення про плоскопаралельність переміщення електродів відносно підкладки вносило значну похибку при розрахунку параметрів фільтрів і фазообертачів. Тому при розрахунку було вирішено замінити однорідні ділянки кривими, які дозволяють врахувати вигин затисненої балки (“clamped – clamped beam”) [141-143].

При даному підході криву розділяють на N дрібних ділянок, хвильові властивості кожної з яких можна вважати однорідними (для визначення параметрів на кожній ділянці було використано квазістатичне наближення мікросмужкових структур). Для кожної ділянки формують матрицю передачі, а результуючу матрицю передачі використовують для визначення параметрів резонансних елементів або сумарного зсуву фаз. При такому методі точність розрахунку підвищується до рівня достатнього для його практичного використання при аналізі властивостей керованих планарних структур.

В даній роботі при розрахунках було використано Т-матриці передачі [73]. Основна перевага Т-матриць при розрахунку неоднорідних ліній полягає в тому, що сумарна Т-матриця неоднорідної лінії може бути обчислена як добуток Т-матриць всіх ділянок лінії:

$$\mathbf{T} = \prod_{i=1}^n \mathbf{T}_i \quad (3.12)$$

Відомо, що матричний добуток – некомутативний, тому важливо дотримуватись порядку множення елементарних матриць передачі. Так, за умови незалежності хвиль на вході чотириполюсника, при множенні крайньою правою матрицею у добутку повинна бути матриця чотириполюсника, який знаходиться першим на шляху падаючої хвилі. Навпаки, за умови незалежності хвиль на виході чотириполюсника, крайньою правою матрицею у добутку повинна бути матриця чотириполюсника, який знаходиться останнім на шляху хвилі.

Розглянемо передачу плоскої електромагнітної хвилі, яка падає нормально на межу розділу середовищ з різними властивостями. Матриця передачі такої системи є добутком двох матриць:

$$\mathbf{T}_i = \mathbf{T}_{m_i} \times \mathbf{T}_{b_i}, \quad (3.13)$$

де \mathbf{T}_{m_i} — матриця передачі через товщу речовини i -го шару;

\mathbf{T}_{b_i} — матриця передачі через межу розділу $(i-1)$ -го та i -го шарів.

Розглянемо спочатку передачу хвилі через межу розділу середовищ (рис. 3.31).

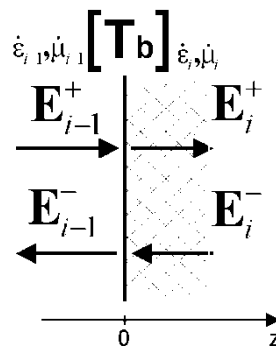


Рис. 3.31. Передача хвилі через межу розділу середовищ

Граничні умови для тангенційних складових електричного та магнітного полів можуть бути представлені як:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{i-1}^+ + \mathbf{E}_{i-1}^- = \mathbf{E}_i^+ + \mathbf{E}_i^-; \\ \frac{1}{Z_{c_{i-1}}}(\mathbf{E}_{i-1}^+ - \mathbf{E}_{i-1}^-) = \frac{1}{Z_{c_i}}(\mathbf{E}_i^+ - \mathbf{E}_i^-). \end{cases} \quad (3.14)$$

Виразимо хвилі на виході чотириполюсника \mathbf{E}_i^+ , \mathbf{E}_i^- через хвилі на його вході \mathbf{E}_{i-1}^+ , \mathbf{E}_{i-1}^- , тоді отримаємо:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_i^+ \\ \mathbf{E}_i^- \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{Z_{c_{i-1}} + Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} & \frac{Z_{c_{i-1}} - Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} \\ \frac{Z_{c_{i-1}} - Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} & \frac{Z_{c_{i-1}} + Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_b} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{i-1}^+ \\ \mathbf{E}_{i-1}^- \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

де Z_{c_i} , $Z_{c_{i-1}}$ — хвильові опори сусідніх середовищ.

З виразу (3.15) маємо \mathbf{T}_{bi} -матрицю розглядуваної двошарової системи.

Тепер розглянемо процес розповсюдження плоскої електромагнітної хвилі через шар однорідної ізотропної речовини (рис. 3.32):

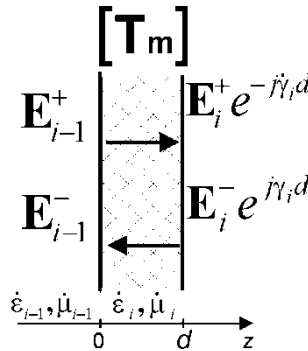


Рис. 3.32 Розповсюдження електромагнітної хвилі через шар однорідної речовини

На межах шарів речовини хвилі пов'язані співвідношеннями:

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_i(0) &= \mathbf{E}_i^+ + \mathbf{E}_i^-; \\ \mathbf{E}_i(d) &= \mathbf{E}_i^+ e^{-j\dot{\gamma}_i d} + \mathbf{E}_i^- e^{j\dot{\gamma}_i d},\end{aligned}\tag{3.16}$$

де $\dot{\gamma}_i$ — комплексна постійна розповсюдження у шарі речовини.

Виразимо хвилі на виході чотирипол'юсника через хвилі на вході. В результаті матимемо:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_i^+(d) \\ \mathbf{E}_i^-(d) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} e^{-j\dot{\gamma}_i d} & 0 \\ 0 & e^{j\dot{\gamma}_i d} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_m} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_i^+(0) \\ \mathbf{E}_i^-(0) \end{bmatrix}\tag{3.17}$$

З виразу (3.17) маємо \mathbf{T}_{mi} -матрицю розглядуваної двошарової системи. Тоді, на основі (3.13), сумарна \mathbf{T} -матриця передачі двошарової системи може бути записана у наступному вигляді:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{c_{i-1}} + Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} e^{-j\dot{\gamma}_i d} & \frac{Z_{c_{i-1}} - Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} e^{-j\dot{\gamma}_i d} \\ \frac{Z_{c_{i-1}} - Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} e^{j\dot{\gamma}_i d} & \frac{Z_{c_{i-1}} + Z_{c_i}}{2Z_{c_{i-1}}} e^{j\dot{\gamma}_i d} \end{bmatrix}.$$

При виконанні практичних розрахунків зручно використовувати нормовані величини. Помноживши на нормуючий множник $\sqrt{Z_{c_{i-1}}/Z_{c_i}}$, отримаємо нормовану матрицю передачі:

$$\tilde{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{c_{i-1}} + Z_{c_i}}{2\sqrt{Z_{c_{i-1}}Z_{c_i}}} e^{-j\dot{\gamma}_i d} & \frac{Z_{c_{i-1}} - Z_{c_i}}{2\sqrt{Z_{c_{i-1}}Z_{c_i}}} e^{-j\dot{\gamma}_i d} \\ \frac{Z_{c_{i-1}} - Z_{c_i}}{2\sqrt{Z_{c_{i-1}}Z_{c_i}}} e^{j\dot{\gamma}_i d} & \frac{Z_{c_{i-1}} + Z_{c_i}}{2\sqrt{Z_{c_{i-1}}Z_{c_i}}} e^{j\dot{\gamma}_i d} \end{bmatrix}\tag{3.18}$$

Для завершення обчислень необхідно помножити отриману результуючу матрицю передачі на матрицю передачі через межу розділу середовищ останньої ділянки. При цьому нема необхідності програмувати окрему обчислювальну процедуру такої матриці, оскільки вона автоматично обчислюється на основі виразу (3.18) при довжині ділянки $d = 0$. У такий спосіб доволі легко отримати матрицю передачі будь-якої ступінчастонеоднорідної лінії. Описаний спосіб може бути легко формалізований.

Описаний спосіб розрахунку матриць передачі чотирьохполюсників може бути розширений і на інші типи ліній передавання. Отримані співвідношення дозволяють автоматизувати розрахунок параметрів неоднорідних ліній передавання.

Аналогічним способом можна врахувати неоднорідність зазору між підкладеною і земляним електродом для конструкції зображеної на рис. 3.29, б. Тільки в даному випадку неоднорідність розбивається не на послідовні ділянки, а на паралельні з відповідною заміною системної матриці.

3.3.5. Розрахунок фільтрів з безпосередніми зв'язками

Фільтри з безпосередніми зв'язками між резонаторами досить часто використовують у техніці НВЧ. Загальна методика розрахунку фільтрів з безпосередніми зв'язками між резонаторами може бути застосована незалежно від фізичної структури резонаторів, які використані у фільтрі [144].

Більшість планарних фільтрів запропонованих в роботі – це фільтри з безпосередніми зв'язками між резонаторами, тому доцільно розглянути питання розрахунку характеристик таких фільтрів. Для їх розрахунку обрана методика заснована на розрахунку коефіцієнтів зв'язку резонаторів і зовнішнього фактора добротності вхідного та вихідного резонаторів [145].

Такий підхід дозволяє синтезувати фільтри з потрібними характеристиками і дає теоретичне обґрунтування залежності характеристик фільтрів від коефіцієнтів зв'язку між резонаторами, при цьому можуть бути використані як розраховані, так і отримані експериментально значення коефіцієнтів зв'язку. Методика розрахунку не прив'язана до конкретної топологічної конфігурації фільтру.

Можливі два режими роботи фільтру на зв'язаних резонаторах, а саме синхронний режим, коли зв'язані резонатори налаштовані на одну частоту, та асинхронний режим, коли зв'язані резонатори налаштовані на різні частоти. Зв'язок між резонаторами може носити індуктивний, ємнісний або змішаний характер. У випадку індуктивного зв'язку коефіцієнт можна розрахувати за допомогою співвідношення:

$$k_{Lij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}}; \quad \text{для } i \neq j,$$

де L_{ij} – взаємна індуктивність i -го та j -го резонаторів;

L_i та L_j індуктивності i -го та j -го резонаторів відповідно.

У випадку ємнісного зв'язку коефіцієнт можна розрахувати за допомогою співвідношення:

$$k_{Cij} = \frac{C_{ij}}{\sqrt{C_i C_j}}; \quad \text{для } i \neq j,$$

де C_{ij} – взаємна ємність i -го та j -го резонаторів;

C_i та C_j ємності i -го та j -го резонаторів відповідно.

У випадку змішаного характеру зв'язку відповідно до [145] коефіцієнти зв'язку резонаторів можна визначити наступним чином:

$$k_{ij} = \frac{\iiint \epsilon E_i \cdot E_j dv}{\sqrt{\iiint \epsilon |E_i|^2 dv + \iiint \epsilon |E_j|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu H_i \cdot H_j dv}{\sqrt{\iiint \mu |H_i|^2 dv + \iiint \mu |H_j|^2 dv}} \quad (3.19)$$

Перший доданок у (3.19) відповідає ємнісному зв'язку, а другий індуктивному. Сумарний коефіцієнт взаємодії для зв'язаних резонаторів може бути як додатній, так і від'ємний, в залежності від конфігурації резонаторів та їх взаємного розміщення.

Очевидно, що прямий розрахунок за формулою (3.19) утруднений, оскільки потребує знання розподілу поля у просторі. Однак коефіцієнт зв'язку може бути визначений за величиною різниці резонансних частот зв'язаного і незв'язаного резонатора із наступного співвідношення [146]:

$$k_{ij} = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{0j}}{f_{0i}} + \frac{f_{0i}}{f_{0j}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{pj}^2 - f_{pi}^2}{f_{pj}^2 + f_{pi}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{0j}^2 - f_{0i}^2}{f_{0j}^2 + f_{0i}^2} \right)^2}, \quad (3.20)$$

де f_{0i} и f_{0j} – власні резонансні частоти незв'язаних резонаторів;

f_{pi} и f_{pj} – резонансні частоти зв'язаних резонаторів.

Для випадку синхронного режиму (коли власні резонансні частоти резонаторів співпадають) вираз (3.20) спрощується:

$$k = \pm \frac{k_{Lij} + k_{Cij}}{1 + k_{Lij}k_{Cij}} = \frac{f_{pj}^2 - f_{pi}^2}{f_{pj}^2 + f_{pi}^2}. \quad (3.21)$$

На рис 3.33 наведено залежність коефіцієнту зв'язку між двома чвертьхвильовими планарними резонаторами на основі мікросмужкової лінії з ступінчастою неоднорідністю.

Як було відзначено в [145, 146], коефіцієнт зв'язку для резонаторів із стрибкоподібною зміною хвильового опору може, як зростати, так і зменшуватися при збільшенні відстані між резонаторами. Такий ефект можна пояснити одночасним впливом ємнісної та індуктивної взаємодії резонаторів.

Оскільки всі запропоновані в роботі конструкції фільтрів на планарних структурах складаються з двох зв'язаних резонаторів з однаковими характеристиками, то обмежимося розглядом саме цього випадку.

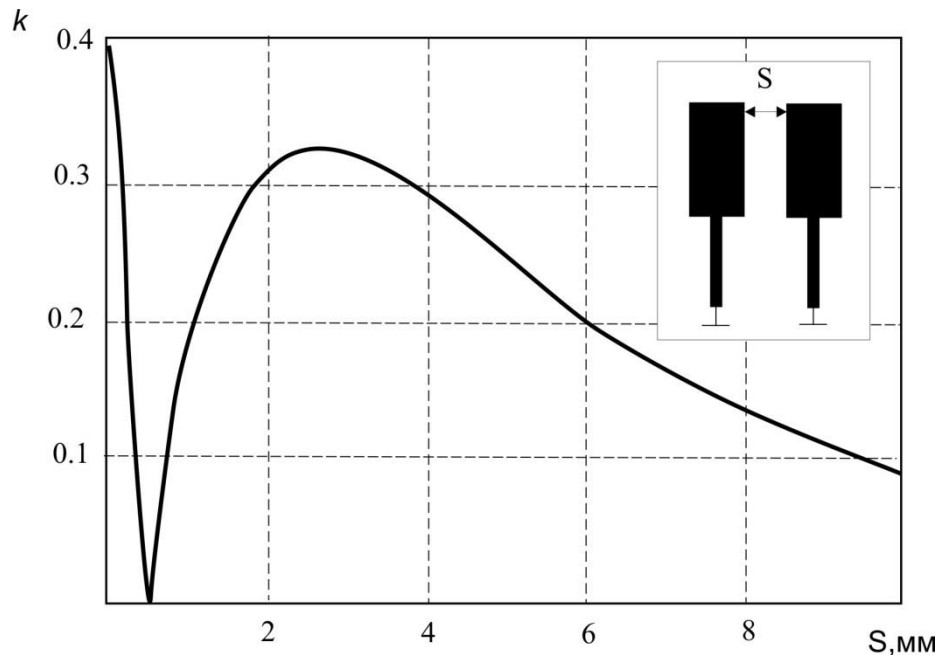


Рис. 3.33. Залежність коефіцієнту зв'язку між двома чвертьхвильовими планарними резонаторами на основі неоднорідної мікросмужкової лінії від відстані між ними

Для випадку такого дврезонаторного фільтра ($Q_{01} = Q_{02} = Q_0$, $f_{01} = f_{02} = f_0$) коефіцієнт передачі має наступний вигляд:

$$K = \frac{k * Q_0}{(1 + A)^2 + 8B(1 - A)^2 + 16B^2}$$

$$A = k^2 Q_0^2, \quad (3.22)$$

$$B = \xi^2 Q_0^2$$

де Q_0 – власна добротність кожного з резонаторів;

ξ – розстрочка частоти ($\xi = \frac{f - f_0}{f_0}$).

Таким чином, використовуючи (3.21) та (3.22) можна створювати фільтри з потрібними АЧХ.

3.3.6. Селективні структури на основі відрізків неоднорідних ліній.

Як правило використовуються коливальні системи на основі однорідних структур. Це спричинено оскільки тим, що однорідні структури мають менші розміри і простіше реалізуються. Однак резонансні частоти однорідних структур залежать тільки від часу їх затримки, а відношення між їхніми резонансними частотами не залежить від параметрів цих структур. Це значно зменшує їх можливості при використанні [147].

В той же час у неоднорідних структур резонансні частоти залежать ще й від того, за яким законом змінюється їх хвильовий опір. Це створює ряд можливостей для формування потрібних частотних характеристик резонансних систем створених на їх основі. Так використовуючи, наприклад, неоднорідності ступінчастого типу можна розріджувати спектр власних частот неоднорідних резонансних систем [147]. Додатковою перевагою неоднорідних структур є можливість сформувати значний вхідний опір структури, що важко реалізувати використовуючи однорідні структури.

Дослідження проведені нами дають підстави стверджувати, що неоднорідні системи із ступінчастою зміною хвильового опору можуть бути

успішно використані для створення на їх основі селективних НВЧ пристроїв з розрідженим спектром. Це підштовхнуло нас до проведення додаткових досліджень резонансних систем на їх основі.

Проаналізуємо властивості неоднорідних систем на прикладі короткозамкнених відрізків ступінчастонеоднорідних ліній. Для простоти розглядатимемо відрізок, який має лише дві області із різним хвильовим опором. Також для простоти розгляду, будемо вважати, що лінія ідеальна і тому втратами в ній можна нехтувати. По аналогії з багат шаровими покриттями (рис. 2.9) розглядатимемо таку конструкцію, як набір трьох з'єднаних послідовно відрізків лінії. Позначимо через Z_0 хвильовий опір області короткого замикання, а через Z_1 , Z_2 – хвильові опори областей відрізка [148]. Розрахуємо вхідний опір цього відрізка.

Характеристики відрізка такої лінії можна розрахувати за методикою, викладеною в підрозділах 3.3.2-3.3.5. Та іноді зручніше використовувати хоч і менш точні але більш наочні аналітичні вирази. Розглянемо відрізок такої неоднорідної мікросмужкової лінії.

Опір відрізка лінії підключеного до навантаження можна визначити з виразу [148]:

$$Z_{in} = Z_w \frac{Z_l + jZ_w \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_w + jZ_l \operatorname{tg}(\beta l)}, \quad (3.23)$$

де Z_{in} – вхідний опір відрізка навантаженого опором Z_l ;

Z_w – опір ненавантаженого відрізка лінії (режим ХХ);

Z_l – опір навантаження;

l – довжина відрізка навантаження;

β - хвильове число відрізка навантаження.

Розглянутий відрізок лінії представляє собою систему з двох відрізків. При цьому область короткого замикання є навантаженням першого відрізка,

а вхідний опір другого відрізка є навантаженням першого відрізка. Тоді згідно з (3.23) вхідний опір короткозамкненого неоднорідного відрізка визначається виразом [148]:

$$Z_{in0} = Z_{w2} \frac{j(Z_{w1} \operatorname{tg}(\beta \ell_1) + Z_{w2} \operatorname{tg}(\beta \ell_2))}{Z_{w2} - Z_{w1} \operatorname{tg}(\beta \ell_1) \operatorname{tg}(\beta \ell_2)}, \quad (3.24)$$

де Z_{in} – вхідний опір короткозамкненого відрізка неоднорідної лінії;

Z_{wi} – опір i -ої області відрізка за відсутності навантаження;

l_i – довжина i -ої області відрізка.

Резонансні частоти такого короткозамкненого неоднорідного відрізка можна визначити на основі того факту, що при резонансі даний відрізок є паралельним контуром, і його опір у цьому випадку теоретично наближається до нескінченності. Забезпечений такий опір можна лише за умови рівності нулю знаменника у виразі (3.24). Але тоді маємо [148]:

$$Z_{w2} - Z_{w1} \operatorname{tg}(\beta \ell_1) \operatorname{tg}(\beta \ell_2) = 0. \quad (3.25)$$

Розв'язавши рівняння (3.25) отримаємо хвильові числа даної системи. Але хвильові числа пов'язані з довжиною хвилі наступним виразом:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon \mu}, \quad (3.26)$$

що дає змогу обчислити резонансні частоти скориставшись співвідношенням між довжиною хвилі і частотою у вакуумі:

$$f = \frac{c}{\lambda}, \quad (3.27)$$

де λ - довжина хвилі у вакуумі;

c - швидкість світла (електромагнітної хвилі) у вакуумі;

f - частота коливань в лінії;

ϵ - діелектрична проникність середовища;

μ - магнітна проникність середовища.

Тоді, використовуючи вирази (3.25-3.27), обчислюємо резонансні частоти відрізка лінії.

Для експериментальної перевірки отриманих виразів було виготовлено кілька зразків резонаторів на основі відрізків ступінчастонеоднорідної мікросмужкової лінії. Вибір мікросмужкової лінії був зумовлений простотою виготовлення, а також можливістю реалізації на її основі малогабаритних селективних НВЧ пристроїв в широкому діапазоні частот [148, 149] за добре відпрацьованою гібридною технологією [150]. До того ж, в мікросмужкових структурах легко забезпечити ступінчасту зміну хвильового опору зразка за рахунок зміни ширини смужки (рис.3.34) (жирною крапкою позначено короткозамкнений кінець відрізка). Результати числового та експериментального дослідження зведено у таблиці (3.7-3.9) [148].

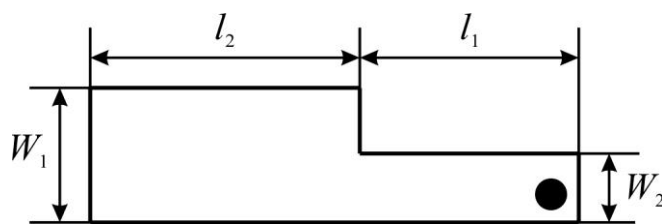


Рис. 3.34. Мікросмужковий резонатор із ступінчастою неоднорідністю.

Таблиця 3.7

Зразок №1 $\varepsilon \approx 35$.

l_1 , (мм)	W_1 , (мм)	l_2 , (мм)	W_2 , (мм)	F_{exp} , (МГц)	F_{calc} , (МГц)
0	4	22	4	604	576
11	3.1	11	4	544	542
11	2	11	4	475	490

Таблиця 3.8

Зразок №2 $\varepsilon \approx 60$.

l_1 , (мм)	W_1 , (мм)	l_2 , (мм)	W_2 , (мм)	F_{exp} , (МГц)	F_{calc} , (МГц)
10	4	9	5	501	482
10	3	9	5	461	448
10	1.7	9	5	369	391

Таблиця 3.9

Зразок №3 $\varepsilon \approx 36$.

L_1 , (мм)	W_1 , (мм)	l_2 , (мм)	W_2 , (мм)	F_{exp} , (МГц)	F_{calc} , (МГц)
5.1	2.5	12.9	4.9	644	607
5.1	2.5	12.4	4.9	656	623
5.1	2.5	11.3	4.9	692	661
5.1	2.5	10.2	4.9	731	705
5.1	2.5	9.6	4.9	755	732
5.1	2.5	9.1	4.9	780	756
5.1	2.5	8.6	4.9	802	781
5.1	2.5	7.6	4.9	849	839
5.1	2.5	6.6	4.9	911	908
5.1	2.5	5.8	4.9	968	972

З аналізу наведених даних видно, що найкраща кореляція експериментальних та розрахункових результатів має місце тоді, коли виконуються умови $l_1 \approx 0.82l_2$ та $W_1/W_2 \approx 1/3$ (рис. 3.35).

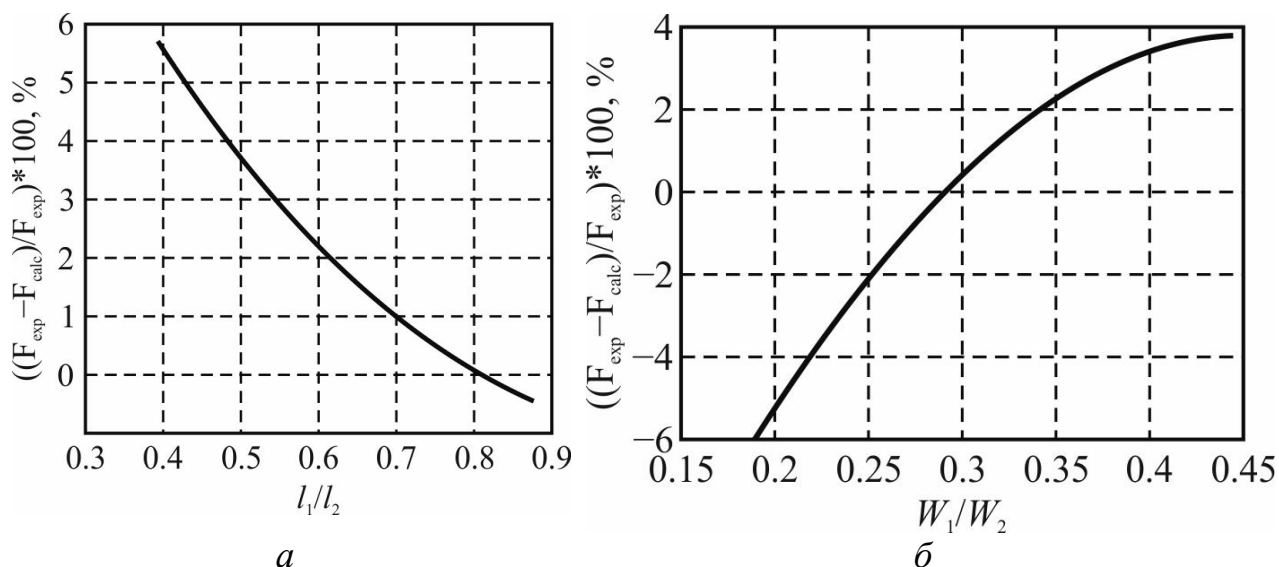


Рис. 3.35. Похибки розрахунку резонансних частот резонатора на основі неоднорідної мікросмужкової лінії зі ступінчастою неоднорідністю у залежності від співвідношення довжин областей резонатора (а) та від співвідношення ширин областей резонатора (б)

На основі мікросмужкових резонаторів із ступінчастою неоднорідністю було реалізовано макети дворезонаторних фільтрів (рис. 3.36) [146,151]. Частотні залежності коефіцієнтів передачі цих макетів зображені на рис. 3.37. Однак можливості неоднорідних резонансних структур на цьому не вичерпуються. Існують значно цікавіші варіанти використання неоднорідних ліній. Особливо це стосується створення керованих фільтрів НВЧ.

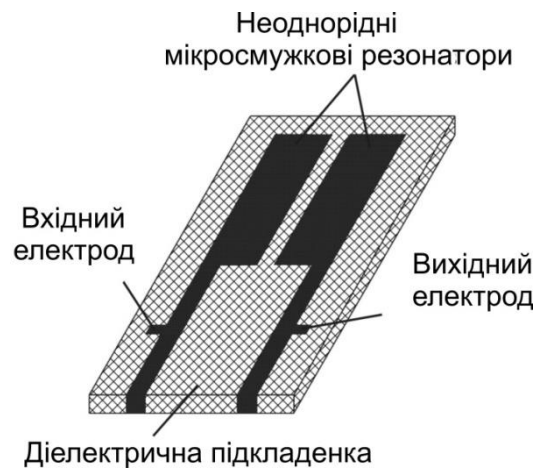


Рис. 3.36. Топологія мікросмужкового дворезонаторного фільтру GSM діапазону зі ступінчастою неоднорідністю

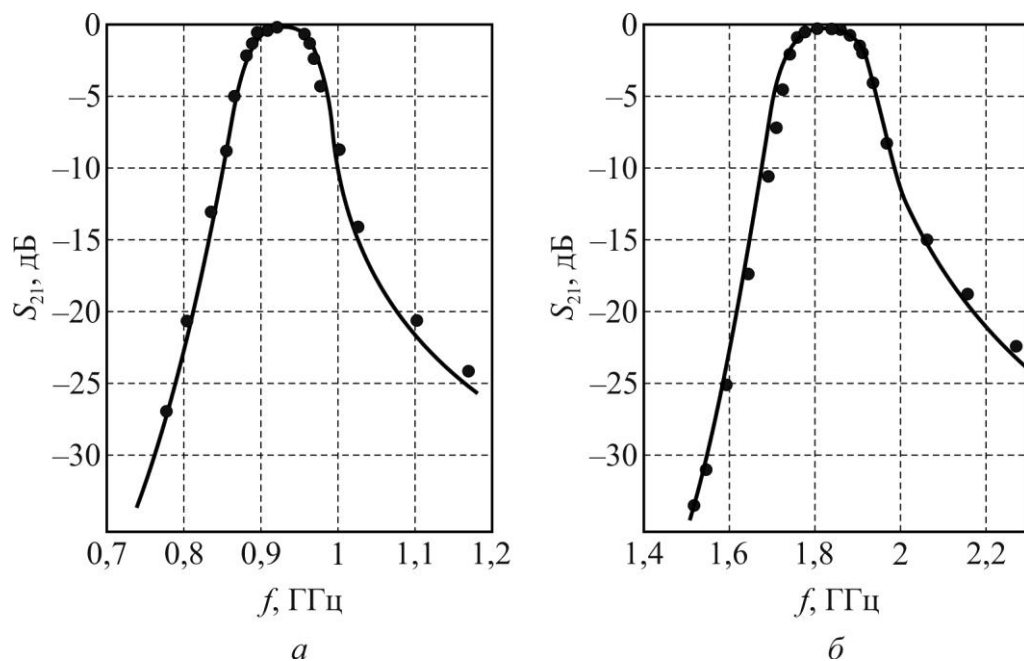


Рис. 3.37. Теоретичні та експериментальні частотні залежності коефіцієнта передачі дворезонаторних мікросмужкових фільтрів зі ступінчастою неоднорідністю з центральною частотою 915 МГц (*а*) та 1800 МГц (*б*). Відносна діелектрична проникність підкладки (ϵ_r) відповідно 9,6 і 38 [146]

Можливо кілька способів керування характеристиками планарної структури: зміна властивостей матеріалів структури (використання нелінійних матеріалів тощо) та зміна конфігурації системи (зміна взаємного розміщення частин системи, зміна типу резонансу лінії з півхвильового на

чвертьхвильовий за рахунок закорочення одного з кінців смужкового резонатора тощо) рис. 3.38. Обидва типи керування можуть бути застосовані до планарних структур.

Нами проведено аналіз існуючих конструкцій і на основі проведеного аналізу запропоновано нові, конкурентоздатні конструктивні рішення для практичного використання в техніці НВЧ.

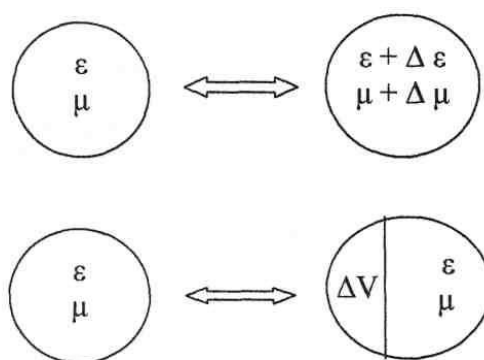


Рис. 3.38. Схематична діаграма: керування параметрами матеріалу і зміна конфігурації системи

Так, наприклад, нами було виготовлено і досліджено дводіапазонний фільтр з електронним перемиканням діапазонів на основі напівхвильового мікросмужкового резонатора зображеного на рис. 3.39, до вузького кінця якого підключався МДП – транзистор з індукованим каналом (рис. 3.40).

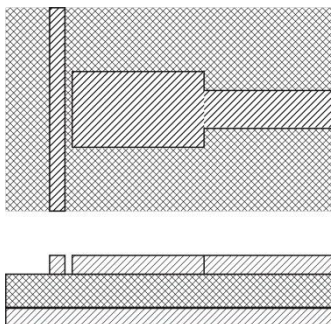


Рис. 3.39. Схематичне зображення конструкції однорезонаторного фільтру на основі мікросмужкового резонатора із ступінчастою неоднорідністю

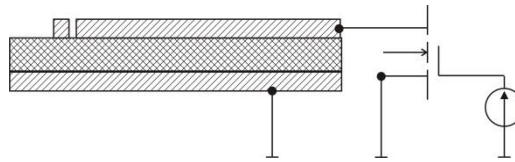


Рис. 3.40. Схема підключення фільтра до кола керування

Принцип дії такого фільтра заснований на властивостях відрізків ліній передавання. При закритому транзисторі такий відрізок має навантаження близьке до нескінченності і є напівхвильовим резонатором (рис 3.41, *а*). Коли ж транзистор відчинений опір навантаження резонатора близький до нуля і резонатор стає чвертьхвильовим. Його резонансна частота зменшується більш ніж в два рази при майже незмінній формі резонансного піку (рис 3.41, *б*).

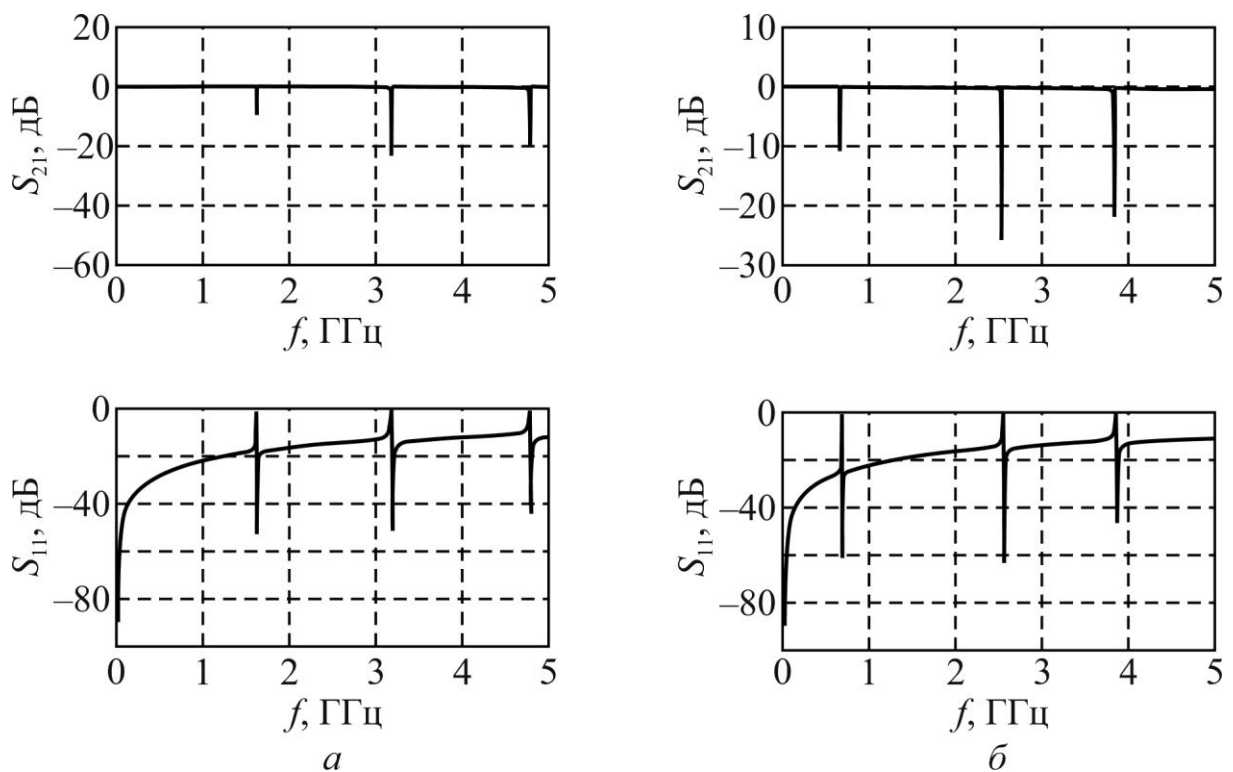


Рис. 3.41. АЧХ фільтра при зачиненому (*а*) та відчиненому (*б*) транзисторі. (Підкладенка – полікор, ширина широкої області резонатора – 4 мм, ширина вузької області резонатора – 2 мм, довжина широкої області резонатора – 15 мм, довжина вузької області резонатора – 15 мм)

Таким чином можна перемикати резонансні частоти фільтру між двома значеннями. При цьому, завдяки ступінчастій неоднорідності, друга гармоніка не заважає роботі фільтру.

Комп'ютерний розрахунок на основі методу кінцевих елементів та експериментальне дослідження макету фільтру показало, що різниця між розрахованими і експериментальними значеннями для резонансних частот не перевищувала 5%, а для добротності не перевищувала 15%.

Для розширення полоси пропускання фільтру можна реалізувати дворезонаторний фільтр з аналогічним принципом роботи. Крім того використовуючи дворезонаторну конструкцію можна створити фільтр із керованою формою резонансного піку. Аналогічним чином можна реалізувати і селективні структури з оптичним керуванням, якщо в якості керуючого елемента використати фототранзистор.

Як уже було показано вище на основі аналогічних структур можна також реалізувати не тільки фільтри з дискретним перемиканням частот, але і фільтри з плавним електромеханічним керуванням частотою [6, 52, 53]. Один з можливих варіантів конструкції такого фільтру і його характеристика зображені на рис. 3.20 та 3.19 відповідно.

Нами було виготовлено макет такого дворезонаторного фільтру на підкладенці товщиною 1 мм з діелектричною проникністю $\epsilon' = 38$. У якості резонаторів були використані два чвертьхвильових відрізки мікросмужкової лінії із ступінчастою неоднорідністю. Відношення ширини широкої частини резонатора до вузької склало 2. Смужки були нанесені на підкладенку методом випалювання срібної пасти.

При цьому отримано такі характеристики фільтру: центральна частота (f_0) 914 МГц, ширина смуги пропускання $\sim 8\%$, втрати в полосі пропускання 0,5 дБ, діапазон зміни частоти $\sim 10\%$. Габаритні розміри фільтру 16x12x1 мм.

Недоліком таких конструкцій є залежність ширини полоси пропускання фільтру від ширини зазору між підкладенкою та земляним електродом (рис. 3.42). Вказаний ефект обмежує діапазон перебудови таких

фільтрів. Однак даний недолік до деякої міри можна скомпенсувати конструктивним шляхом за рахунок зміни зв'язку між резонаторами фільтру (рис. 3.43).

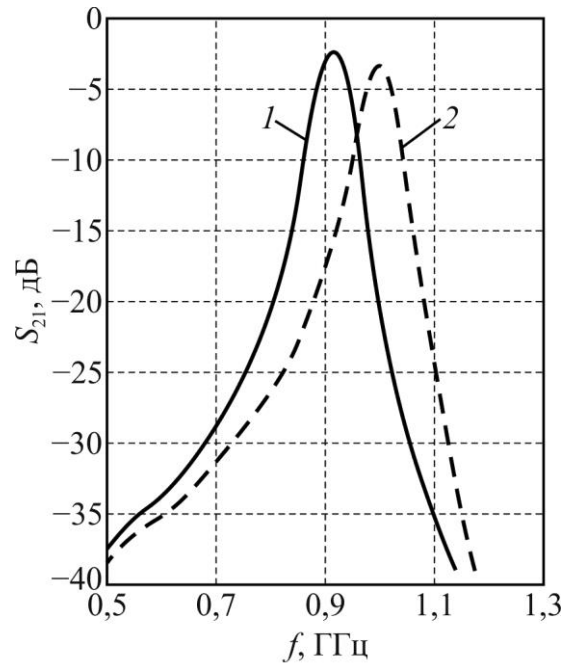


Рис. 3.42. АЧХ фільтру при різних значеннях зазору між підкладеною та земляним електроном:

- 1 – величина зазору 10 мкм;
- 2 – величина зазору 100 мкм

Використана технологія дозволяє реалізувати будь-який мікросмушковий пристрій з електромеханічним керуванням. В цьому контексті, таку підкладенку керованого мікросмушкового пристрою можна вважати «активним (керованим) діелектриком».

В основі керування лежить зміщення земляної металевої мембрани відносно підкладки (зміна конфігурації системи). Зміщення здійснюється за рахунок електромеханічного актюатора і спричинює зміну величини повітряного зазору.

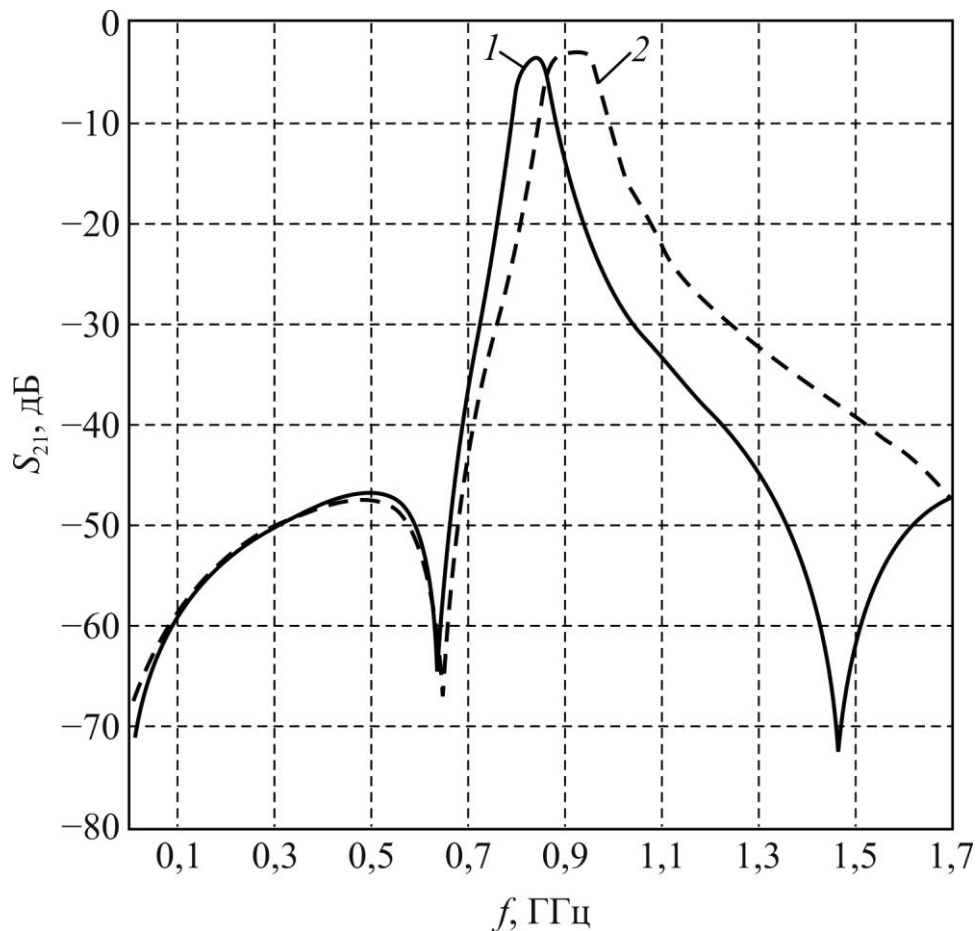


Рис. 3.43. АЧХ фільтру при різних значеннях зазору між підкладеною та земляним електродом у випадку збільшення зв'язку між високоомними частинами резонаторів:

1 – величина зазору 10 мкм;

2 – величина зазору 100 мкм

Крім того, оскільки така структура у НВЧ діапазоні виявляє резонансні властивості, то можна реалізувати на її основі не лише фільтри, але й інші резонансні пристрої, такі як, наприклад, фазообертачі.

За способом керування фазою фазообертачі ділять на аналогові (плавні) і дискретні. У випадку електромеханічного керування, один і той же керуючий елемент може забезпечити обидва режими роботи.

Відомо, що частотна залежність фази при резонансі може бути визначена за виразом:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{1}{Q} \frac{\omega / \omega_0}{1 - (\omega / \omega_0)^2} \right), \quad (3.28)$$

де Q – добротність резонансної системи;

ω – кутова (циклічна) частота ($\omega = 2\pi f$);

ω_0 – резонансна частота, виражена через довжину відрізка МСЛ – l

($\omega_0 = \pi c / l \sqrt{\varepsilon_{eff}}$);

c – швидкість світла у вакуумі;

ε_{eff} – ефективна діелектрична проникність підкладки.

Очевидно, що величина керованого зсуву фази буде залежати від похідної фази по ефективній проникності:

$$\frac{d\varphi}{d\varepsilon_{eff}} = \frac{Q\omega}{2\omega_0\varepsilon_{eff}} \cdot \frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{Q^2 \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right) + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (3.29)$$

Поблизу резонансу $\omega \approx \omega_0$, тому:

$$\frac{d\varphi}{d\varepsilon} \approx \frac{Q}{\varepsilon} \quad (3.30)$$

У випадку узгодженого відрізка МСЛ такої ж довжини l зсув фази сигналу дорівнює:

$$\varphi = \frac{2\pi l \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{\lambda}, \quad (3.31)$$

де λ – довжина хвилі сигналу у вакуумі.

В результаті:

$$\frac{d\varphi}{d\varepsilon_{eff}} \approx \frac{\pi l}{\lambda \sqrt{\varepsilon_{eff}}}, \quad (3.32)$$

а при $\omega \approx \omega_0$ $\lambda = 2l\sqrt{\varepsilon_{eff}}$, тому:

$$\frac{d\varphi}{d\varepsilon_{eff}} \approx \frac{\pi}{2\varepsilon_{eff}} \quad (3.33)$$

Таким чином, керований зсув фази в умовах резонансу у відрізку МСЛ приблизно у Q разів більше, ніж в ідентичному узгодженому відрізку лінії. Важливо відзначити, що величина Q – навантажена добротність резонатора. При теоретичному дослідженні розглянутої конструкції фазообертача було використано квазістатичне наближення опису дворезонаторного фільтру. Для перевірки викладених положень було досліджено зсув фаз керованого фільтру на основі відрізків мікросмужкової лінії із ступінчастою неоднорідністю (АЧХ на рис. 3.43). Результати дослідження представлено на рис. 3.44.

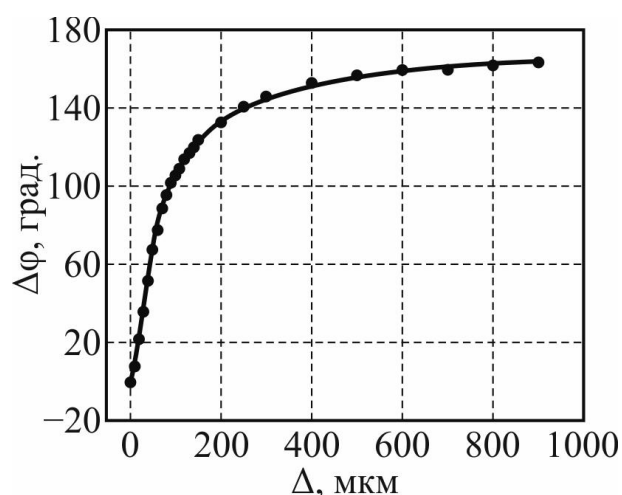


Рис. 3.44. Фазова характеристика досліджуваного фільтру

Отримані результати підтверджують можливість використання планарних структур на основі відрізків мікросмужкової лінії із ступінчастою неоднорідністю для реалізації частотноселективних структур з характеристиками прийнятними для практичного використання.

3.3.7. Селективні структури на основі відрізків неоднорідних ліній з оптичним керуванням

Оптичні системи мають ряд переваг перед електронними та електромеханічними системами передачі інформації, тому постійно ведеться робота по створенню частотноселективних пристроїв з оптичним керуванням. В основі оптичних методів керування лежить залежність характеристик матеріалів від освітлення. Одним з можливих шляхів реалізації оптичного керування є використання явища фотоефекту. Це явище полягає у зміні провідності матеріалів під дією світла і має місце у багатьох напівпровідникових матеріалах [152, 153]. У спрощеному вигляді це явище можна описати за допомогою виразу:

$$\sigma_f = \alpha \frac{(1 - R)\Phi}{h\nu},$$

де σ_f – фотопровідність;

Φ – світловий потік, який падає на поверхню;

R – коефіцієнт відбиття світла від поверхні матеріалу;

h – постійна Планка,

α – коефіцієнт поглинання;

ν – частота випромінення.

Коефіцієнт відбиття залежить від стану поверхні матеріалу приймача випромінювання, від співвідношенні діелектричних проникностей приймача випромінювання і зовнішнього середовища тощо.

Коефіцієнт поглинання залежить від частоти випромінювання, а також від властивостей матеріалу приймача випромінювання. Це пов'язано з різною спектральною чутливістю матеріалів (рис. 3.45).

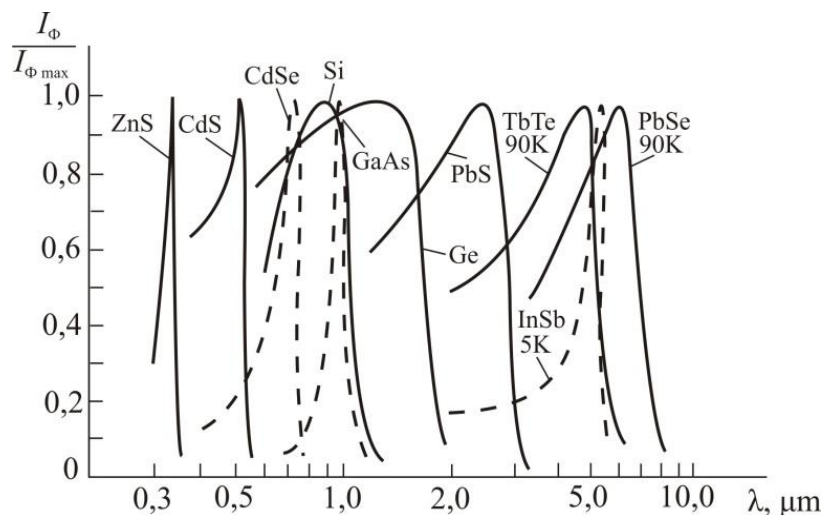


Рис. 3.45. Спектральна чутливість різних напівпровідникових матеріалів [152]

Це призводить до необхідності спектрального узгодження джерела і приймача випромінювання.

Основними джерелами випромінювання, придатними для використання у інтегральній мікроелектроніці є напівпровідникові світлодіоди та напівпровідникові лазери.

Характеристики деяких матеріалів з помітною фотопровідністю наведено у таблиці 3.10.

Таблиця 3.10

Параметри напівпровідникових матеріалів [154]

Матеріал	$\mu_n, \frac{cm^2}{V \cdot s}$	$\mu_p, \frac{cm^2}{V \cdot s}$	$\Delta E_g, eV$	$\varepsilon(\infty)$	$\varepsilon(0)$
CdS	340	110	2,42-2,5	5,23/5,29	5,4
CdSe	720	75	1,8	-----	10
ZnS	140	5	3,7	-----	5,2
GaAs	9500	450	1,4	10,86	13,1
Ge	3900	1900	0,7	15,8	16,1
Si	1400	500	1,12	11,8	12,5
AlAs	280	-----	2,2	-----	10,1
GaP	190	120	2,3	-----	11,1
SiC	330	600	2,4-3,1	6,7	7,5

Характеристики сучасних напівпровідникових світлодіодів наведено у таблиці 3.11.

Таблиця 3.11

Параметри світло діодів на основі напівпровідників

Довжина хвилі, нм	Колір випромінення	Матеріал
$\lambda < 400$	Ультрафіолетовий	(AlN) (210 nm), (AlGaInN)—down to 210 nm
$400 < \lambda < 450$	Фіолетовий	(InGaInN)
$450 < \lambda < 500$	Блакитний	(ZnSe), (InGaInN)
$500 < \lambda < 570$	Зелений	Традиційний зелений: (GaP),(AlGaInP),(AlGaP) Блідо-зелений: (InGaInN) / (GaInN)
$570 < \lambda < 590$	Жовтий	(GaAsP),(AlGaInP),(GaP)
$590 < \lambda < 610$	Оранжевий	(GaAsP), (AlGaInP), (GaP)
$610 < \lambda < 760$	Червоний	(AlGaAs),(GaAsP),(AlGaInP), (GaP)
$\lambda > 760$	Інфрачервоний	(GaAs),(AlGaAs)

Характеристики поширених лазерів на основі напівпровідників наведено у таблиці 3.12.

Таблиця 3.12

Параметри лазерів на основі напівпровідників

Матеріал	Тип накачки			Довжина хвилі, нм
	інжекційна	електронним променем	лазерним променем	
GaAs	x	x	x	840
GaSb	x	x		1600
InP	x			900
InAs	x	x		3100
InSb	x	x	x	5200
GaP _x As _{1-x}	x			650-840
Ga _x In _{1-x} As	x			840-3100
In _x Ga _{1-x} As	x			1000-3200
Al _x Ga _{1-x} As	x			600-1000
CdS		x		500
CdTe		x		800
PbS	x			8500

Представлені джерела випромінення можуть бути об'єднані у випромінюючі матриці з мікропроцесорним керуванням на основі технології Chip-On-Board, (COB). При цьому необхідно оцінити максимально можливу щільність розміщення випромінювачів, нагрів випромінювачів. Крім того, необхідно враховувати імпульсний характер процесів включення та виключення джерел світла. Оскільки в цьому разі можливе спотворення форми інформаційного сигналу внаслідок інерційності процесів фотогенерації та рекомбінації носіїв заряду.

Автором роботи у співавторстві з Циганком Б.А. та Олійником О.О. було проведено дослідження можливості формування оптичним шляхом провідникових областей, придатних для передачі по них інформаційних сигналів, та реалізації на їх основі керованих частотно-селективних пристроїв зі змінною конфігурацією провідникових областей мікросмужкової лінії оптичним способом. Схема експерименту представлена на рис. 3.46.

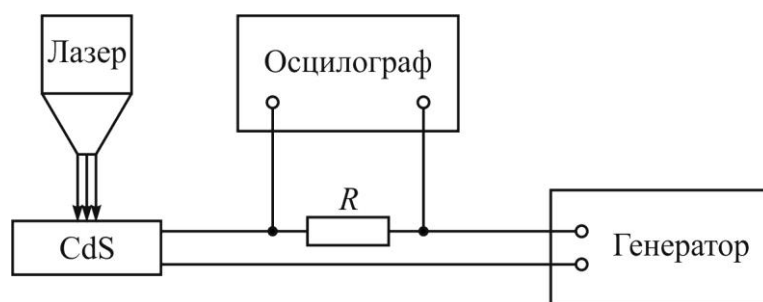


Рис. 3.46. Схематичне зображення дослідної установки для формування оптичним методом провідникових доріжок на поверхні напівпровідника

У дослідах були використані полікристалічні підкладки, виготовлені з CdS і CdTe, поверхні яких висвітлювалися зеленим і червоним лазером відповідно. За допомогою освітлення формувалися провідникові доріжки різної довжини. Максимальна довжина доріжок становила 5 міліметрів, а мінімальна 0,1 міліметра. В усіх випадках сформованих таким чином провідникових доріжках вдалося пропустити сигнал частотою до 15 МГц. При більш високій частоті відбувалося сильне спотворення сигналу, що, на наш погляд, було спричинено низьким значенням рухливості носіїв заряду в CdS і CdTe (отримані результати захищені патентом України на корисну модель [155]). Є підстави вважати, що при використанні підкладки з GaAs і інфрачервоного лазера можна передавати сигнали значно більшої частоти.

Для вирішення поставлених у рамках даної роботи задач необхідно було дослідити можливість зміни параметрів елементу мікросмужкового тракту без суттєвого зменшення його добротності за рахунок зміни його конфігурації оптичним методом. У якості підкладки для даного елементу було вирішено використати високоомний арсенід галію.

Попередньо було проведено вимірювання власної добротності ДР виготовлених з високоомного арсеніду галію. Всі досліджувані зразки продемонстрували високу добротність, що добре узгоджується з літературними даними по НВЧ властивостях арсеніду галію. За кімнатної температури GaAs резонатори у НВЧ діапазоні мають наступні параметри діелектрична проникність (13,0), добротність 4900...5000 ($f \approx 8...30$ ГГц).

З GaAs було виготовлено кілька підкладенок. Розміри підкладенок становили 20x10x0,4 мм. На виготовлених підкладенках було сформовано мікросмужкові лінії з хвильовим опором п'ятдесят ом. Дані підкладенки електрично з'єднувались з базовою 50-омною лінією, виготовленою на полікоровій підкладенці. Отримана конструкція представляла собою однорезонаторний смугозагороджувачий фільтр. Дослідження було проведено у діапазоні частот 3...6 ГГц за допомогою панорамного вимірювача. Резонансна частота склала 3,43 ГГц, що становило $3\lambda/4$. При освітленні добротність мікросмужкового резонатора на GaAs підкладці була не нижчою за 240. На рис. 3.47 показано конструкцію досліджуваного макету.

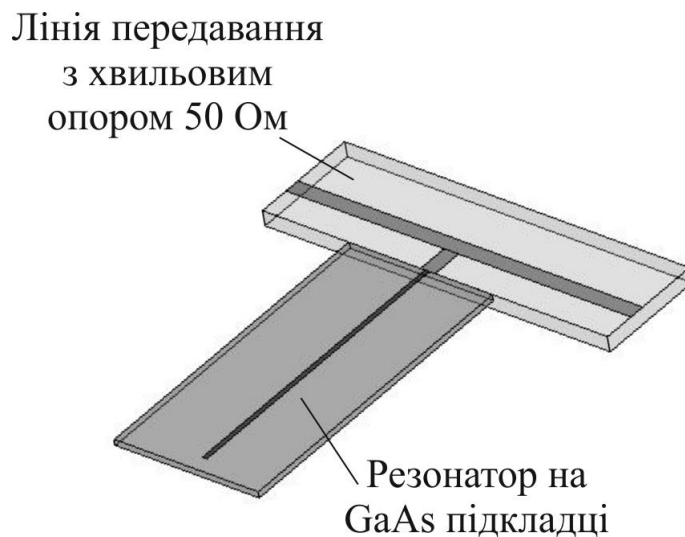


Рис. 3.47. Схематичне зображення досліджуваного макету

При освітленні GaAs підкладенки світлодіодом з фокусуною системою мало місце 2%-не зменшення величини резонансної частоти.

Отримані нами результати, а також результати інших дослідників [153] вказують на принципову можливість формування на поверхні фоточутливого напівпровідника областей з високою провідністю за допомогою світла, що робить можливим створення планарних структур НВЧ з оптичним керуванням. Проведені дослідження показали, що можна формувати

необхідну конфігурацію провідникових областей динамічно в процесі роботи [155] отримуючи необхідні резонансні властивості провідникових областей (рис. 3.48).

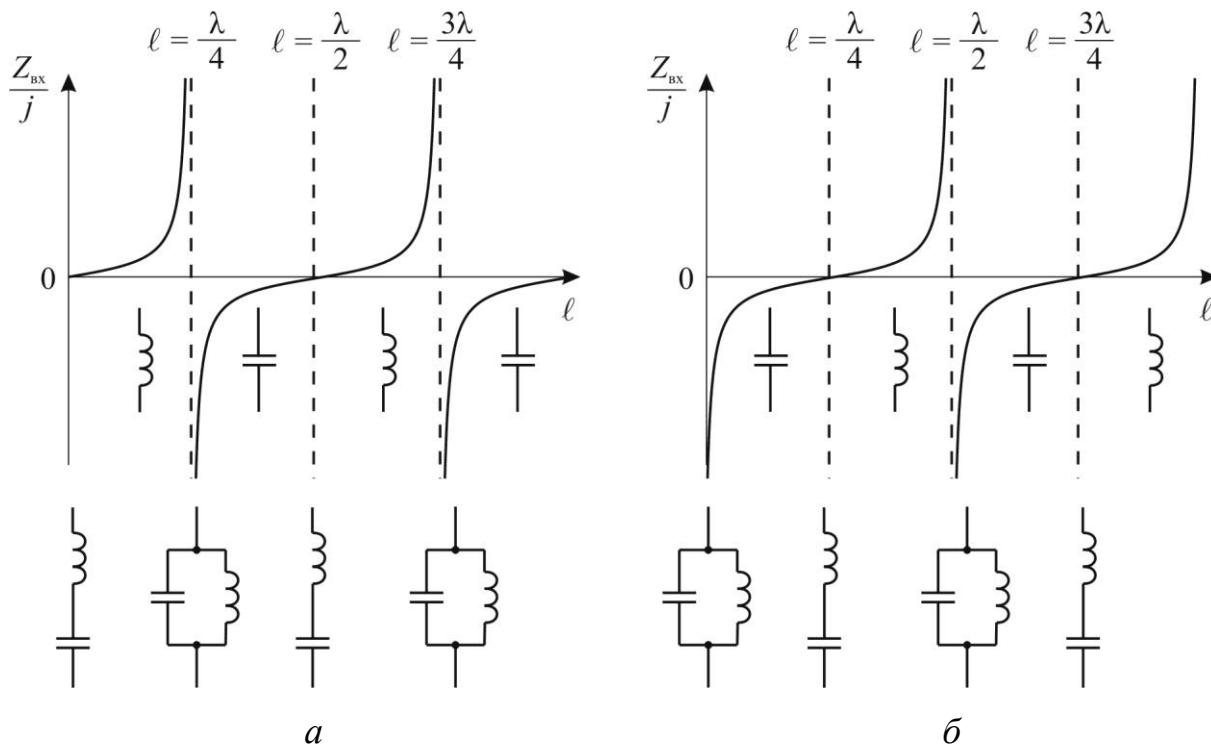


Рис. 3.48. Залежність вхідного опору відрізків ліній передавання від співвідношення їх довжини до довжини хвилі в режимі короткого замикання (а) та в режимі холостого ходу (б)

Можливі варіанти конфігурації фільтрів НВЧ показані на рис. 3.49-3.51.

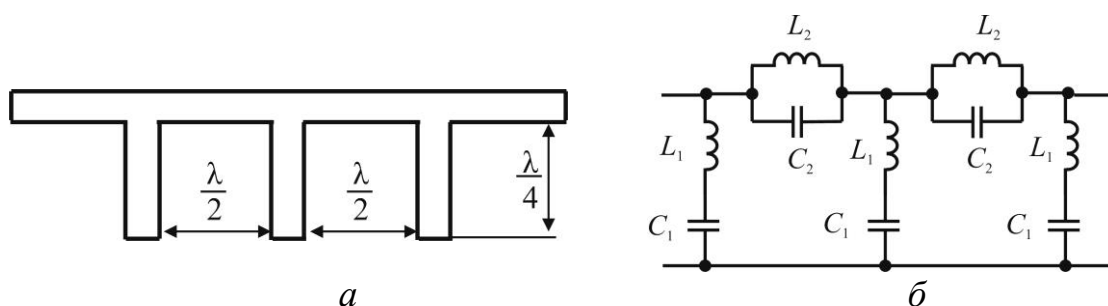


Рис. 3.49. Смугозагороджувачий фільтр: топологія (а) і принципова схема (б)

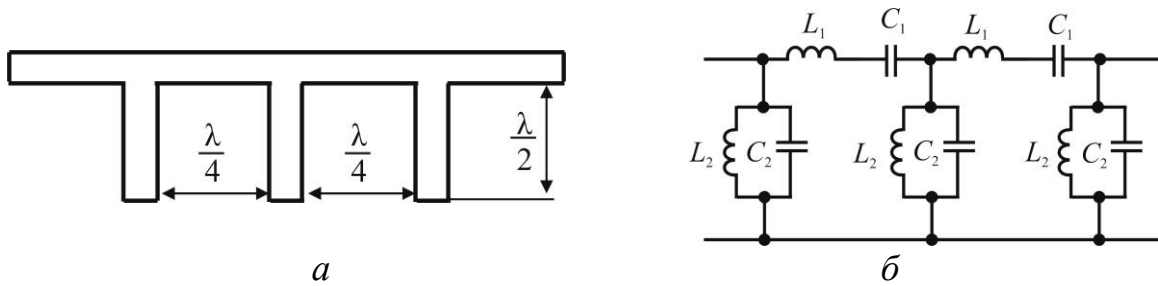


Рис. 3.50. Смугопропускаючий фільтр: топологія (а) і принципова схема (б)

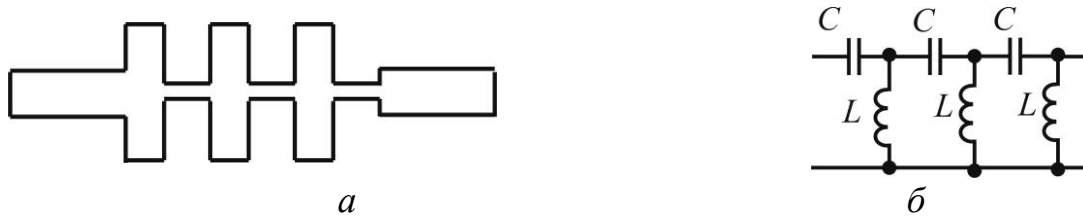


Рис. 3.51 Фільтр нижчих частот: топологія (а) і принципова схема (б)

Таким чином, доведена можливість керування параметрами планарної лінії на напівпровідниковій підкладенці шляхом оптичного формування провідникових областей заданої конфігурації. Даний напрямок є перспективним для створення нового класу резонансних НВЧ пристроїв з оптичним керуванням. При цьому необхідно вирішити ряд проблем таких, як низька добротність, технологічна складність виготовлення керуючої оптичної системи, а також та високе енергоспоживання. Для вирішення вказаних проблем необхідне подальше дослідження таких структур.

3.4. П'єзоелектричні та електрострикційні керуючі елементи для НВЧ пристроїв

3.4.1. Сучасні матеріали для п'єзоперетворювачів

Титанати цирконат свинцю (PZT) є найбільш поширеними керамічними матеріалами, застосовуваними в п'єзоелектричних перетворювачах [156, 157]. Типова залежність деформації від прикладеного зовнішнього поля для PZT кераміки представлена на рис. 3.52.

За малих значень напруженості електричного поля залежність деформації від прикладеного поля майже лінійна (3.52, крива *a*). При подальшому збільшенні поля крива спотворюється (3.52, криві *b*, *c*, *d*), з'являється значний гістерезис, пов'язаний з процесами дипольної переорієнтації.

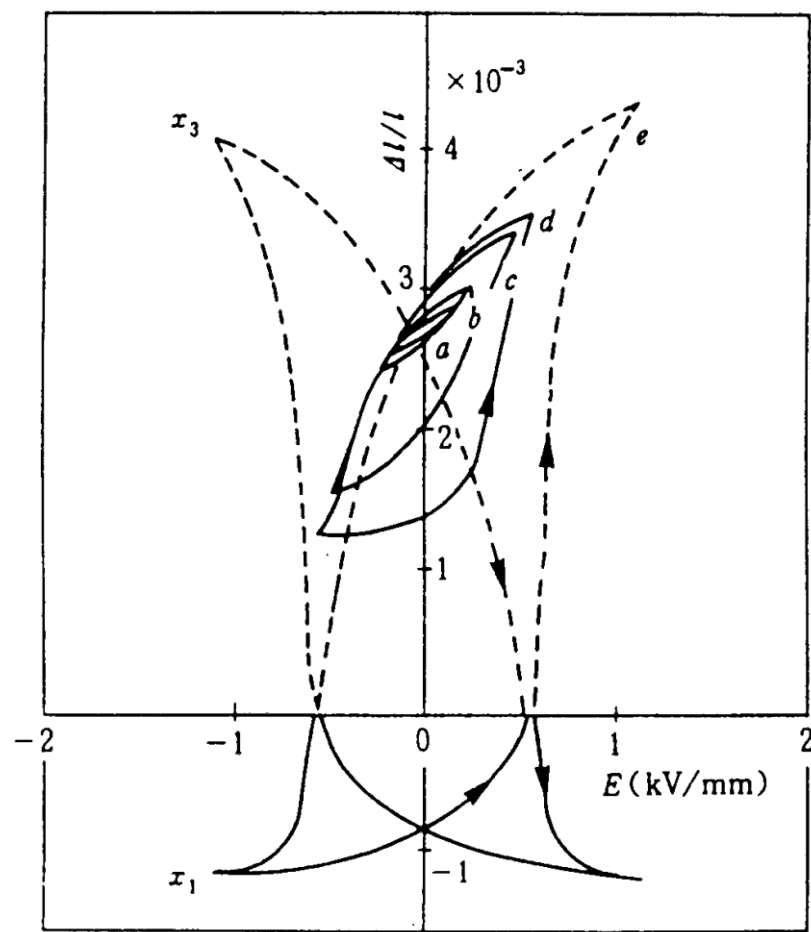


Рис. 3.52. Залежність деформації від прикладеного зовнішнього поля для PZT кераміки [157]

Всі п'єзоелектрики типу титанату барію (BaTiO_3), титанату свинцю (PbTiO_3), цирконат титанату свинцю (PZT) і цирконат титанату лантану (PLZT) мають структуру перовскіту. Додавання до PZT кераміки різних донорних домішок дозволяє в значній мірі варіювати параметри п'єзоматеріалів для різних застосувань.

Додавання акцепторних домішків типу Fe^{3+} дозволяє отримати так звану сегнетожорстку п'єзокераміку (hard PZT), яка характеризується низьким значенням діелектричної проникності, малими електричними втратами і малими значеннями п'єзомодулів. Таку кераміку застосовують для виготовлення ультразвукових перетворювачів.

Додавання донорних іонів (Nb^{5+}) дозволяє отримати сегнетом'яку п'єзокераміку (soft PZT). Така кераміка має високе значення діелектричної проникності, великі втрати і високі значення п'єзомодулів. Її використовують для виготовлення сенсорів і актюаторів. Характеристики вітчизняної п'єзокераміки наведено у таблиці 3.13.

Хоча п'єзоелектричний ефект в загальному вигляді описується квадратичною залежністю, для малих деформацій будемо вважати його лінійним. Тоді справедливі наступні співвідношення:

$$Q = d_1 F,$$

$$x = d_2 V,$$

де d_1 і d_2 – п'єзоелектричні константи матеріалу для прямого і зворотного п'єзоефекту відповідно;

F – сила, яка діє на матеріал;

V – електрична напруга.

Для випадку ж, коли в електромеханічній системі присутні і напруга, і сила, можна записати наступні співвідношення:

$$Q = d_1 F + C_0 V,$$

$$x = d_2 V + C_m F,$$

де C_0 – вільна ємність;

C_m – коефіцієнт пружності перетворювача.

Таблиця 3.13

Вітчизняна п'єзокераміка

Марка матеріалу	Густина $\rho \cdot 10^{-3}$, кг/м ³ (не менше)	Відносна діелектрична проникність	Тангенс кута діелектричних втрат $\operatorname{tg} \delta$		Питомий об'ємний електричний опір ρ_s , Ом*м (не менше)	Електрична міцність $E_{кр} \cdot 10^{-6}$, (не менше)	Коефіцієнт електро механічного зв'язку k_p , (не менше)	П'єзоелектричний модуль $d_{31} \cdot 10^{12}$, Кл/Н (не менше)
			$E \leq 25$ кВ/м	$E = 300$ кВ/м				
ТБ-І	5,3	1500±300	0,02	-	$1 \cdot 10^6$	3,0	0,20	45,0
ЦТС-19	7,45	1725±325	0,035	-	$1 \cdot 10^8$	3,0	0,40	100,0
ЦТСНВ-І	7,3	2250±560	0,019	0,3	$1 \cdot 10^8$	2,9	0,45	165,0
ТБК-3	5,3	1200±200	0,02	0,040	$1 \cdot 10^7$	3,0	0,2	43,3
ЦТС-23	7,4	1075±225	0,0075	0,040	$5 \cdot 10^8$	3,0	0,43	100,0
ЦТС-24	7,4	1075±225	0,0075	0,040	$1 \cdot 10^8$	3,0	0,45	100,0
НБС-1	5,6	1600±300	0,02	0,120	$1 \cdot 10^9$	3,5	0,28	66,6
ЦТБС-3	7,2	2300±500	0,012	0,035	$1 \cdot 10^8$	3,0	0,45	125
ТБКС	5,2	450±50	0,02	0,050	$1 \cdot 10^8$	3,0	0,17	200
ЦТС-22	7,0	800±200	0,025	-	$1 \cdot 10^7$	3,0	0,20	27,0
НБС-3	5,5	1800±400	0,02	-	$1 \cdot 10^8$	4,5	0,2	45,0
ЦТС-35	7,0	1000±200	0,025	-	$2 \cdot 10^8$	4,5	0,38	70,0
ЦТС-21	7,0	550±150	0,025	-	$1 \cdot 10^9$	4,0	0,2	26,6
ЦТССт	7,3	1150±150	0,005	0,01	$5 \cdot 10^6$	-	0,43	75,0
ТБ-І	100,0	0,90-1,10	100	4,3-4,9	-	58,70	18,60	294
ЦТС-19	200,0	0,55-0,85	50	3,0-3,60	-	-	-	291
ЦТСНВ-І	400,0	0,57-0,71	70	2,85-3,05	0,31	35,00	16,70	345
ТБК-3	83,3	1,09-1,30	300	4,50-5,00	-	58,70	18,60	245
ЦТС-23	200,0	0,65-0,85	200	3,00-3,35	-	63,50	13,70	343
ЦТС-24	200, в	0,65-0,85	200	3,00-3,35	-	-	18,60	343
НБС-1	166,5	0,70-0,95	150	3,60-4,30	-	61,25	29,40	196
ЦТБС-3	320,0	0,70-0,90	200	3,37-3,61	0,30	45,00	19,60	343
ТБКС	50,0	1,00-1,25	350	4,40-5,00	-	-	-	294
ЦТС-22	69,0	0,85-1,00	400	3,60-4,00	0,41	-	-	294
НБС-3	100,0	0,75-0,95	300	3,90-4,50	-	-	-	196
ЦТС-35	-	0,60-0,90	550	3,30-3,60	0,30	-	-	-
ЦТС-21	66,6	0,85-0,95	100	3,50-3,80	0,33	-	-	294
ЦТССт-1	180,0	0,70-0,90	500	3,50	-	70,00	19,00	350

Іншою важливою безрозмірною величиною, яка характеризує роботу п'єзоелектричних перетворювачів є коефіцієнт електромеханічного зв'язку. Цей коефіцієнт дорівнює відношенню корисної механічної роботи до електричної енергії, накопиченої в перетворювачі. Коефіцієнт електромеханічного зв'язку залежить від виду матеріалу, від типу механічної дії і від поляризації електричного поля. Для лінійних п'єзоелектричних матеріалів цей коефіцієнт задається співвідношенням:

$$N = d/S \cdot \epsilon,$$

де d - п'єзоелектрична константа матеріалу;

S – пружність матеріалу

ϵ - діелектрична проникність матеріалу.

Механічна деформація матеріалу під дією електричного поля називається електрострикцією. Електрострикція різною мірою властива всім матеріалам. Її можна пояснити наявністю в будь-якому діелектричному матеріалі поляризованих атомів і молекул. Внаслідок цього прикладене електричне поле викликає перерозподіл зарядів всередині матеріалу, що веде до зміни довжин і кутів внутрішньомолекулярних зв'язків, а також до переміщення електронів. Все це є причиною механічних деформацій матеріалу. Наразі практичне застосування знайшли матеріали на основі PMN кераміки, завдяки аномально великим електрострикційним коефіцієнтами. На практиці можна досягти відносної деформації аж до 0.1%. Електромеханічні взаємодії в таких матеріалах можна описати наступними співвідношеннями:

$$D = dT + \epsilon^T E$$

$$S = sT + dE + d^* E^2,$$

D – електричне зміщення;

E – напруженість електричного поля;

S – деформація;

T – механічне напруження;

d^* – коефіцієнт електрострикційного зв'язку;

s – коефіцієнт пружної деформації.

Внесок цієї складової у величину сумарної деформації пропорційний квадрату поляризації матеріалу. Це рівняння справедливе навіть у випадку великих значень напруженості електричного поля. Коефіцієнти електрострикційних зв'язку d^* , визначаються експериментально.

Електрострикція дуже схожа на п'єзоелектричний ефект. Однак є суттєві відмінності. Поляризація в п'єзоелектричних матеріалах є спонтанною, тоді як в електрострикційних матеріалах вона викликається електричним полем. При проектуванні пристроїв на електрострикційний кераміці слід враховувати той факт, що властивості електрострикційних матеріалів сильніше залежать від температури і мають меншу механічну міцність. Для електрострикційних перетворювачів широко використовують композиційні матеріали на основі ніобату магнію свинцю. Ці матеріали здатні на ефективний і швидкий відгук, забезпечуючи високий рівень стиснення / розтягування, сильний тиск приводу (аж до 1,9 МПа) і високу питому щільність енергії. На рис. 3.53 представлені порівняльні характеристики залежності деформації від прикладеного поля для PZT і PMN кераміки [157].

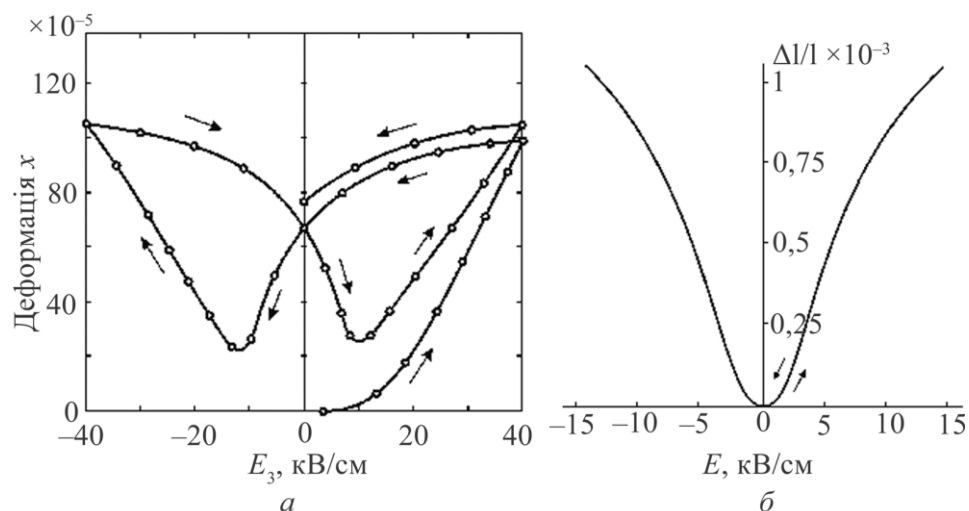


Рис. 3.53. Порівняння п'єзокерованої деформації в кераміці $\text{Pb}(\text{Zr}_{0,57}\text{Ti}_{0,43})\text{O}_3$ (а) і в електрострикційному сегнеторексорному матеріалі PMN—PT (б) [157]

3.4.2. П'єзоелектричні та електрострикційні приводи для НВЧ

У багатьох областях науки і техніки існує проблема здійснення точних електричнокерованих макро- і мікропереміщень. Це необхідно при юстуванні оптичних приладів, прецизійних дозаторів, в напівпровідниковому виробництві – для точного поєднання об'єктів і т.д. Найчастіше для таких цілей використовують п'єзоелектричні і електрострикційні приводи (актюатори). Залежно від конструкції вони забезпечують переміщення від часток мікрона до сотень мікрон. Збільшення розміру переміщень неминуче пов'язане з ростом довжини актюатора, тому актюатори для великих переміщень мають довжину кілька десятків сантиметрів, що є неприйнятним для НВЧ мікроелектроніки, тому проблема розробки електромеханічних приводів для НВЧ пристроїв є досить гострою. Відомі наразі макетні розробки електромеханічних керованих НВЧ фільтрів, фазообертачів та інших НВЧ пристроїв за такими показниками як габарити, швидкодія, вібростійкість, значення керуючої напруги – мало задовольняють вимогам мікроелектроніки НВЧ. Однак з появою актюаторів "Moonie" типу, питання електромеханічних приводів для НВЧ пристроїв наблизилося до вирішення.

Раніше використовували в основному два типи електромеханічних приводів - пакетного (далі багатошаровий актюатор) і біморфного типу.

Багатошарові актюатори (рис. 3.54, а), складаються з десятків (сотень) тонких шарів п'єзоелектричної або електрострикційної кераміки. Їх перевага у відносно низькій величині керуючої напруги (приблизно 100 В), досить високій швидкодії (мікросекунди), і в значному генерованому зусиллі при високому рівні електромеханічного зв'язку. Однак малий діапазон переміщень обмежує область їх використання. Наприклад, багатошаровий пакет довжиною 100 мм, при напрузі 80 В., забезпечує переміщення 6.4 мкм.

На противагу багатошаровій конструкції, біморфна конструкція (рис. 3.54, б), складається з двох пластин, забезпечує значне переміщення (сотні мікрометрів), але має низьку швидкодією (близько 1 мілісекунди) і мале

генероване зусилля (одиниці грамів), що обмежує застосування таких актюаторів у НВЧ пристроях.

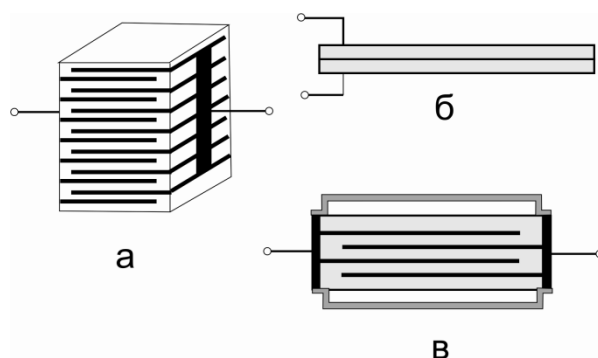


Рис. 3.54. Найбільш популярні конструкції п'єзоелектричних перетворювачів: (а) - пакетного типу (stack); (б) - біморфного типу; (в) - гібридного типу ("Moonie")

Цікавим, з точки зору використання у техніці НВЧ є композиційний металокерамічний електромеханічний перетворювач "moonie" - типу. Цей актюатор за своїми характеристиками займає проміжне місце між багатошаровими і біморфними актюаторами. За приблизно однакових розмірів він забезпечує переміщення майже на порядок більше, ніж багатошаровий і дозволяє отримати зусилля до кількох кілограмів. При цьому швидкодія "Moonie" актюатора не набагато менша за швидкодію багатошарового актюатора. Кількість пластин активного діелектрика в такому актюаторі значно менша ніж в багатошаровому, а отже і загальна висота актюатора менша. Кількість і товщина кожного шару визначається з компромісних міркувань: з необхідності мінімізації керуючої напруги, забезпечення необхідної жорсткості актюатора, і мінімізацією ємності активного елементу актюатора. Однак проблему застосування в НВЧ пристроях актюаторів не можна вважати вирішеною, оскільки виникає кілька питань, які потребують вирішення. Основною проблемою п'єзоелектричних перетворювачів є наявність гістерезису при значеннях напруженості керуючого електричного поля більших за 1000 В/см, що обмежує їх

використання. Для вирішення цієї проблеми використовують матеріали з вузькою петлею гістерезису (матеріали на основі $\text{Ba}(\text{Ti,Zr,Sn})\text{O}_3$ і $\text{Ba}(\text{Ti,Zr})\text{O}_3$). Однак такі матеріали мають набагато менші значення п'єзомодулів ніж у PZT кераміки. Тому цікавим є використання електрострикційних PMN матеріалів. Дані матеріали забезпечують досить великий ступінь деформації за малої петлі гістерезису (рис. 3.55).

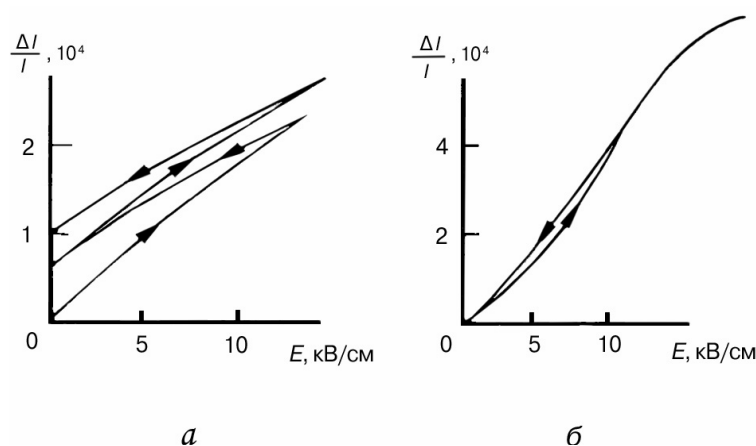


Рис. 3.55. П'єзоелектрична деформація у п'єзокераміці типу PZT (а) та електрострикційній кераміці (б) за умови сильного поля[157]

Іншою важливою проблемою п'єзоелектричних актюаторів є низька термостабільність. Керамічні плівки PZT використовувані для створення актюаторів змінюють свої характеристики під вплив температури, що призводить до зміни деформаційних характеристик актюатора (рис. 3.56). Кераміка ЦТС має коефіцієнт термічного розширення $4 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$, цинкова бронза – $18 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$.

Прийнято вважати [158], що основною причиною температурної залежності деформації актюаторів “moonie” – типу є саме температурна залежність параметрів п'єзоелементу. На наш погляд більш значний внесок дає термічне розширення металу, і отже досягти задовільної для практичного застосування термостабільності можна шляхом підбору металу з температурним коефіцієнтом лінійного розширення, узгодженим з температурною залежністю відповідного п'єзомодуля п'єзоелементу.

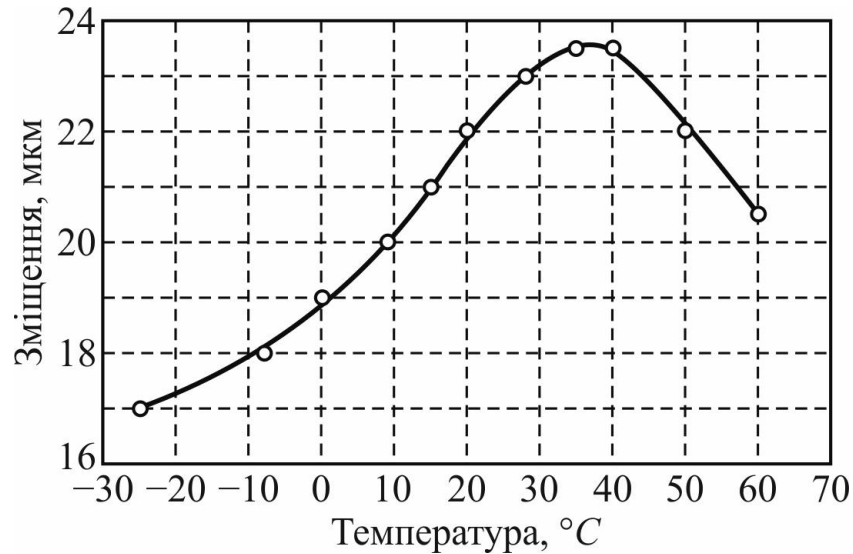


Рис. 3.56. Температурна залежність деформації актюаторів “moonie”-типу за напруженості електричного поля $E=1\text{ кВ/мм}$ [158]

У позиціонерах використовують, як правило, поперечну і поздовжню п’єзодеформації, відповідно пакетну і біморфну конструкції в квазістатичному режимі (нерезонансний режим роботи).

Для керування пристроями НВЧ найбільш придатною є пакетна і конструкція, оскільки біморфна конструкція має низьку ударну і вібраційну стійкість.

Проведені нами дослідження по розробці конструкцій електромеханічних керованих пристроїв НВЧ, дозволили нам сформулювати вимоги до актюаторів НВЧ використань. Крім основних вимог, таких як - висока точність позиціонування, вібростійкість, термостабільність тощо актюатори для НВЧ повинні відповідати наступним вимогам:

1. Форма і конструкція актюатора повинні узгоджуватись з конструкцією конкретного НВЧ пристрою.
2. Актюатор повинен забезпечити переміщення до 150 мкм при керуючій напрузі не більше 60 В.
3. Вартість актюатора повинна бути порівнянною з вартістю інших компонентів, на основі яких створюється керований пристрій НВЧ.

Таким чином, сучасні актюатори в промисловому виконанні малопридатні для НВЧ використання, тому нами було розроблено кілька конструкцій актюаторів для застосування у НВЧ пристроях.

У якості основи для приводу в роботі були використані актюатори типу «*Cymbal*» і «*Moonie*», які представляють собою композити з п'єзокераміки та двох металевих поверхонь. Конструкції таких типів досить добре вивчені. Зокрема в роботах [158-161] відображено ряд досліджень присвячених поліпшенню конструктивних і експлуатаційних характеристик таких актюаторів, в залежності від матеріалу і конструкції металевих дисків, типу епоксидної смоли для склеювання металу з керамікою, типу і розміру керамічного елементу.

Максимальне практично отримане переміщення для одношарового актюатора "moonie" типу склало ~ 22 мкм, при тяговій силі в 350 гр. з використанням диска діаметром 12,5 мм і товщиною 1 мм на кераміці ЦТС та металевими пластинами 0,3 мм.

Однак високі концентраційні навантаження на кінцях диску призводили до виходу з ладу актюатора при тривалій експлуатації. Тому, з точки зору технологічності виготовлення, і величини переміщення актюатори "cymbal" типу мають ряд переваг перед актюатором "moonie" типу. Такий актюатор представляє собою керамічний диск з двома металевими "тарілками" і має поліпшені характеристики [162-164].

Застосування таких актюаторів у керованих НВЧ пристроях показало необхідність модифікувати їх відповідно до вище викладених вимог. Оскільки при електромеханічному способі керування НВЧ пристроями високі керуючі зусилля не потрібні, а діапазон необхідних переміщень для запропонованих нами конструкцій не перевищує 150 мкм, доцільно диск з п'єзокераміки замінити на тонку п'єзо- або електрострикційну пластину з тонкими металевими мембранами на ній (рис. 3.57).

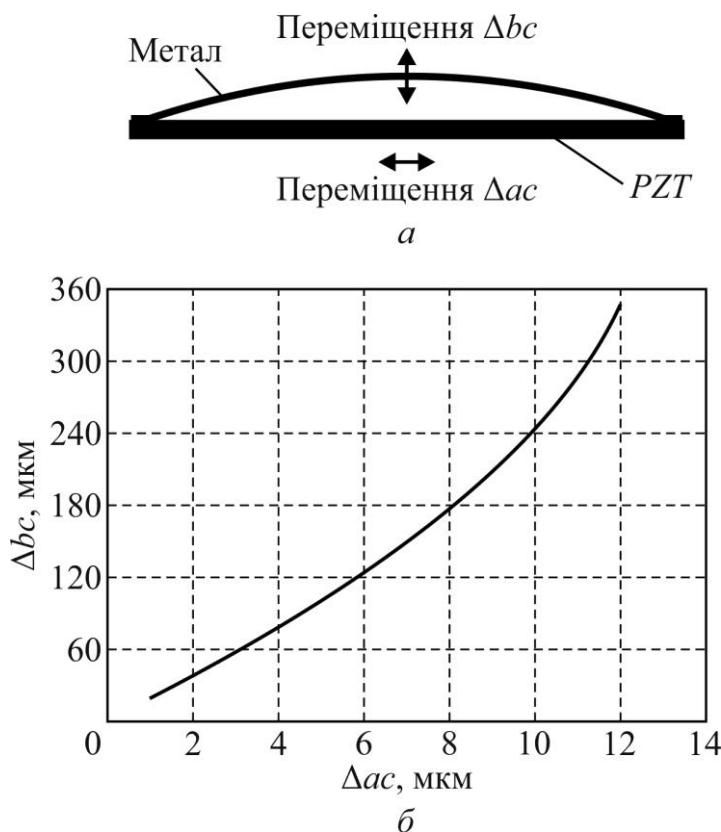


Рис. 3.57. Принцип дії (а) та теоретична залежність переміщення актюатора від зміни довжини п'єзоелектричної пластини (б)

Ефективність такої конструкції підтверджує теоретичний розрахунок. Аналіз кривої на рис. 3.57 показав, що відносно малі деформації п'єзоелектричної або електрострикційної пластини (1-5 μm) приводять до суттєвого переміщення. У таких конструкціях досить просто досягається термостабілізація, а також за рахунок попереднього напруження підвищується вібростійкість. Такі актюатори забезпечують переміщення до 200 μm , а простота конструкції вказує на невисоку собівартість.

Нами було виготовлено кілька зразків модифікованого варіанту актюатора "Cymbal" типу (рис. 3.58). Вони представляють собою прямокутну пластину з PZT або PMN кераміки з електродами, на яких зафіксовані бронзові накладки. Це дозволило покращити ряд характеристик актюатора (розміри, величина переміщення, швидкість роботи) за неістотної втрати тягового зусилля.

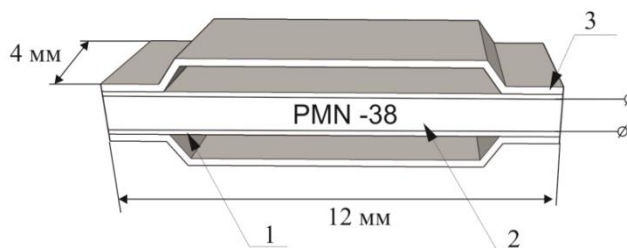


Рис. 3.58. Модифікований варіант актюатора "Сymbal" - типу на суцільний пластині з електрострикційного матеріалу PMN-38

- 1 – електроди;
- 2 – кераміка PMT- 38 / PT;
- 3 – бронзові накладки.

На рис. 3.59. наведено деформаційну характеристику зразка виготовленого на основі керамічної пластини PMN-38 із золотими електродами.

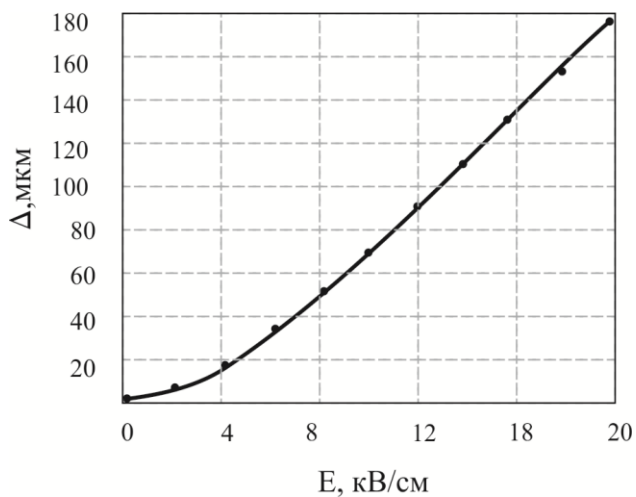


Рис. 3.59. Деформаційна характеристика актюатора виготовленого на основі керамічної пластини PMN-38 із золотими електродами

Даний зразок забезпечує переміщення до 200 мкм. У вільному стані на початку деформаційної кривої має місце нелінійність, характерна для електрострикційних матеріалів.

За результатами експериментальних досліджень та з врахуванням того, що для реальних конструкцій достатнім є переміщення 150 мкм, був розроблений інший зразок актюатора (рис. 3.60). Деформаційну характеристику даного зразка наведено на рис. 3.61.

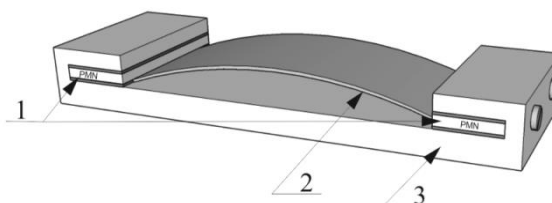


Рис. 3.60. Актюатор на основі двох електрострикційних пластин з кераміки PMN-38 із зустрічним напрямом деформації

1 - кераміка PMT- 38/PT

2 - бронзова мембрана

3 - металічна основа

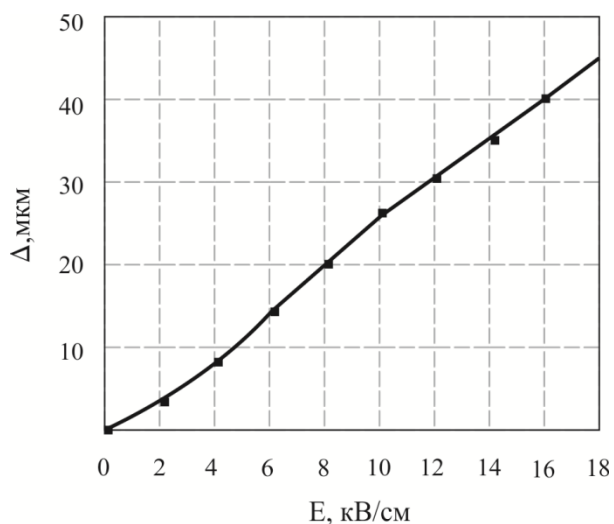


Рис. 3.61. Деформаційна характеристика актюатора на основі двох електрострикційних пластин із зустрічним напрямом деформації

Попередньо напружена металева мембрана забезпечує достатню жорсткість і вібростійкість. В межах чутливості цифрового мікрометра,

нелінійність на початковій ділянці деформаційної характеристики актюатора, значно зменшилася.

На аналогічному принципі розроблений актюатор з використанням промислового багатошарового елемента, (рис. 3.62). Дана конструкція дозволяє регулювати попередню навантаження і зменшити нелінійність початкової ділянки деформаційної кривої (рис. 3.63).

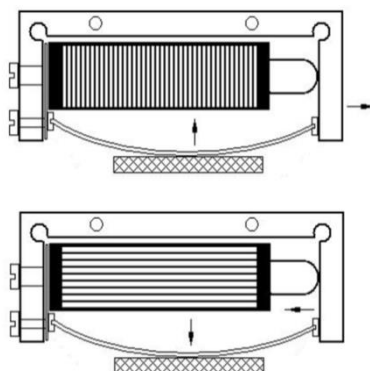


Рис. 3.62. Актюатор на промисловому багатошаровому елементі

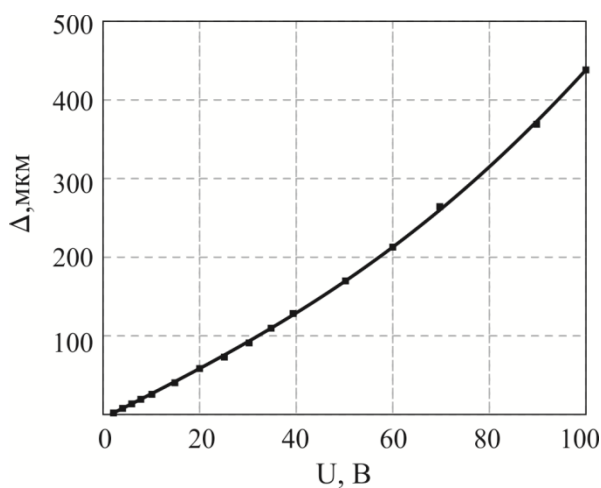


Рис. 3.63. Деформаційна характеристика актюатора на промисловому багатошаровому елементі

У всіх розроблених конструкціях актюаторів досить просто досягти температурної стабільності шляхом виготовленні каркасу і рухомої частини з одного матеріалу. На промислових багатошарових елементах отримано

коефіцієнт термічного розширення в поздовжньому напрямку $\leq 3 \text{ ppm / K}$, що задовольняє вимогам НВЧ пристроїв. В межах чутливості цифрового мікрометра, реверсивна характеристика деформації майже збігається з прямою. Розроблені актюатори мають напружену конструкцію, що значно підвищує їх жорсткість і вібростійкість. Конструкції актюаторів дозволяють отримати достатні для практичних цілей переміщення рухомого елемента.

Висновки по розділу

1. Макротекстуровані діелектричні композитні структури можуть бути використані для створення керованих НВЧ пристроїв з механічним, електромеханічним та електричним керуванням в широкому діапазоні частот. Запропоновані конструкції фільтрів з електромеханічним (п'єзоелектричним) керуванням частотою забезпечують діапазон перестроювання частоти більше 30 % при збереженні високої добротності.
2. Різна чутливість резонансних частот різних мод до зміни розмірів області неоднорідності може бути використана для розрідження спектру комбінованих структур такого типу та позбавлення наявності паразитних полос пропускання.
3. Для покращення масогабаритних і електрофізичних характеристик фільтрів на основі макротекстурованих діелектричних композитних структур можна використовувати резонатори відповідних геометричних форм, які забезпечують можливість існування в них двох ортогонально поляризованих вироджених видів коливань магнітного типу і збудження їх із зсувом по фазі на 90° .
4. Зміщення фазочастотних характеристик коефіцієнтів проходження і відбиття внаслідок зміни відстані між частинами таких структур вказує на можливість створення на їх основі керованих фазообертачів резонансного типу з механічним та електромеханічним керуванням фазою. Такі фазообертачі мають прийнятні масо-габаритні показники, не потребують

підвищених потужностей керуючого сигналу , мають високу радіаційну стійкість.

5. Планарні лінії передавання можуть бути використані для розробки на їх основі ефективних пристроїв НВЧ з електромеханічним керуванням.

6. Використання фотоефекту у напівпровідникових матеріалах є перспективним напрямом розробки нового класу оптично керованих планарних структур НВЧ. Основними проблемами при цьому залишаються низька добротність таких структур, технологічні складності та високий рівень енергоспоживання.

7. Характеристики електромеханічного керування НВЧ пристроями можуть бути значно поліпшені при використанні запропонованих нами конструкцій актюаторів.

РОЗДІЛ 4

КЕРОВАНІ ЧАСТОТНОСЕЛЕКТИВНІ ПРИСТРОЇ НВЧ НА ОСНОВІ НАДТОНКОГО ДІЕЛЕКТРИЧНОГО РЕЗОНАТОРА

4.1. Особливості надтонкого діелектричного резонатора

В наш час частотний ресурс в добре освоєних сантиметровому та дециметровому діапазонах вичерпується, тому має місце тенденція до більш інтенсивного використання міліметрової області НВЧ-діапазону. Для ефективного використання міліметрового діапазону необхідне створення комунікаційних пристроїв, які здатні працювати в цьому діапазоні. При цьому природнім є бажання максимально використовувати відомі, добре відпрацьовані технології. В сантиметровому і дециметровому діапазонах широко і досить успішно застосовували діелектричні резонатори. Але при їх використанні у міліметровому діапазоні виникає ряд труднощів. Основною проблемою при використанні ДР, які мають відношення висоти (L) до узагальненого поперечного розміру (D) більше 0,4, є їх дуже малі розміри. Узагальнений поперечний розмір для циліндричного резонатора – це діаметр, а для прямокутного він може бути обчислений за формулою:

$$D = \frac{4.81ab}{\pi\sqrt{a^2 + b^2}}, \quad (4.1)$$

де a, b –розміри прямокутного резонатора у поперечній площині.

Для квадрата похибка розрахунку частоти – $\sim 1\%$, для прямокутника точність розрахунку дещо гірша.

Дуже малі розміри ДР на частотах вище 15 ГГц призводить до значних труднощів при їх виготовленні і налаштуванні на робочу частоту. Наприклад,

на частоті 30 ГГц традиційний циліндричний ДР має діаметр у кілька разів менший за розмір металічного чи діелектричного елемента налаштування.

Проведені нами дослідження показали, що вирішити цю проблему можна шляхом використання тонких діелектричних резонаторів, у яких відношення висоти до узагальненого поперечного розміру лежить в межах від 0,04 до 0,4. Такі резонатори, внаслідок їх малої висоти, мають більші поперечні розміри у порівнянні з традиційними ДР, розрахованими на ту ж резонансну частоту, що робить їх перспективними для використання в міліметровому діапазоні довжин хвиль.

Слід також зауважити, що, по-перше, такі резонатори можуть бути виготовлені на основі товсто плівкової технології, а по-друге, як показали наші дослідження, такі резонатори можуть ефективно використовуватись для вимірювання діелектричних параметрів тонких плівок у НВЧ діапазоні.

Математично опис електродинамічної системи на основі надтонкого ДР нічим не відрізняється від задачі про власні частоти традиційного ДР і зводиться до розв'язку рівнянь Гельмгольца (3.1) при умовах на межах розділу областей (3.2). При використанні числових методів похибка розрахунку власних частот, як правило, не перевищує 1...2% [165].

Комп'ютерний розрахунок різноманітних НВЧ структур на основі тонких діелектричних резонаторів показав, що тонкі ДР мають ряд особливостей [166]. Так, наприклад, за ознакою взаємного розміщення мод ДР на частотній шкалі тонкі і надтонкі ДР можна виділити в окрему групу. У діелектричних резонаторів з відношенням висоти до узагальненого поперечного розміру (L/D) більшим за 0,4, за умови симетричної орієнтації ДР відносно стінок екрану нижчою модою є ТЕ мода, за нею слідує ЕН мода. В тонких ДР внаслідок відмінності фазових швидкостей різних мод, які визначаються властивостями матеріалу, геометрією ДР, його орієнтацією відносно збуджуючих полів взаємне розташування мод змінюється. Оскільки резонансна частота ТЕ моди із зменшенням висоти зростає значно швидше, ніж для гібридних НЕ и ЕН мод, то відношення висоти до узагальненого

поперечного розміру і орієнтація ДР відносно збуджуючих полів стають визначальними факторами. Таким чином, шляхом вибору орієнтації резонатора та відношення висоти до узагальненого поперечного розміру можна формувати АЧХ и ФЧХ тонких діелектричних резонаторів и структур на їх основі.

Експериментальне і теоретичне дослідження тонких ДР було проведено як для ДР розташованого у прямокутному хвилеводі (рис. 4.1, *а*), так і для ДР розташованого у спеціальній вимірювальній комірці (рис. 4.1, *б*).

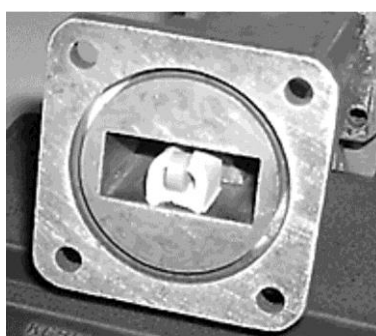
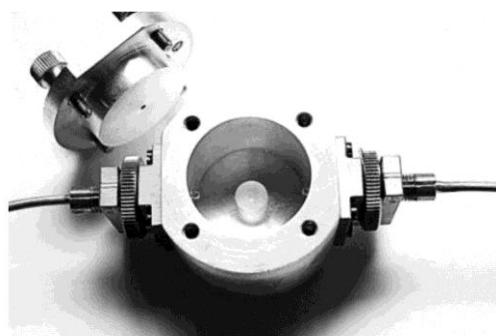
*а**б*

Рис. 4.1. Розміщення ДР у прямокутному хвилеводі (*а*) та у спеціальній вимірювальній комірці (*б*) [166]

Для вимірювань було використано AGILENT PNA 8364B Vector Network Analyzer, а також вимірювачі коефіцієнту стоячої хвилі напруги (КСХН) і ослаблення.

Підтверджений експериментальними дослідженнями розрахунок показав, що відношення висоти до узагальненого поперечного розміру, що визначає, яка мода буде мати найнижчу частоту, залежить від діелектричної проникності ДР і має нелінійний характер (рис. 4.2). На рис. 4.2 наведено залежність відношення висоти до узагальненого поперечного розміру від діелектричної проникності ДР для випадку, коли прямокутний резонатор розміром $10 \times 10 \times L$ мм³ розміщений на опорі з плавленого кварцу у циліндричній комірці (рис. 4.1 *б*) діаметром 25мм і висотою 12 мм.

Як було вказано вище при використанні числових методів похибка розрахунку не перевищує 1...2%. Однак числовий розрахунок потребує значних затрат часу і обчислювальних ресурсів. Тому цікавим є наближений розрахунок резонансної частоти тонкого ДР.

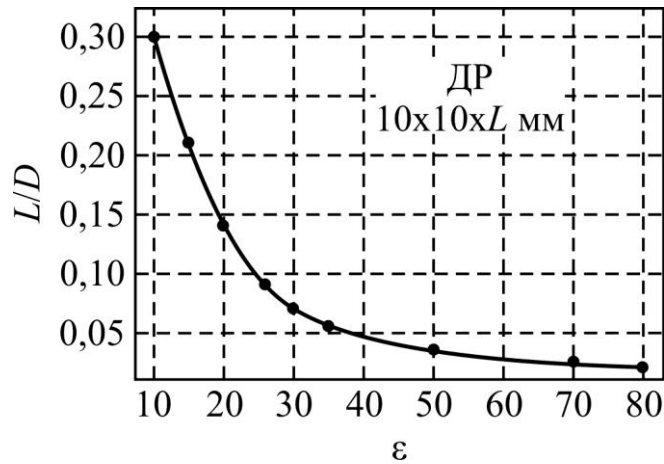


Рис. 4.2. Графік залежності відношення висоти до узагальненого поперечного розміру, при яких НЕ мода в комірці 25x12 мм стає нижчою за частотою модою, від діелектричної проникності матеріалу ДР [166]

Для ДР з $L/D > 0,4$ наближену формулу отримати досить легко, оскільки в цьому випадку залежності резонансних частот від відношення висоти до узагальненого поперечного розміру для різних діелектричних проникностей майже паралельні. Для тонких ДР простий вираз отримати не вдається. Це зумовлено тим, що в області малих L/D залежності резонансних частот від відношення висоти до узагальненого поперечного розміру мають різний кут нахилу, який зростає із збільшенням проникності (рис. 4.3).

Тим не менш, враховуючи, що номенклатура проникностей обмежена, можна запропонувати наступний емпіричний вираз для розрахунку $F_r(L, D)$, який дозволяє виконувати розрахунки з достатньою точністю [166]:

$$F_r = \frac{C}{4\sqrt{\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{3,83}{\sqrt{D^3}}\right)^L + \left(\frac{3,83}{\sqrt{D^3 L}}\right)^{0,5}}, \quad (4.2)$$

де C – константа. Її значення залежить від діелектричної проникності ДР, форми ДР і робочого типу коливань;

L – висота (товщина) діелектричного резонатора;

D – величина визначена виразом (4.1).

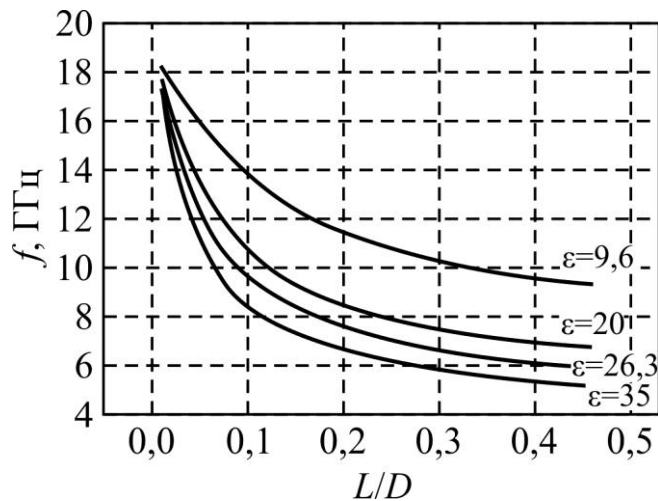


Рис. 4.3. Графік залежності резонансної частоти від відношення висоти до узагальненого поперечного розміру для різних діелектричних проникностей [166]

На рис. 4.4 наведено розраховані і експериментальні залежності резонансної частоти від L/D для зразків, виготовлених з промислової кераміки і розміщених у спеціалізованій вимірювальній комірці (рис. 4.1 б).

ДР має розміри $10 \times 10 \times L$ мм, $\epsilon=9,6$. Як видно з наведених залежностей, розрахунок і експеримент добре узгоджуються, що свідчить про адекватність запропонованих виразів.

На рис. 4.5 наведено аналогічну залежність резонансної частоти для нижчої ТЕ моди ДР, виготовленого з кераміки на основі $\text{BaTi}_4\text{O}_9 + \text{ZnO}$ (ТЦ35 $\epsilon=35$). В цьому випадку також теоретичні і експериментальні результати досить добре узгоджуються.

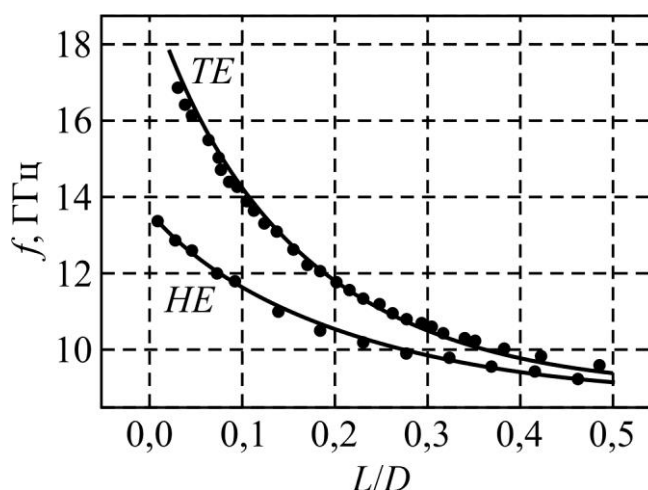


Рис. 4.4 Розрахована (суцільна лінія) і експериментальна (точки) залежність $F_r(L, D)$ для тонких ДР, виготовлених з кераміки на основі оксиду алюмінію [166]

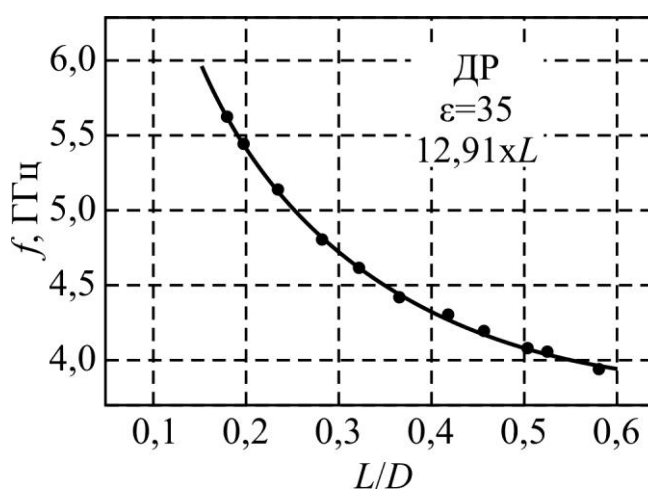


Рис. 4.5. Розрахована (суцільна лінія) і експериментальна (точки) залежність $F_r(L, D)$ для тонких ДР, виготовлених з кераміки на основі $\text{BaTi}_4\text{O}_9 + \text{ZnO}$ (ТЦ35) з $\epsilon = 35$ [166]

4.2. Фільтри НВЧ на основі надтонких діелектричних резонаторів

В попередньому підрозділі було показано, що властивості резонансних систем на основі надтонких ДР суттєво залежать від різноманітних факторів. Нами було встановлено, що крім факторів досліджених в попередньому підрозділі резонансні властивості таких систем суттєво залежать також від

положення резонатора у хвилеводі. Зокрема нами виявлено, що АЧХ такої системи залежить від кута між площиною ДР та широкою стінкою хвилеводу [167, 168].

Нами було досліджено залежність резонансних частот НЕ- і ТЕ-мод від вказаного кута. Розглядалися два випадки повороту ДР відносно – в площині XOY (кут β рис. 4.6, *а*) і в площині XOZ (кут α , рис. 4.6, *б*), оскільки всі інші повороти відносно широкої стінки хвилеводу можна представити їх комбінацією.

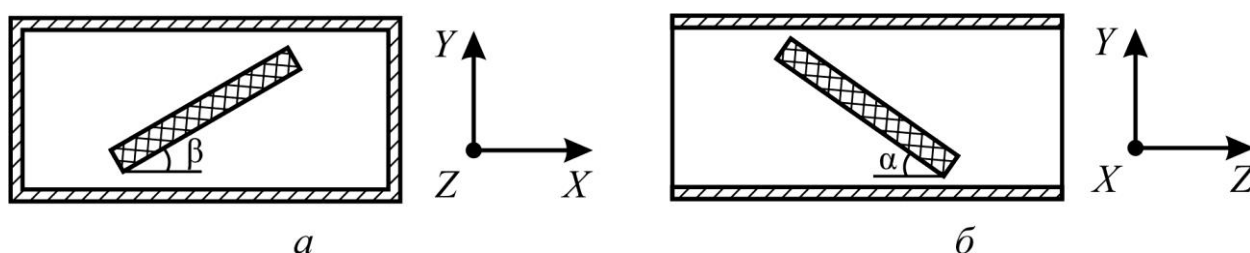


Рис. 4.6. Розміщення досліджуваного резонатора у хвилеводі. Напрямок осі Z співпадає з напрямом розповсюдження електромагнітної хвилі у хвилеводі

Отримані числові і експериментальні результати наведено на рис. 4.7 і 4.8.

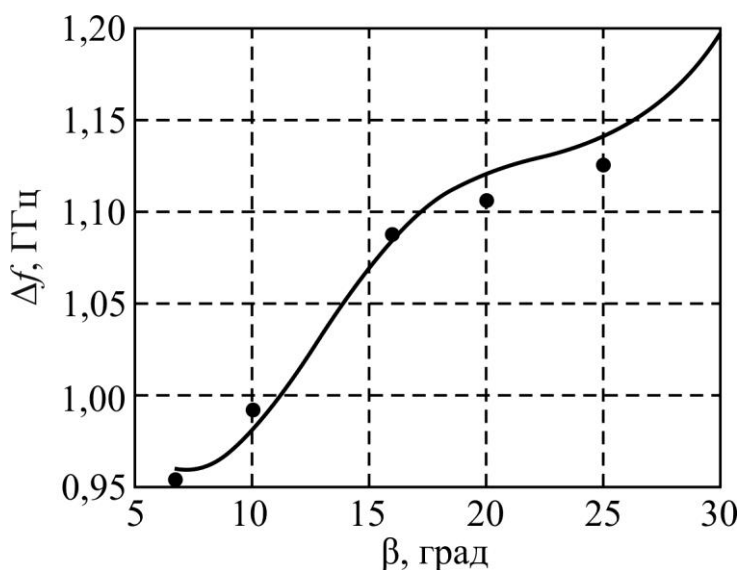


Рис. 4.7. Залежність різниці між резонансними частотами нижчих НЕ- і ТЕ-мод від кута повороту циліндричного резонатора в площині XOY ($\epsilon = 35$, $D = 12,8$ мм, $L = 0,63$ мм)

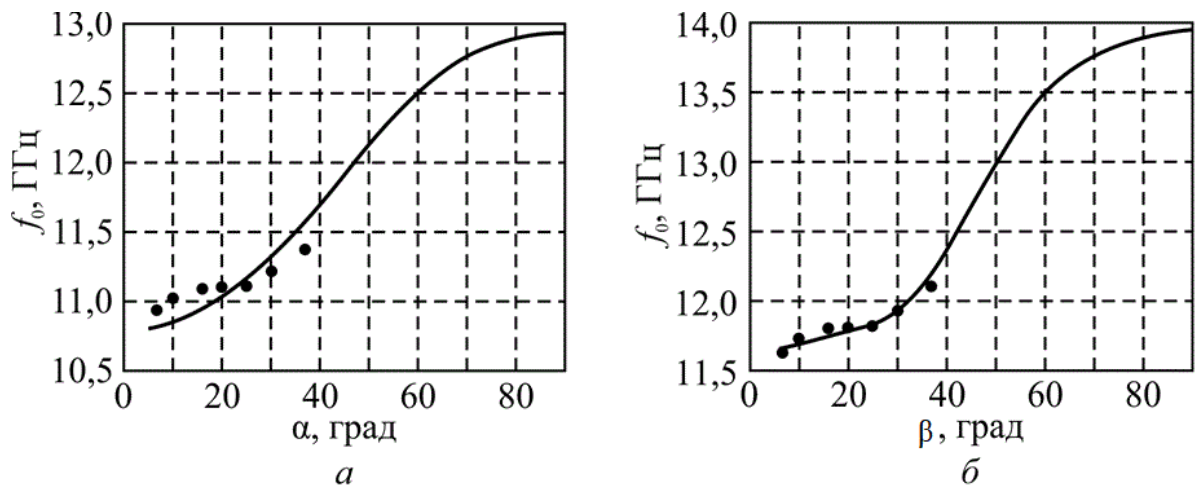


Рис. 4.8. Залежність резонансної частоти ДР для нижчої гібридної HE-моди від його кута повороту в площині XOZ:

a – резонатор у формі квадрату ($a = 9,9$ мм, $b = 9,9$ мм, $\varepsilon = 35$, $L = 2,48$ мм);

b – резонатор у формі циліндру ($D = 12,8$ мм, $\varepsilon = 35$, $L = 0,63$ мм)

Вказані особливості можна використати для створення на основі надтонких ДР фільтрів. Нами було проведено дослідження можливості реалізації таких фільтрів. Наявність математичних співвідношень дала змогу провести аналіз різноманітних конструкцій фільтрів на основі тонких резонаторів. За результатами аналізу результатів комп'ютерного розрахунку різних конструкцій фільтрів на основі відрізків прямокутного хвильоводу було обрано дві конструкції (рис. 4.9, 4.10). Вибір конструкцій був зумовлений тим, що вони мають прийнятні характеристики, а також тим, що їх можна експериментально досліджувати за допомогою наявних в нашій лабораторії засобів.

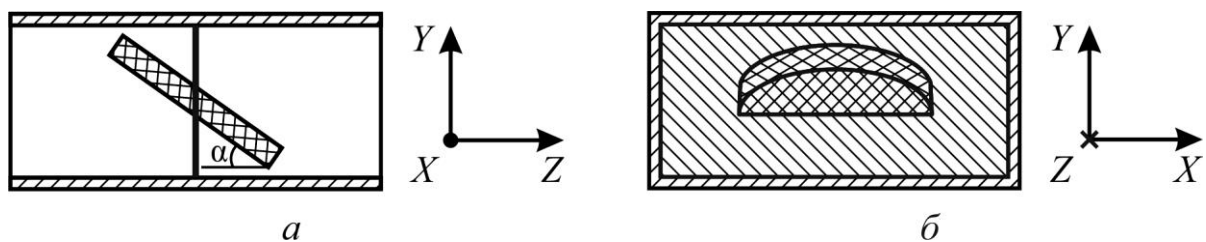


Рис. 4.9. Конструкція смугопропускнуго фільтру на основі тонкого діелектричного резонатора: вид збоку (a) та вид спереду (b)

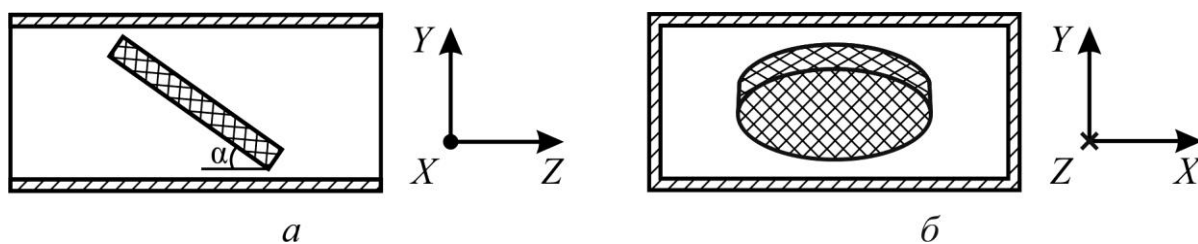


Рис. 4.10. Конструкція смугозагороджувального фільтру на основі тонкого діелектричного резонатора: вид збоку (а) та вид спереду (б)

На рис. 4.9 схематично представлено конструкцію смугопропускного фільтру. В даній конструкції поперечний перетин хвилеводу перекритий мідною фольгою із щілиною посередині, яка відіграє роль позамежного хвилеводу. Щілина орієнтована паралельно широкій стінці хвилеводу у напрямі осі ОХ. У щілині розміщено надтонкий ДР. Між площиною ДР і широкою стінкою хвилеводу створено кут α в площині ХОZ. На рис. 4.10 схематично представлено конструкцію смугопропускного фільтру. Ця конструкція відрізняється від попередньої відсутністю мідної фольги. На рис. 4.11 і 4.12 наведено експериментальні і розраховані характеристики фільтрів представлених на рис 4.9 і 4.10 відповідно при використанні циліндричного резонатора діаметром 12.81 мм і висотою 0.63мм (кути нахилу резонатора $\alpha = 10$, $\beta = 0$ градусів).

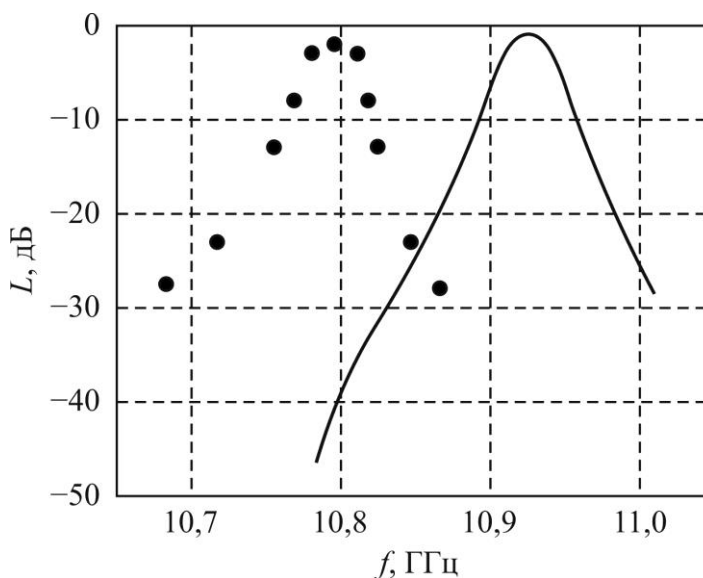


Рис. 4.11. АЧХ (S_{21}) смугопропускного фільтру

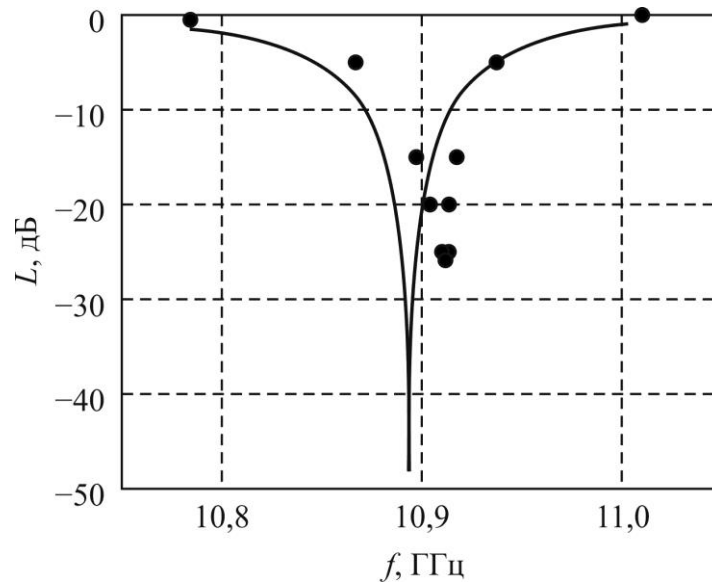


Рис. 4.12. АЧХ (S_{21}) смугозагороджувального фільтру

З наведених залежностей видно, що характеристики досліджених макетів дозволяють практичне використання таких конструкцій. Результати експериментальних досліджень добре узгоджуються з теоретичними розрахунками.

4.3. Фазообертачі НВЧ на основі надтонких діелектричних резонаторів

Залежність резонансної частоти тонкого ДР від кута нахилу (рис. 4.8) приводить до зміни фазочастотних характеристик відрізка лінії, що містить тонкий ДР. Цей принцип може бути використаний для створення на основі тонких ДР фазообертачів з електромеханічним керуванням. Так нами був реалізований фазообертач відбивного типу, який представляє собою резонансну секцію зображену на рис.4.10, один з кінців якої перекритий металічною стінкою. Теоретичні основи роботи такого фазообертача розглянуті в підрозділі 3.2.3, тому не будемо їх повторювати. Запропонований нами фазообертач на основі надтонкого резонатора відрізняється від представленого в 3.2.3 тільки способом керування фазою. В запропонованій конструкції керування фазою здійснюється за рахунок

обертання тонкого діелектричного резонатора відносно широкої стінки хвилеводу в площині XOZ (див. рис. 4.6, б).

На рис. 4.13 наведено розраховані за описаною в 3.2.3 методикою фазочастотні характеристики фазообертача на основі циліндричного ДР діаметром $D = 12,81$ мм та висотою $L = 0,63$ мм, виготовленого із НВЧ кераміки з діелектричною проникністю $\varepsilon=35$ для різних значень кута повороту (α) (рис. 4. 6, б).

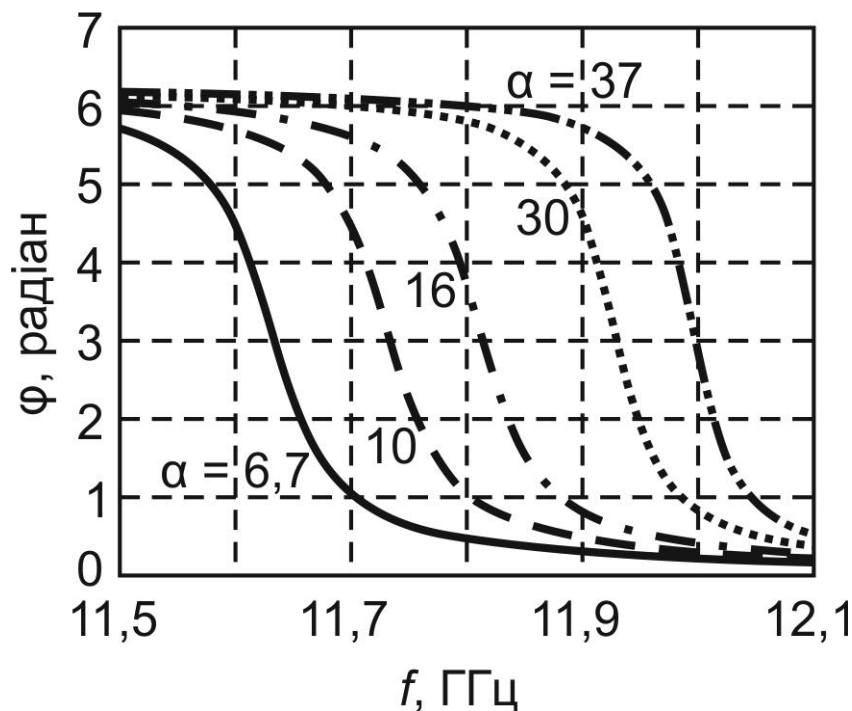


Рис. 4.13. Фазочастотні характеристики фазообертача відбивного типу на основі надтонкого циліндричного резонатора при різних значеннях кута нахилу резонатора α [168]

З рисунка видно, що зміна кута нахилу ДР приводить до зміни фази відбитого сигналу на одній із робочих частот. При зміні кута повороту резонатора від 6 до 37 градусів на частоті 11.8 ГГц зсув фази сигналу може скласти 2π радіан. Для перевірки даного розрахунку нами було виготовлено і досліджено макет фазообертача відбивного типу на основі циліндричного ДР діаметром $D = 12,81$ мм, висотою $L = 0,63$ мм та діелектричною проникністю $\varepsilon=35$.

На рис. 4.14 подано теоретичну (суцільна лінія) та експериментальну (крапки) залежності зсуву фази відбитого сигналу від кута нахилу резонатора для вищеприданого макету фазообертача.

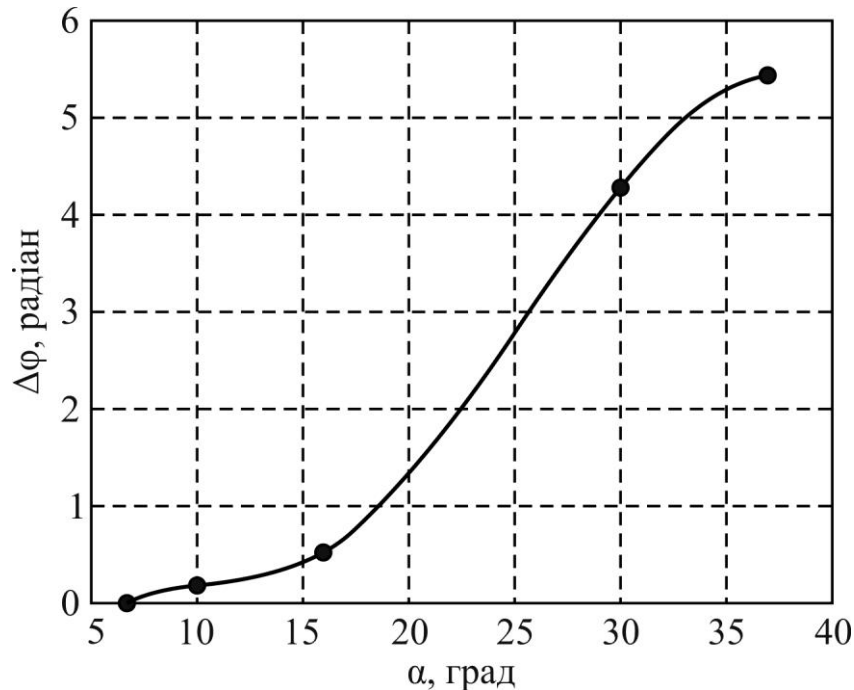


Рис. 4.14. Залежність зсуву фаз фазообертача відбивного типу на основі надтонкого циліндричного резонатора ($D = 12,81$ мм, висота $L = 0,63$ мм, $\varepsilon=35$) від кута нахилу резонатора α (на частоті 11,9 ГГц) [168]

З рис. 4.14 видно, що експериментальні і числові результати добре узгоджуються. Різниця між теоретичними і експериментальними результатами не перевищує похибки вимірювань, що дозволяє автоматизувати розробку фазообертачів на основі тонких ДР. Точний поворот ДР можна здійснити за допомогою крокового мікродвигуна, керованого мікроконтролером [169]. Отримані результати вказують на можливість створення і практичного використання керованих фазообертачів на основі надтонких ДР.

На основі отриманих результатів була запропонована конструкція резонансної комірки з електромеханічним управлінням резонансною частотою і фазою сигналу шляхом зміни кута повороту тонкого

діелектричного резонатора. На дану конструкцію оформлений патент на корисну модель. Пат. 116158 Україна, МПК (2016.01) H01P 1/18, H01P 1/207. Керована надвисокочастотна система на основі тонкого діелектричного резонатора / Д. Д. Татарчук, В. І. Молчанов, Ю. М. Поплавко, Ю. В. Діденко, А. С. Франчук ; заявник і власник Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут». – № у 2016 11812 ; заявл. 22.11.2016 ; опубл. 10.05.2017, Бюл. № 9. – 4 с.

Точне керування положенням резонатора в даному випадку можна здійснювати за допомогою крокового двигуна керованого мікропроцесором. При використанні даного способу відсутній такий недолік традиційного електромеханічного керування як гістерезис.

4.4. Напівпровідниковий надтонкий НВЧ резонатор з електронним керуванням

Пристрої на основі діелектричних резонаторів характеризуються компактними розмірами, високою добротністю та порівняно низькою ціною, сприяє створенню високоефективних резонансних пристроїв НВЧ. Однак за своєю природою діелектричні резонатори є пасивними елементами і створення на їх основі керованих резонансних пристроїв, а тим паче з електронним керуванням, пов'язано з певними труднощами. Одним із можливих шляхів розв'язання цієї проблеми є використання діелектричного резонансу у напівпровідникових структурах, які з одного боку мають достатньо високу діелектричну проникність і досить низький тангенс кута діелектричних втрат, а з другого боку є можливість електричного керування їх параметрами. Так дуже цікавим є використання в якості матеріалу ДР напівпровідників Si і GaAs, особливо в міліметровому діапазоні довжин хвиль. На частотах вищих за 10 ГГц ці напівпровідники з власним типом провідності мають низький $\text{tg}(\delta)$ [154], що забезпечує високе значення власної добротності ДР (табл. 4.1). Так, нами досліджені резонатори з Si і

GaAs у 5-міліметровому діапазоні довжин хвиль мали власну добротність не менше 1000. Разом з тим існуюча мікроелектронна технологія дозволяє легко створювати структури з керованими, під дією зовнішніх факторів, параметрами. Прикладом такої структури може бути безкорпусний р-і-п – діод. Так нами було показано, що в такій структурі при певних розмірах може бути отримано високодобротний діелектричний резонанс Е-типу [170, 171]. При цьому резонансна частота такої структури залежить від прямого струму пропущеного через неї (рис. 4.15) [171].

Таблиця 4.1.

Електричні властивості кремнію і арсеніду галію у НВЧ діапазоні частот за температури 20°C

Параметр	Значення [116,154]	
	Власний Si	Власний GaAs
Діелектрична проникність	11,6	12,9...13,1
Питомий опір, (Ом·м)	$2,3 \cdot 10^5$	10^9
Тангенс кута діелектричних втрат	0,0006...0,0025	0,0002...0,01

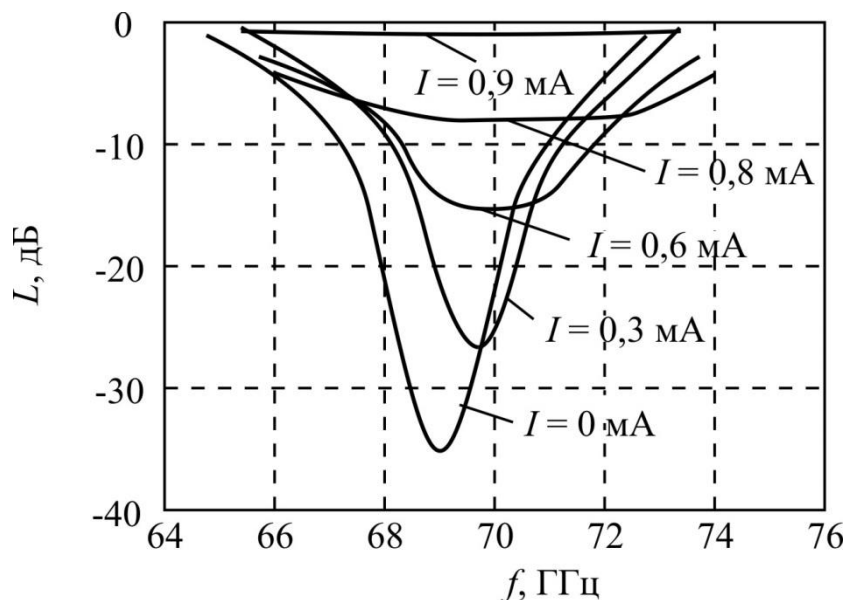


Рис.4.15 Амплітудно-частотна характеристика кремнієвого р-і-п - діода квадратної форми (розміри $1,3 \times 1,3 \text{ мм}^2$), розміщеного у хвилеводно-щільовій лінії, при різних значеннях керуючого струму

Дане положення захищене патентом України на корисну модель. Патент на корисну модель Пат. №91148 Україна, МПК Н 01 Р 7/00. Напівпровідниковий резонатор НВЧ з електронним керуванням [Текст] / Татарчук Д.Д., Молчанов В.І., Пашков В.М.; заявник і власник НТУУ «КПІ». — № у 2013 15543 ; заявл. 30.12.2013; опубл. 25.06.2014, Бюл. №12. — 4 с.

Зміна електрофізичних параметрів напівпровідникових шарів приводить до зміни характеристик резонансних елементів. Так, використання розподіленої р-і-п структури в якості ДР з Е-типом коливань дозволяє керувати коефіцієнтом зв'язку резонатора з лінією передавання. Ця обставина була використана нами для побудови фазообертача у міліметровому діапазоні довжин хвиль. Розглянемо дані структури більш детально.

4.4.1. Аналіз власних частот та добротності напівпровідникового надтонкого резонатора з електронним керуванням

Наші попередні дослідження показали, що в напівпровідникових структурах може бути збуджений діелектричний резонанс. Однак, для електронного керування властивостями таких резонансних структур необхідною умовою є наявність металічних контактів на поверхнях цих структур. Наявність металічних контактів впливає на характер розподілу електромагнітного поля, що призводить до зменшення добротності і зміни резонансних частот таких структур. Це спонукало до необхідності врахування впливу контактів на резонансні характеристики напівпровідникових структур. Напівпровідниковий пристрій було розглянуто як багат шарову структуру (рис. 4.16), яка міститься між двома металічними пластинами (контактами).

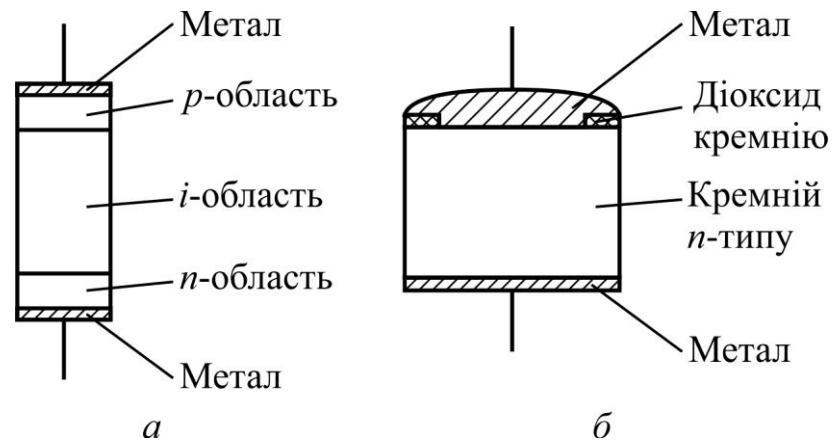


Рис. 4.16. Структура *p-i-n*-діода (а) та діода Шотткі (б)

Зважаючи на структуру *p-i-n* діода можна припустити дві основних причини виникнення резонансу:

- резонанс відрізка мікросмужкової лінії передачі;
- діелектричний резонанс у надтонкому діелектричному резонаторі.

За умови першого випадку їх резонансні частоти можна розрахувати на основі співвідношень для відрізків мікросмужкових ліній. У другому необхідно розв'язати електродинамічну задачу за методикою описаною в п. 3.1. При цьому треба врахувати, що на металічних поверхнях контактів тангенціальна складова електричного поля дорівнює нулю. Необхідно також врахувати умову випромінювання Зомерфельда 3.3.

Також для спрощення розрахунку було зроблено припущення, що металічні площини контактів, між якими знаходиться багат шарова структура нескінченні. На основі співвідношень (3.1-3.3) методом Бубнова-Гальоркіна, з врахуванням умови існування нетривіального розв'язку однорідної лінійної системи, отримано систему рівнянь. Отримані співвідношення було доповнено дисперсійними рівняннями для кожного шару структури:

$$(\beta_{x_{mp}}^e)^2 + (\beta_{y_{np}}^e)^2 + (\beta_{z_{ip}}^e)^2 = \epsilon_i \mu_i \left(\frac{\omega}{c}\right)^2, \quad (4.3)$$

де i – номер діелектричної області резонатора;

β_{\dots} – хвильові числа.

Отримана система нелінійних рівнянь була розв'язана чисельно з використанням ЕОМ [119, 120].

Для розрахунку добротності структур, показаних на рис. 4.16, розглянемо як розподілену коливальну систему з втратами. В такій структурі основними є: дисипативні втрати $((Q_0)^{-1})$, які характеризують необоротне перетворення енергії електромагнітного поля в тепло, втрати на випромінювання, втрати в металічних поверхнях $((Q_m)^{-1})$, а також втрати на межах розділу областей та оточуючих елементах.

Згідно з результатами проведених досліджень втрати на межах розділу областей малі і ними можна знехтувати, а з урахуванням екранування пристроїв НВЧ можна також не враховувати втрати на випромінювання. Тому основна увага була зосереджено на визначенні втрат в металі та дисипативних втрат, і результуючі втрати визначалися, як сума втрат цих двох видів [118, 121]:

$$(Q)^{-1} = (Q_0)^{-1} + (Q_m)^{-1}, \quad (4.4)$$

де $(Q)^{-1}$ - сумарні втрати в структурі.

Дисипативні втрати для кожного шару можна обчислити з виразу (4.5), а втрати в металі з виразу (4.6):

$$Q_0^{-1} = -2 \sum_i \frac{\varepsilon_i}{f} \frac{df}{d\varepsilon_i} \operatorname{tg} \delta_i, \quad (4.5)$$

$$Q_M^{-1} = \left(\left(\frac{2}{\delta_M} \right) \frac{\int_V \mathbf{H} * \mathbf{H}^* dV}{\int_S \mathbf{H}_\tau * \mathbf{H}_\tau^* dS} \right)^{-1}, \quad (4.6)$$

де f - резонансна частота;

δ_M - товщина скін-слою;

V - об'єм структури;

S - площа металу.

Розподіл полів у структурі, необхідний для визначення втрат у металі, визначається із розв'язку задачі про резонансні частоти.

За отриманими на основі виразів (4.4-4.6) співвідношеннями було виконано розрахунок добротності таких систем на ЕОМ [118, 121].

Отримані за двома методиками результати розрахунку, а також результати експериментальних досліджень НВЧ властивостей безкорпусних кремнієвих p - i - n діодів зведено в таблицю 4.2

Таблиця. 4.2

Розрахункові та експериментальні результати визначення резонансних частот і добротностей кремнієвих p - i - n -діодів прямокутного перерізу.

Поперечні розміри, мм	Товщина, мкм	Частота f_0 , ГГц			Добротність Q_0		
		відрізок лінії	тонкий ДР (f_0 /мода)	експери- мент	відрізок лінії	тонкий ДР	експери- мент
0,8×0,8	≈ 250	63,45	62,81/ E_{110}	68,2	311	390	360
1,3×1,3	≈ 250	74,02	69,1/ E_{210}	66,7	316	330	310
1,4×1,4	≈ 250	70,31	65,1/ E_{210}	63,1	300	294	350
2,4×1,2	≈ 250	62,04	64,2/ E_{210}	68,3	287	274	315
2,4×1,3	≈ 250	61,77	61,86/ E_{210}	63,2	286	301	320

З наведених результатів видно, що розрахунок таких структур як надтонких діелектричних резонаторів дає більш точні результати. Отже

традиційні напівпровідникові структури, такі як, наприклад, *p-i-n* діоди, виявляють НВЧ діелектричні властивості, і їх можна розглядати в міліметровому діапазоні довжин хвиль як надтонкі діелектричні резонатори.

Наявність залежності резонансної частоти та добротності від прямого струму в таких структурах дозволяє використовувати їх для створення електричнокерованих частотоселективних пристроїв міліметрового діапазону довжин хвиль.

Основною перевагою таких резонансних структур є електронне керування резонансною частотою. Другою перевагою є сумісність з планарною технологією.

4.4.2. Температурні властивості надтонкого напівпровідникового НВЧ резонатора з електронним керуванням

Як уже було відзначено раніше, одним із важливих аспектів практичного використання комбінованих структур є створення керованих селективних приладів НВЧ на основі напівпровідникових структур. Але відомо, що параметри напівпровідникових суттєво залежать від температури, тому для їх практичного використання необхідно дослідити залежність частоти та добротності від температури.

Для вивчення цього питання було досліджено температурні властивості кремнієвих та арсенід галієвих структур міліметрового діапазону довжин хвиль [172, 173].

На рис. 4.17 наведено залежність резонансної частоти напівпровідникових структур від температури.

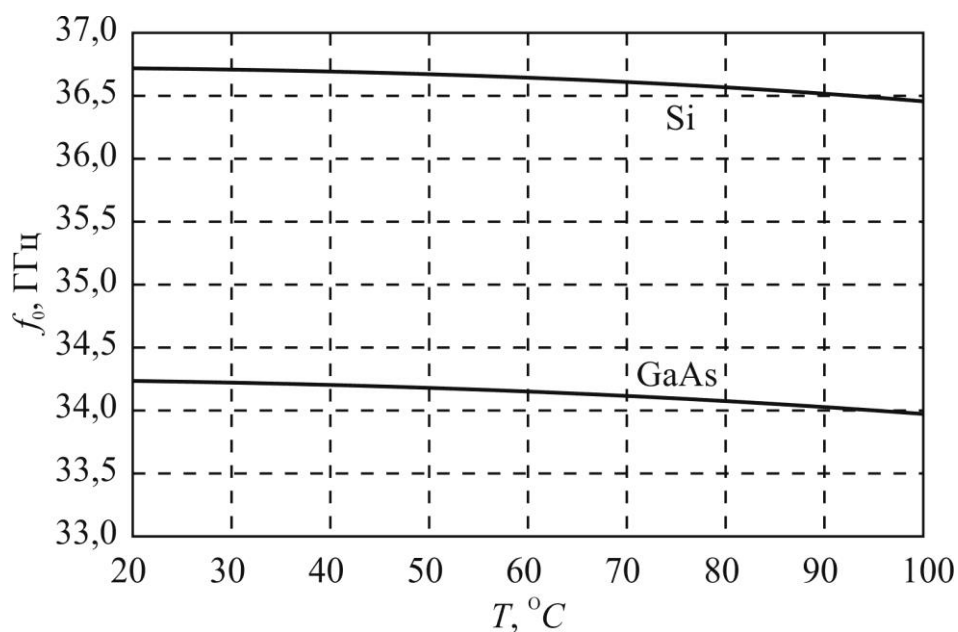


Рис. 4.17. Залежність резонансної частоти напівпровідникових структур від температури

Аналіз рис. 4.17 показує, що надтонкі напівпровідникові структури мають від'ємний $\text{TK}f$. Виходячи з цього та з залежності резонансної частоти $p-i-n$ -діодів від величини керуючого струму (рис. 4.18) можна зробити висновок, що в даному випадку можлива термокомпенсація $\text{TK}f$ схемним шляхом.

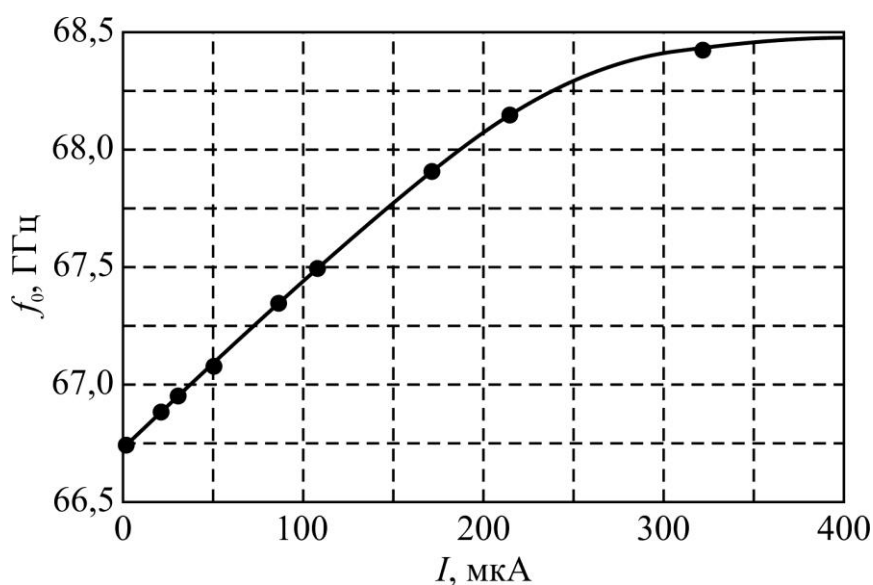


Рис. 4.18. Залежність частоти резонансу прямокутного $p-i-n$ -діода від струму пропущеного через нього (розмір діода $1,3 \times 2,4 \text{ мм}^2$)

На рис. 4.19 наведено температурну залежність Q_0 для тих же напівпровідникових структур. З рис. 4.19 видно, що в робочому діапазоні температур добротність надтонких напівпровідникових структур мало залежить від температури, що є сприятливим для практичного використання надтонких напівпровідникових структур.

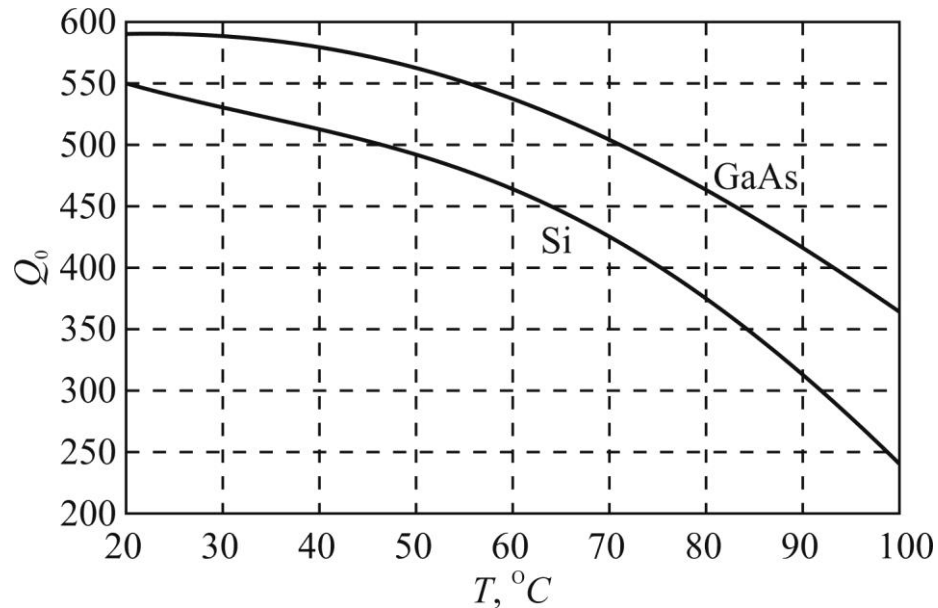


Рис. 4.19 Залежність власної добротності напівпровідникових структур від температури

Результати досліджень вказують, що властивості арсенід галієвих структур, менше залежать від температури. Враховуючи це, є доцільним при створенні керованих приладів НВЧ застосовувати структури на основі арсеніду галію.

4.4.3. Селективні пристрої НВЧ на основі напівпровідникового надтонкого резонатора з електронним керуванням.

Як було підкреслено вище $p-i-n$ - діод при відповідних розмірах являється типовим надтонким резонатором в міліметровому діапазоні довжин хвиль, резонансна частота і добротність якого залежить від прямого

струму (рис. 4.16, 4.19). Така структура може бути використана в ролі напівпровідникового резонансного елемента з електричним керуванням для створення фільтрів НВЧ [170]. Для покращення характеристики можна створювати фільтри на основі кількох резонаторів [171, 174-176]. Так, наприклад, було досліджено смугозагороджуючий фільтр створений на базі двох $p-i-n$ - діодів розташованих в прямокутному хвилеводі так, щоб площини інжектуючих контактів були паралельні широкій стінці хвилеводу. АЧХ такого фільтра наведено на рис. 4.20.

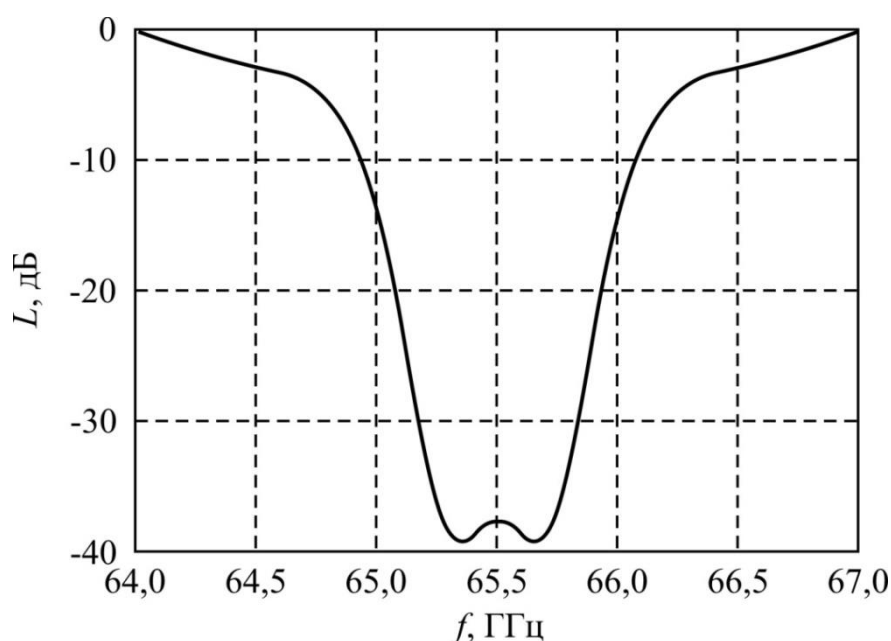


Рис. 4.20. Амплітудно - частотна характеристика (S_{21}) дворезонаторного смугозагороджуючого хвилеводного фільтра на кремнієвих $p-i-n$ - діодах прямокутної форми з розмірами: $1,3 \times 2,4 \text{ мм}^2$

Проте можливості створення фільтрів на основі $p-i-n$ - діодів цим не вичерпуються. Існують значно цікавіші варіанти використання $p-i-n$ - діодів. Особливо це стосується створення керованих фільтрів НВЧ. Так, наприклад, використовуючи залежність НВЧ резонансної частоти $p-i-n$ - діодів від струму через них, можна побудувати електричнокерований фільтр з дискретним перемиканням частот. Це можна здійснити, якщо, розмістити у хвилеводі кілька незв'язаних $p-i-n$ - діодів з різними але близькими резонансними

частотами, через які пропускається прямий струм. АЧХ такого фільтра показано на рис. 4.21. Як видно з рисунку, змінюючи струм через діоди можна змінювати як резонансну частоту системи так і форму АЧХ фільтра.

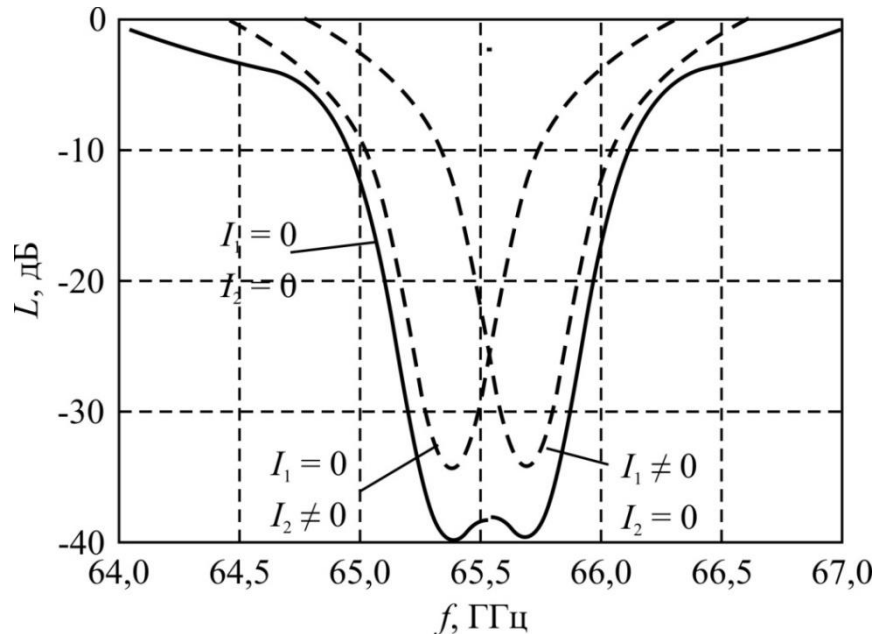


Рис. 4.21 АЧХ (S_{21}) дворезонаторного смугозагороджуючого керованого фільтра на основі прямокутних кремнієвих $p-i-n$ - діодів (розмір діодів $1,3 \times 2,4 \text{ мм}^2$)

Однак практична реалізація такої конструкції нашкодується на деякі труднощі. В першу чергу це – різке збільшення втрат при підведенні керуючого струму до такої структури. Тому для створення керованих фільтрів на основі $p-i-n$ - структур краще використовувати щільову лінію. Особливості поля такої лінії дозволяють зменшити вплив струмоведучих шин на добротність системи [175].

Для того, цього резонатор необхідно розмістити на одному із ребер щілини так, щоб контакти були перпендикулярні лініям електричного поля. Така секція (рис 4.22) включає хвильоводно-щілову лінію (1), на одному з ребер якої розміщено $p-i-n$ – діоди (2) таким чином, щоб площа інжектуючих контактів була паралельною Е-площині хвильоводу (3). При цьому n - області з'єднані з корпусом, а до p - областей за допомогою

керуючих провідників (4) підводиться струм через отвір у вузькій стінці хвилеводну, джерело керуючого струму підключається до провідника за допомогою клеми (5).

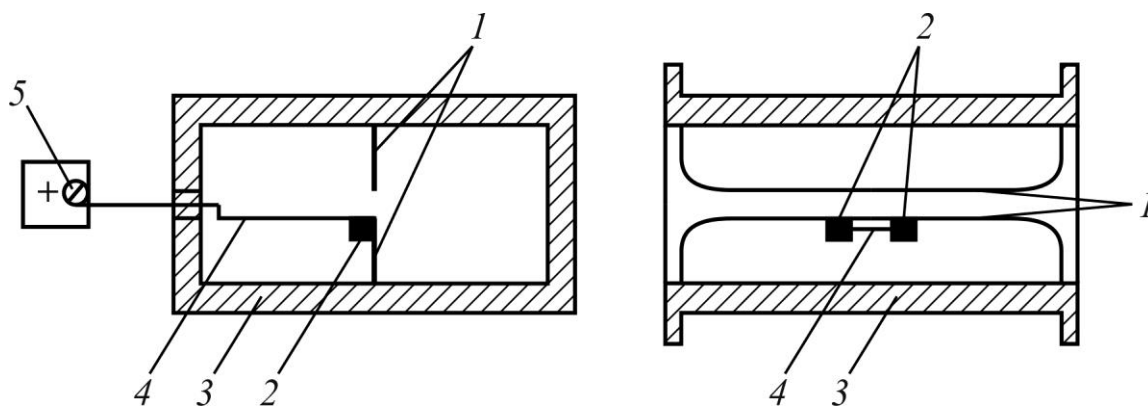


Рис. 4.22. Резонансна секція з електронним керуванням на основі хвилеводно-щільової лінії [175]

Поле такої лінії сконцентровано поблизу ребер, тому вплив струмоведучих шин мінімізується. Характеристики такої резонансної секції з електронним керуванням наведено в таблиці 4.3.

Таблиця 4.3

Характеристики резонансної секції з електронним керуванням на основі хвилеводно-щільової лінії [175].

Діапазон робочих частот, ГГц	від 60 до 70
Добуток власної добротності на резонансну частоту секції, не менше, ГГц	2000
Напруга живлення електричної схеми для керування характеристиками секції, не більше, В	3
Потужність споживання схеми керування характеристиками секції, не більше, мВт на одну секцію	0,6

Використовуючи залежність резонансних властивостей $p-i-n$ – діодів від струму, можна також створювати фазообертачі з електронним керуванням фазою. В ході роботи нами був створений та досліджений фазообертач на основі хвилеводно-щільової лінії. Конструкція фазообертача

аналогічна конструкції фільтру (рис. 4.22) з тією відмінністю, що для керування фазою було використано лише один $p-i-n$ – діод. В розробленій нами конструкції було отримано зсув фази від 0 до 145° при зміні керуючого струму від 0 до $0,9$ мА.

Для отримання смугопропускаючих фільтрів аналогічного типу можна використати конструкцію типу «фланець» (рис. 4.23). Така секція складається з металевої фольги з отвором (1), $p-i-n$ – діоду (2), керуючого електроду (3). Секція включається в хвильовий тракт таким чином, щоб фольга повністю перекривала поперечний переріз хвильоводу (4). Характеристики фільтру наведені на рис. 4.24.

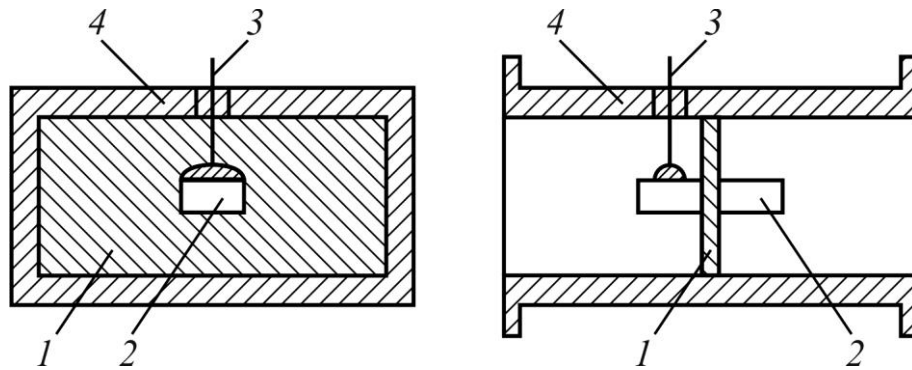


Рис. 4.23. Схематичне зображення однорезонаторної секції типу "фланець"

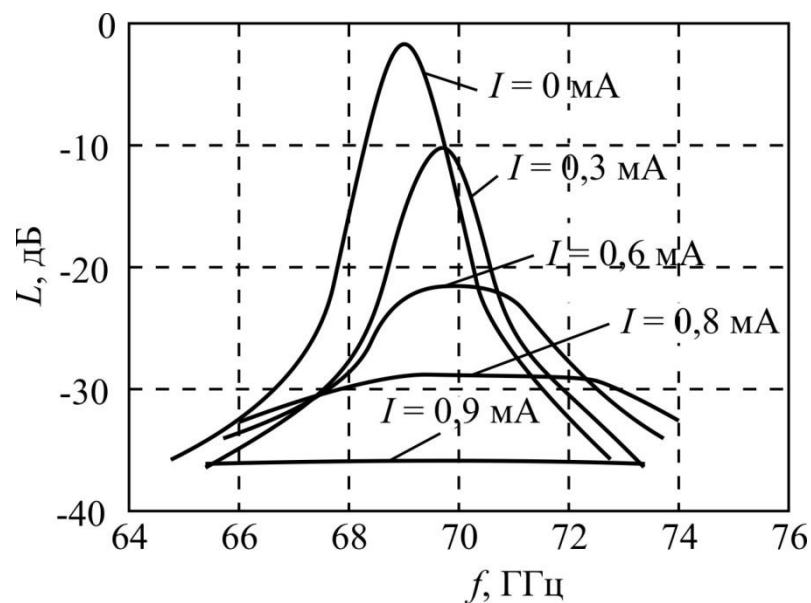


Рис. 4.24. АЧХ (S_{21}) однорезонаторної секції типу "фланець" при різних значеннях керуючого струму

Використовуючи конструкцію типу фланець можна створювати також і фазообертачі з характеристиками аналогічними фазообертачам на основі хвилеводно-щільової секції.

4.4.4. Селективні пристрої НВЧ на основі напівпровідникового надтонкого резонатора з оптичним керуванням

В останні роки оптично керовані НВЧ мережі набувають все більшого значення завдяки розвитку волоконо-оптичної бази і появі дешевих оптоелектронних приладів. Оптичне керування забезпечує високу швидкість і широкий діапазон перебудови, стійкість до більшості НВЧ завад, просту інтеграцію з волоконно-оптичними компонентами і оптичними пристроями обробки сигналів. Тут не виникає проблем з колами узгодження і додатковими компенсуючими та розв'язуючими елементами, оскільки керуючий оптичний сигнал надходить безпосередньо у НВЧ пристрій [177-179].

Волоконно-оптичні системи міліметрового діапазону забезпечують величезну інформаційну ємність і здатні задовольнити зростаючі потреби у збільшенні пропускної здатності мереж зв'язку [179-182].

В основі створення керуючих напівпровідникових елементів лежать три типи фізичних явищ. Це ударна іонізація, контактна інжекція та фотоінжекція. Усі ці явища змінюють імпедансі властивості напівпровідникових матеріалів. Оптоелектронне керування НВЧ пристроями базується на явищі фотоінжекції.

Елементи для оптоелектронного керування НВЧ системами можуть бути як зосередженими, так і розподільними. У якості оптичнокерованих напівпровідникових НВЧ елементів застосовуються фотодіоди, біполярні фототранзистори, польові транзистори (ПТШ) та мікросмужкові лінії на суцільній підкладенці типу GaAs або у вигляді включення в мікросмужкову лінію.

Одним з ключових елементів оптоелектронних систем НВЧ являються *p-i-n* - фотодіоди на основі арсеніду галію. При оптичному керуванні за допомогою фотодіодів можливо два типи керування: опосередковане і пряме. Опосередковане оптичне керування передбачає використання фотодіода для перетворення оптичного керуючого сигналу у напругу зміщення, яка керує робочою точкою нелінійного елементу і, таким чином, керує НВЧ сигналом. Важливим показником опосередкованого оптичного керування є можливість незалежного проектування керованого блоку, без кіл розв'язки і додаткових реактивних елементів. Одним із способів оптичного керування є використання *p-i-n* фотодіода, ввімкненого у коло зміщення нелінійного НВЧ елементу. Таким елементом може бути, наприклад, варактор. Інший варіант опосередкованого оптичного керування це використання *p-i-n* фотодіоду у фотогальванічному режимі, при цьому не потрібне зовнішнє джерело живлення, бо оптичний керуючий сигнал напряму перетворюється у напругу зміщення нелінійного елементу [87]. Головним недоліком опосередкованого оптичного керування вважають неможливість розширити діапазон і підвищити швидкість керування порівняно зі стандартним способом електричного керування.

За умови використання фотодіодних структур більш перспективним вважається пряме оптичне керування. Основою прямого оптичного керування являється використання ефекту зміни ємності *p-n* переходу при опромінюванні світлом для керування фазообертачами, НВЧ генераторами, фільтрами і т.д. [183-185].

Цей ефект добре спостерігається при великих потужностях освітлення і напругах зміщення близьких до нуля [185-187]. Головні вимоги до *p-i-n* діода у цьому режимі це високий коефіцієнт перекриття по ємності, мала потужність керуючого оптичного сигналу і висока добротність.

Перевагами використання *p-i-n* фотодіоду у якості фотоварактора для оптичного керування НВЧ сигналом є велика швидкодія і широкий діапазон перестроювання [183, 184].

Однак більш цікавим є використання *p-i-n* фотодіоду у якості резонансного елемента у конструкціях аналогічних конструкціям, представленим на рис. 4.22 та 4.23 з тією відмінністю, що керування характеристиками відбувається не за допомогою прямого струму, а за допомогою освітлення.

Але при опромінюванні світлом значно збільшується концентрація рухливих носіїв заряду [188], що призводить до значного погіршення добротності системи. Тому головна проблема при використанні *p-i-n* фотодіоду у якості керованого резонансного елемента – низька добротність.

Висновки по розділу

1. На основі тонких діелектричних резонаторів можна створювати керовані частотноселективні пристрої НВЧ міліметрового діапазону з прийнятними для практичного використання характеристиками.
2. Традиційні напівпровідникові структури, такі як діоди, *p-i-n*- діоди, діоди Шоткі і т.д., виявляють НВЧ діелектричні властивості і можуть бути використані в міліметровому діапазоні довжин хвиль як тонкі діелектричні резонатори з електронним та оптичним керуванням частотою. На їх основі можна створювати електрично та оптично керовані НВЧ фільтри, фазообертачі та інші резонансні пристрої НВЧ з характеристиками цілком прийнятними для практичного використання. Цей напрямок є перспективним для створення широкого класу напівпровідникових резонансних приладів з керованими характеристиками. При цьому важливим є те, що процес їх виготовлення може базуватись на добре відпрацьованій планарній технології. Крім того слід відзначити, що при цьому існує принципова можливість інтеграції активних і пасивних компонентів.
3. Також слід відзначити, що тонкі діелектричні резонатори можуть бути використані для створення різноманітних частотноселективних покриттів на основі решіток тонких діелектричних резонаторів [48].

РОЗДІЛ 5

ЗАСТОСУВАННЯ МАКРОТЕКСТУРОВАНИХ КОМПОЗИТНИХ СТРУКТУР ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ НВЧ МАТЕРІАЛІВ

Розвиток сучасної електроніки значною мірою залежить від наявності матеріалів з потрібними властивостями. Тому для подальшого технічного прогресу необхідні нові матеріали з заданим комплексом властивостей. Однак створення таких матеріалів можливе лише за умови проведення фундаментальних досліджень. Однією з необхідних умов таких досліджень є наявність точних методів вимірювання електрофізичних параметрів матеріалів та середовищ, що актуально, в першу чергу, для електронної промисловості, а також для вивчення малорозмірних об'єктів. Для вимірювання відповідних характеристик матеріалів і середовищ необхідна лінійка приладів, які повинні задовольняти наступним вимогам: простота в експлуатації, портативність, можливість проведення вимірювань без руйнування зразка і т.і.

Вимірювання параметрів матеріалів часто проводиться при наявності безпосереднього контакту вимірювального зонду з досліджуванним зразком. При цьому часто мають місце контактні явища, що призводить до появи додаткових джерел похибок, які складно врахувати або усунути. Складним є, наприклад, дослідження зондовими методами полікристалічних зразків, а також зразків з малою площею поверхні та з довільною геометрією. Тому, незважаючи на цілий ряд позитивних якостей, зондові методи не можуть повною мірою задовольнити потреби сучасного виробництва та дослідників [5, 6].

Використання НВЧ методів дослідження параметрів матеріалів дає принципово нові можливості для дослідження та контролювання властивостей матеріалів. Тому даний розділ присвячений аналізу НВЧ методів дослідження властивостей матеріалів, а також дослідженню

можливості використання макротекстурованих діелектричних композитних структур для вимірювання НВЧ параметрів матеріалів.

5.1. Принципи вимірювання НВЧ параметрів

Вимірювання мікрохвильових характеристик матеріалів – складна задача і потребує високоточного вимірювального обладнання. Крім того, для проведення таких вимірювань необхідно мати відповідний вимірювальний пристрій, а також спеціальну комірку або тримач, щоб забезпечити правильне підключення зразка до схеми вимірювання. Тип такого вимірювального пристрою залежить як від способу вимірювання так і від фізичних властивостей вимірюваного зразка (тверде тіло, рідина, порошок, газ тощо).

При виборі методу вимірювань необхідно враховувати велику кількість факторів, а саме: потрібний рівень точності, вид і форма зразка, зручність процесу вимірювань, наявність того чи іншого вимірювального обладнання тощо. Найбільш суттєві з них наведено нижче [189]:

- діапазон частот;
- очікуваний діапазон значень вимірюваних величин;
- необхідна точність вимірювань;
- властивості матеріалу (однорідність, ізотропність і т.і.);
- вид матеріалу (рідкий, порошок, твердий, листовий);
- обмеження на розмір зразка;
- руйнівний чи не руйнівний метод;
- контактний чи безконтактний метод;
- температура;
- вартість.

В НВЧ техніці одночасно з вузькосмуговими резонансними методами вимірювань використовують широкосмугові методи. Тим не менше, в багатьох випадках потрібна така висока чутливість, яка поки недосяжна для

широкосмугових методів. Порівняння принципів вимірювання представлено в табл. 5.1.

Таблиця 5.1.

Принципи НВЧ вимірювання параметрів матеріалів [189]

Суть методу	Вимірювальна секція	Характеристики методу
Використання коаксіального пробника		Широкосмуговий, неруйнівний. Використовується для матеріалів з великими втратами. Може бути застосований для дослідження рідин та напівтвердих матеріалів.
Використання лінії передавання		Використовується для матеріалів з середніми втратами. Може бути застосований для твердих матеріалів, які порівняно легко піддаються механічній обробці. Недолік – складність виготовлення зразків.
Використання об'ємного резонатора		Високоточний і чутливий. Використовується для матеріалів з малими втратами. Недолік – може бути застосований лише для зразків невеликого розміру.
Вимірювання у вільному просторі		Безконтактний. Може бути використаний для вимірювань при високих температурах. Недолік – потрібні великі, плоскі зразки.

Використання лінії передавання

Методи з використанням лінії передавання потребують розміщення матеріалу всередині частини закритої лінії передавання. Зазвичай лінія передавання є відрізком прямокутного хвилеводу чи повітряної коаксіальної лінії. Діелектрична (ϵ) і магнітна (μ) проникності обчислюють за

результатами вимірювання відбитого сигналу (S_{11}) або сигналу, що пройшов (S_{21}).

Особливості методу:

- широкосмуговість – нижнє значення частоти обмежене довжиною зразка;
- обмежена точність при низькому рівні втрат (залежить від довжини зразка);
- можна вимірювати параметри магнітних матеріалів;
- дозволяє вимірювати параметри анізотропних матеріалів.

Вимоги до зразків:

- зразок повинен заповнювати переріз пристрою підключення;
- необхідно забезпечити відсутність повітряних зазорів між зразком та стінками пристрою підключення;
- перпендикулярно до повздовжньої осі повинні знаходитись гладкі пласкі поверхні;
- зразок повинен бути однорідним.

Основні джерела похибки:

- неточність вимірювання величин коефіцієнтів відбиття (S_{11}) і передачі (S_{21});
- наявність зазорів між матеріалом зразка і стінками пристрою підключення;
- похибка розрахунку;
- порушення паралельності на межах зразка;
- незадовільна якість обробки поверхонь зразка;
- низька точність вимірювання геометричних розмірів зразка.

Вимірювання з використанням об'ємних резонаторів

Методи з використанням об'ємних резонаторів умовно поділяють на дві великих групи. Перша група базується на збудженні резонансу у самому зразку, а друга група базується на збуренні досліджуванним зразком поля опорного резонатора. В обох методах вимірюють параметри S_{11} та/або S_{21} . На

базі виміряних величин розраховують значення діелектричних характеристик досліджуваного зразка.

Методи з використанням об'ємних резонаторів мають наступні особливості:

- високий рівень точності отриманих результатів вимірювань, особливо це стосується методів заснованих на явищі резонансу у самому зразку;
- методи першої групи застосовують, як правило, для дослідження зразків, виготовлених із матеріалів з високим значенням діелектричної проникності і низьким рівнем втрат, а методи другої групи – для дослідження зразків, виготовлених із матеріалів з низьким значенням діелектричної проникності та/або більшим рівнем втрат;

Вимоги до зразків:

- для методів першої групи зразки повинні мати цілком певні задані необхідні для збудження резонансу. Зазвичай використовують зразки циліндричної або прямокутної форми для спрощення виготовлення і розрахунків;
- у методах другої групи немає спеціальних вимог до розмірів і форми зразків, хоча для полегшення розрахунку часто також використовують прямокутні або циліндричні зразки.

Основні причини виникнення похибки вимірювань:

- низька точність при вимірюванні величин коефіцієнтів відбиття (S_{11}) і передачі (S_{21});;
- похибка, яка виникає при округленні у процесі розрахунку;
- на похибку методів першої групи суттєво впливає похибка при визначенні геометричних розмірів зразків.

Вимірювання у вільному просторі

В даній групі методів зразок, розміщений у вільному просторі, опромінюють за допомогою антени. З допомогою тієї ж антени вимірюють параметр S_{11} . З допомогою іншої антени, розташованої з іншої сторони

зразка, вимірюють параметр S_{21} . На основі виміряних величин розраховують значення досліджуваних характеристик зразка.

Особливості методу:

- придатний для вимірювань за умови високих температур, що дозволяє використовувати цей метод для дослідження температурних залежностей досліджуваних характеристик зразка;
- безконтактний, неруйнівний;
- можна досліджувати характеристики анізотропних матеріалів змінюючи поляризацію антени;
- високочастотний – нижнє значення частоти обмежене товщиною зразка;
- придатний для дослідження магнітних матеріалів.

Вимоги до зразків:

- зразки повинні бути великими плоскими з паралельними сторонами;
- однорідність.

Основні джерела похибки:

- неточність вимірювання величин S_{11} і S_{21} ;
- похибка розрахунку;
- порушення паралельності поверхонь, перпендикулярних до напрямку поширення хвилі;
- низька якість обробки поверхонь, перпендикулярних до напрямку поширення хвилі;
- неточність вимірювання товщини зразка.

Якісний аналіз існуючих методів вимірювання НВЧ характеристик діелектричних матеріалів доводить, що універсального методу нема і не може бути, внаслідок великої різноманітності матеріалів і, як результат, широкого діапазону значень досліджуваних параметрів. В результаті сучасних досліджень кількість різноманітних матеріалів зростає, з'являються новітні матеріали з новими властивостями, яких раніше не існувало:

нанорозмірні монокристалічні та полікристалічні діелектричні плівки, тонкоплівкові мультиферроїки, гетероструктури, магніто-реологічні матеріали, так звані, «smart materials» тощо. Їх вивчення потребує розробки нових більш сучасних методів дослідження.

5.2. Вимірювання НВЧ параметрів матеріалів на основі макротекстурованих композитних структур

Оскільки існує однозначна залежність резонансних частот і добротностей резонансних систем від електрофізичних параметрів матеріалів, з яких вони складаються, то існує можливість дослідження властивостей матеріалів шляхом включення їх до резонансних систем [76, 77, 92, 102, 116, 118-122]. Маючи точні електродинамічні співвідношення, які описують залежності частоти і добротності ДР від його геометричних розмірів і відносної діелектричної проникності, можна за отриманими значеннями f_0 , Q_0 та геометричним розмірам ДР визначити діелектричну проникність і втрати керамічних матеріалів. Слід відзначити, що для реалізації таких вимірювань немає потреби руйнувати досліджуваний зразок, що створює умови для побудови неруйнівних методів вимірювання НВЧ параметрів діелектриків. При цьому використовуються два методи: метод однорідного і складового ДР.

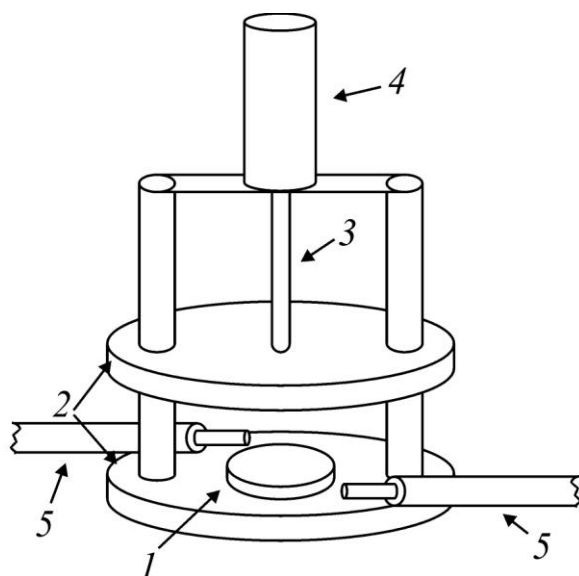
У методі однорідного ДР вимірювання діелектричної проникності ϵ і тангенса кута втрат $tg\delta$ засновано на експериментальному визначенні частоти резонансу (f_0) і добротності (Q_0) резонансної системи на основі ДР з подальшим розрахунком діелектричної проникності (ϵ) за отриманим значенням f_0 і відомими розмірами резонатора, а $tg(\delta)$ за вимірним значенням добротності, при врахуванні втрат, які визначають добротність ДР.

У методі СДР використовуються залежності резонансних характеристик системи на основі ДР, за умови, що роль резонатора виконує макротекстурована композитна структура, яка складається з опорного ДР із відомими параметрами та включення (зразка), вплив якого на резонансну систему спричинює зсув резонансної частоти системи (Δf_0) і погіршення її добротності (ΔQ_0). Вказані характеристики (Δf_0 і ΔQ_0) вимірюються експериментально і є інформативними параметрами, за якими розраховуються діелектрична проникність і тангенса кута діелектричних втрат зразка. У [190,191] розроблена методика визначення електрофізичних параметрів матеріалів методом СДР за умови, що зразок включено як поздовжню неоднорідність до резонатора Н- типу.

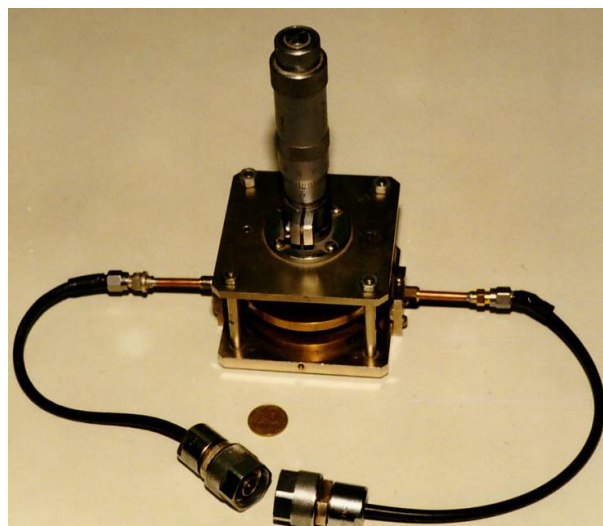
Наявність електродинамічних співвідношень для розрахунку СДР з Е-типом коливань [116, 118-121] дозволяє вимірювання електрофізичних параметрів матеріалів шляхом включення досліджуваного зразка до складу макротекстурованої композитної структури даного типу. Сутність даного методу викладається нижче. Прямокутний або циліндричний зразок заданих розмірів розміщується між двома поверхнями, виготовленими із металу з високою провідністю [192,193]. Одна поверхня через шток прикріплена до мікрометричного гвинта і має можливість переміщатись у напрямку нормалі, що забезпечує можливість визначення товщини зразка (рис 5.1).

Ця комірка підключається в коло панорамного вимірювача КСХН або векторного аналізатора (рис. 2.6), за допомогою якого вимірюють f_0 і Q_0 нижчої моди за відсутності повітряного зазору ($h=0$). Зазор $h=0$ обирається для зменшення впливу похибки визначення товщини резонатора на результати вимірювання.

Далі на основі отриманих значень відповідно до співвідношень описаних в [116, 118-121] проводиться розрахунок ε і $\text{tg}(\delta)$.



а



б

Рис. 5.1 Секція для вимірювання електрофізичних параметрів діелектричних матеріалів (схематичне зображення а та фото б):

- 1 – діелектричний зразок;
- 2 – металеві пластини;
- 3 – шток;
- 4 – мікрометричний гвинт;
- 5 – НВЧ кабелі

За умови використання даної методики похибка вимірювання відносної діелектричної проникності зразка залежить від похибки визначення геометричних розмірів резонатора та резонансних частот. Величину похибки можна оцінити, як похибку опосередкованого вимірювання за умови статистичної незалежності похибок визначення розмірів резонатора і його резонансної частоти:

$$\delta\epsilon = \sqrt{\left(\frac{\partial\epsilon}{\partial R}\delta R\right)^2 + \left(\frac{\partial\epsilon}{\partial f}\delta f\right)^2}, \quad (5.1)$$

де R – радіус резонатора,
 f - частота.

Всі похідні, що входять до виразу (5.1) можуть бути обчислені за допомогою співвідношень отриманих у [116, 118-121]. Оцінимо типову величину похибки вимірювання відносної діелектричної проникності наступного циліндричного зразка: діаметр зразка $D \approx 10$ мм товщина зразка 2 мм, діелектрична проникність $\epsilon \approx 80$. При використанні сучасного обладнання відносна похибка вимірювання частоти не перевищує $\delta f \approx 0,001$. Геометричні розміри резонатора можна виміряти з абсолютною похибкою не більше 0,01 мм, що в перерахунку на радіус зразка дасть відносну похибку $\delta R \approx 0,002$. За таких умов відносна похибка не перевищить $\delta \epsilon \approx 0,025$, що відповідає 2,5%.

Для апробації даного методу було досліджено відносну діелектричну проникність зразків з промислової кераміки (таблиця 5.2).

Розрахунок тангенса кута діелектричних втрат можна здійснити за допомогою наступного добре відомого співвідношення:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_v}, \quad (5.2)$$

де $\frac{1}{Q}$ – втрати вимірювальної комірки із зразком;

$\frac{1}{Q_d}$ – втрати у зразку;

$\frac{1}{Q_m}$ – втрати у стінках вимірювальної комірки;

$\frac{1}{Q_v}$ – втрати на випромінювання.

Таблиця. 5.2.

Результати визначення діелектричної проникності матеріалів методом однорідного ДР.

Матеріал зразка	Геометрія зразка	ε - довідникові дані[10,102]	ε - експериментальні значення
АЛТК	$\varnothing=7,2\text{мм}$, $g=3\text{мм}$	40	39, 9
ТБНС	$\varnothing=2,6\text{мм}$, $g=2,8\text{мм}$	81	79,5
ТЛЮ	$\varnothing=2,6\text{мм}$, $g=2,8\text{мм}$	40	39,3

Маючи результати вимірювань можна підрахувати тангенс кута втрат досліджуваного матеріалу [116, 118-121].

Похибка визначення тангенса кута втрат може бути підрахована аналогічно (5.1). Однак на практиці не вдається реалізувати вимірювання добротності з відносною похибкою менше 5%. При 5% похибці вимірювання добротності похибка для тангенса кута втрат буде складати 15-30%.

Недоліком методу є те, що з часом матеріали старіють, їх властивості змінюються, тому з часом можливе погіршення точності вимірювань. Особливо це стосується втрат, що зумовлено окисненням металу, а також появою на поверхні металу подряпин, які погіршують його провідність. Однак даний недолік можна усунути за рахунок калібрування комірки.

Крім того даному методу властивий ще ряд недоліків. Так, наприклад, утруднене вимірювання цим методом електрофізичних параметрів сипучих, рідких, газоподібних речовин, а також тонких плівок та речовин із низьким значенням діелектричної проникності ($\varepsilon=1\dots 20$).

Для дослідження таких матеріалів можна скористатися запропонованим автором методом складеного діелектричного резонатора, який відрізняється від попереднього наявністю у складі вимірювальної комірки базового опорного ДР. При цьому досліджувана композитна макротекстура складається з опорного резонатора та зразка (рис. 5.2).

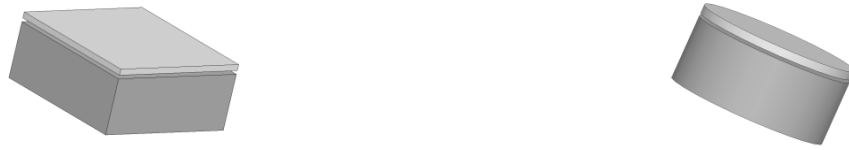


Рис. 5.2 Складений діелектричний резонатор прямокутної (а) та циліндричної (б) форми

Характеристики комірки з опорним резонатором відомі а включення до складу структури досліджуваного зразка приводить до їх зміни. За геометричними розмірами зразка та величиною його впливу на резонансні характеристики системи визначають діелектричну проникність та втрати матеріалу, з якого виготовлено зразок. В даному разі відносну похибку діелектричної проникності зразка циліндричної форми можна визначити з наступного виразу:

$$\delta\varepsilon = \sqrt{\left(\frac{\partial\varepsilon}{\partial R}\delta R\right)^2 + \left(\frac{\partial\varepsilon}{\partial f}\delta f\right)^2 + \left(\frac{\partial\varepsilon}{\partial g}\delta g\right)^2 + \left(\frac{\partial\varepsilon}{\partial h}\delta h\right)^2}, \quad (5.3)$$

де g, h - товщини базового (опорного) резонатора та зразка відповідно.

З порівняння виразів 5.1 та 5.3 видно, що в цьому випадку похибка більша і залежить як від похибки визначення товщини досліджуваного зразка, так і від похибки визначення товщини опорного резонатора. Тому визначення товщин резонатора і зразка необхідно виконувати більш точними методами. Дещо зменшити похибку вимірювання можна використовуючи опорний резонатор більшої товщини, але при цьому слід враховувати те, що в такому разі зменшуються величини зміни резонансної частоти та добротності при введенні до складу СДР досліджуваного зразка, що збільшує похибку їх визначення. Результати дослідження діелектричної проникності зразків з малою товщиною наведено в таблиці 5.3.

Таблиця. 5.3.

Результати визначення діелектричної проникності матеріалів методом СДР за умови використання опорного резонатора з кераміки АЛТК розміром

$$8\text{мм} \times 8\text{мм}, g = 1.6\text{мм}, \varepsilon \approx 40$$

Розміри резонатора	Матеріал	ε - довідникові дані	ε - виміряне значення
8мм×8мм, g=0,25мм	Si	11,8	11,6
8мм×8мм, g=0,25мм	GaAs	13	13,2
8мм×8мм, g=0,43мм	Полікор	9,9	9,2

При порівнянні точності вимірювання зразків із таблиць 5.2 і 5.3 помітно, що в другому випадку точність гірша. Але треба врахувати, що товщини зразків вимірювалися мікрометром. При малій товщині зразків це призводить до збільшення похибки вимірювань. При використанні більш точного способу вимірювання товщин можна одержати більш точні результати. Основним достоїнством даного методу являється те, що на його основі можна побудувати метод для вимірювання параметрів рідин та газів.

До недоліків методу слід віднести те, що прийнятну точність вимірювання можна отримати лише за умови значної різниці між діелектричними проникностями зразка і базового (опорного) резонатора.

Слід зазначити, що, в силу високої чутливості резонансної частоти до зміни товщини області включення, даний метод можна покласти в основу простої методики неруйнівного вимірювання товщини плівок матеріалів з відомими електрофізичними параметрами.

5.3. Вимірювання НВЧ параметрів матеріалів методом неоднорідного мікросмушкового резонатора

Метод неоднорідного мікросмушкового резонатора можна ефективно використовувати для дослідження мікрохвильових властивостей матеріалів. Метод неоднорідного мікросмушкового резонатора відноситься до групи резонансних методів вимірювання НВЧ параметрів діелектричних матеріалів [5,189,193].

Резонансні методи мають високу точність. В основі резонансних методів лежить вимірювання резонансної частоти і добротності системи із досліджуваним зразком та без нього. Інформативними параметрами є зміщення резонансної частоти та величина зміни добротності системи, на основі яких розраховують діелектричну проникність досліджуваного зразка та втрати в ньому.

Для використання резонансних методів необхідна наявність спеціальної базової вимірювальної комірки з відомими характеристиками.

Для реалізації методу неоднорідного мікросмушкового резонатора нами було розроблено і виготовлено комірку (рис. 5.3), яка представляє собою смугозагороджуючий фільтр на основі мікросмушкового резонатора [194].

Мікросмушкова комірка для визначення діелектричної проникності та фактору втрат матеріалів на надвисоких частотах містить діелектричну підкладенку 1, на якій розміщено металевий сигнальний електрод 2, який являє собою напівхвильовий резонатор. Досліджуваний зразок 4 розміщений між підкладенкою та металевим заземленим електродом 5. Комірка підключена до НВЧ кола за допомогою коаксіальних рознімачів 3 (згідно схеми рис. 2.6).

Комірка на основі композитного мікросмушкового резонатора функціонує наступним чином. Сигнальний електрод 2 вимірювальної комірки за допомогою коаксіальних рознімачів 3 з'єднують з панорамним

вимірювачем, досліджуваний зразок 4 розміщують між підкладеною 1 і металевим заземленим електродом 5. Досліджуваний зразок 4 змінює комплексний опір вимірювальної комірки. Це приводить до зміни як резонансної частоти, так і добротності комірки. Діелектричну проникність зразка розраховують за величиною змінювання частоти, а фактор втрат зразка за величиною змінювання добротності.

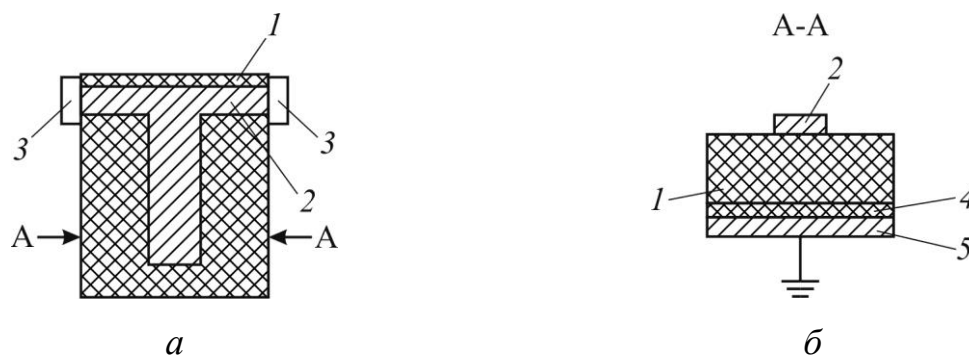


Рис. 5.3. Вимірювальна комірка на основі мікросмужкового резонатора:

а – вид зверху, *б* – вид спереду.

- 1 – діелектрична підкладена;
- 2 – сигнальний електрод;
- 3 – коаксіальні рознімачі;
- 4 – досліджуваний зразок;
- 5 – заземлений електрод.

Запропонована конструкція мікросмужкової комірки для визначення діелектричної проникності та фактору втрат матеріалів на надвисоких частотах дозволяє вимірювати параметри плівкових матеріалів.

Величина похибки вимірювання може бути оцінена за допомогою виразу подібного до (5.3). При цьому врахуємо, що серед геометричних факторів найбільший вплив на точність вимірювання мають неточність вимірювання товщини плівки та товщини підкладки резонатора, Тому впливом інших геометричних факторів можна знехтувати:

$$\delta\varepsilon = \sqrt{\left(\frac{\partial\varepsilon}{\partial f}\Delta f\right)^2 + \left(\frac{\partial\varepsilon}{\partial g}\Delta g\right)^2 + \left(\frac{\partial\varepsilon}{\partial h}\Delta h\right)^2 + \left(\frac{\partial\varepsilon}{\partial\varepsilon_n}\Delta\varepsilon_n\right)^2}, \quad (5.4)$$

де g – товщина досліджуваної плівки;

h – товщина підкладенки;

f – резонансна частота комірки;

ε_n – діелектрична проникність підкладенки.

Результати дослідження діелектричної проникності плівок наведено в таблиці 5.4.

Таблиця. 5.4.

Результати визначення діелектричної проникності діелектричних матеріалів методом неоднорідного мікросмужкового резонатора ($h=1$ мм, $\varepsilon_n=9,8$)

Матеріал	Товщина матеріалу, мм	ε - довідникові дані	ε - вимірне значення
Силіконова резина	1	2	2,02
Поліетилен	0,05	2,2	2,0
Полікор	0.5	9,9	9,7

Як видно з табл. 5.4, експериментальні дані добре узгоджуються з наведеними у літературі, що підтверджує можливість використання даного методу для вимірювання НВЧ характеристик Діелектричних матеріалів.

5.4. Застосування тонкого діелектричного резонатора для дослідження НВЧ характеристик діелектричних матеріалів

Наразі, розроблено значну кількість методів дослідження НВЧ характеристик діелектричних матеріалів. Однак, не можна вважати, що

проблему дослідження НВЧ характеристик діелектричних матеріалів повністю вирішено, адже всі відомі наразі методи мають свої недоліки та переваги, які визначають межі їх використання. Не існує жодного методу, який би був універсальним і не мав обмежень у використанні. Так, зокрема, виникає ряд труднощів у процесі дослідження властивостей тонкоплівкових діелектричних матеріалів і структур, а також пристроїв на їх основі. Основною проблемою при дослідженні тонкоплівкових структур є досить низька точність [5,6,189 -193]. Нами розроблено метод на основі тонкого діелектричного резонатора, який дає можливість точного визначення НВЧ параметрів тонких діелектричних плівок, нанесених на підкладенку.

Метод тонкого діелектричного резонатора відносять до групи методів складеного діелектричного резонатора. Дана група методів базується на вимірюванні ефективних значень діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат складеного діелектричного резонатора, який містить шар опорного матеріалу, характеристики якого відомі, та тонкий шар нанесеного на нього досліджуваного матеріалу [189-193]. На основі отриманих значень ефективних параметрів складеного діелектричного резонатора розраховують значення шуканих характеристик досліджуваного матеріалу. Шар базового матеріалу і досліджувана плівка можуть бути розміщені паралельно або послідовно відносно напрямку вектора електричного поля. Якщо площа розділу матеріалів паралельна лініям електричного поля, то в цьому випадку маємо систему паралельних шарів матеріалу. Якщо ж площа розділу матеріалів перпендикулярна лініям електричного поля, то в цьому випадку маємо систему послідовних шарів матеріалу. В усіх інших випадках необхідно розглядати систему з комбінованим з'єднанням шарів матеріалу.

Зазвичай використовують резонатори у вигляді циліндру або паралелепіпеду (рис. 5.2), оскільки такі форми простіші для аналізу і більш технологічні у виробництві.

Для визначення величини шуканих параметрів такого зразка необхідно необхідно використовувати спеціальну вимірювальну комірку. Для цього може бути використана, наприклад, циліндрична комірка (рис. 5.4). Вимірювальну комірку включають у стандартну схему панорамного вимірювача (рис. 2.6, *a*) [195-199].

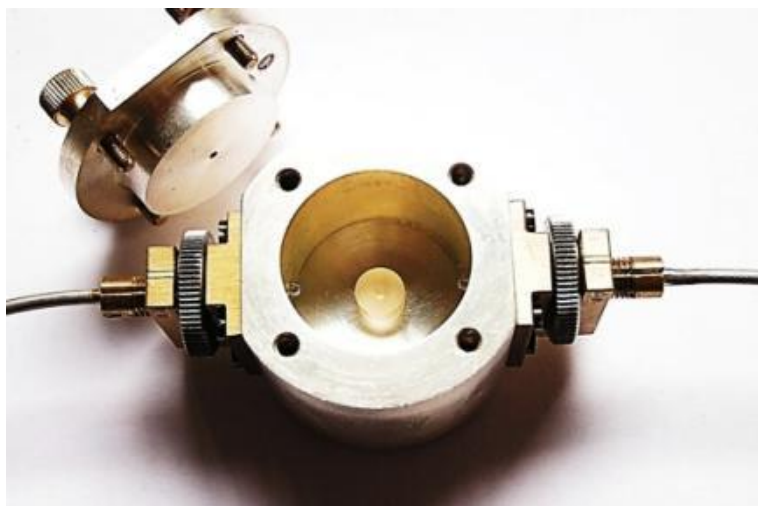


Рис. 5.4. Вимірювальна комірка

Діелектричну проникність досліджуваної плівки визначають аналізуючи різницю резонансних частот базового резонатора без плівки і резонатора з плівкою. Чутливість методу вимірювання тонкоплівкових матеріалів на підкладенці, який базується на діелектричному резонансі, можна визначити через зсув резонансної частоти (ΔF), залежно від співвідношення діелектричних проникностей плівки та резонатора від співвідношення їх товщин, а також резонансної частоти базового резонатора (F).

Відповідно вираз для чутливості даного методу має вигляд:

$$S_n = A \frac{\Delta F}{F} \frac{L_f}{L_s}, \quad (5.5)$$

де A – константа, яка характеризує співвідношення діелектричних проникностей плівки та резонатора,

L_s – товщина резонатора,

L_f – товщина плівки.

З виразу (5.5) видно, що чутливість методу суттєво залежить від співвідношення товщин плівки та базового резонатора. На рис. 5.5 наведено залежність чутливості описаного методу при вимірюванні у діапазоні сантиметрових довжин хвиль.

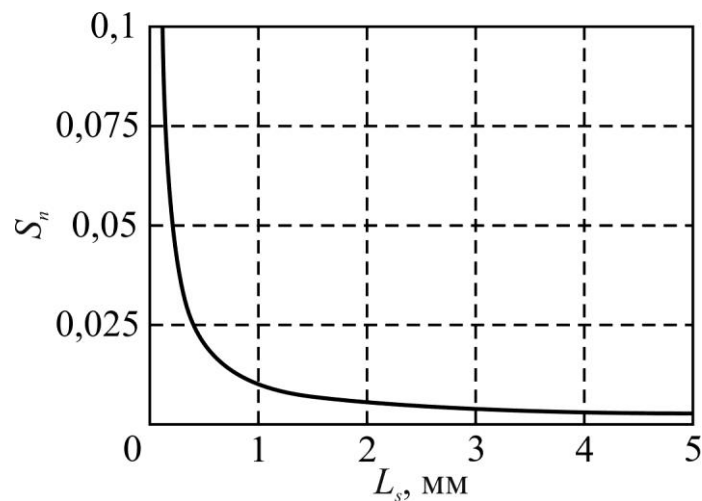


Рис. 5.5. Чутливість методу в залежності від товщини базового резонатора для плівки товщиною 20 нм та діелектричної проникності базового резонатора 10

Для визначення втрат у досліджуваному матеріалі можна скористатися наступним відомим виразом:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_s} + \frac{1}{Q_f},$$

де $\frac{1}{Q}$ – втрати у резонаторі з досліджуваною плівкою;

$\frac{1}{Q_s}$ – втрати у резонаторі за умови відсутності плівки;

$\frac{1}{Q_f}$ – втрати у плівці з досліджуваного матеріалу.

Даним методом було досліджено властивості тонких плівок, виготовлених з EuTiO_3 нанесених на підкладенку виготовлену з LSAT. Товщина плівки становила 22 нанометра, а розміри підкладенки $10 \times 10 \times 0,248$ мм. Для вимірювання застосовувалась циліндрична вимірювальна комірка (рис. 5.4), у якій збуджували нижчу TE_{018} моду.

Отримані за результатами вимірювань температурні залежності резонансної частоти діелектричного резонатора (підкладенки) без плівки (суцільна лінія) та з плівкою (пунктирна лінія) показані на рис. 5.6,а. Температурна залежність добротності діелектричного резонатора (підкладенки) без плівки та з плівкою показані на рис. 5.6,б. З цих даних розраховано для підкладенки та композиції підкладенка з плівкою температурну залежність ефективної діелектричної проникності ($\epsilon'_{\text{ефф}}$) і втрат ($\epsilon''_{\text{ефф}}$) рис. 5.6,в та рис. 5.6,г відповідно.

З результатів наведених на рис.5.6 видно, що запропонований метод забезпечує достатньо високу чутливість навіть для плівок нанорозмірної товщини (22 нанометра). Різниця резонансних частот підкладенки з плівкою та за відсутності плівки знаходилась в межах 2...5 МГц. Різниця добротностей знаходилась в межах від 10 до 40 відсотків, що достатньо для забезпечення точності вимірювань, і мала чітку залежність від температури. Залежності резонансної частоти і добротності від температури, отримані для плівки EuTiO_3 завтовшки 22 нм, збігаються з отриманими для більш товстих плівок (500-700 нм), а також з результатами отриманими в [199], що свідчить про високу чутливість методу тонких тонкого ДР.

Шукана діелектрична проникність плівки може бути отримана з емпіричного підходу до розрахунку багатошарового композитного матеріалу. У

випадку двошарової структури розрахунок можна провести за відомим рівнянням:

$$\varepsilon^x = q_1 \varepsilon_1^x + q_2 \varepsilon_2^x, \quad (5.6)$$

де ε , ε_1 и ε_2 – діелектричні проникності багатошарової структури та її компонентів відповідно;

q_1 , q_2 – об'ємні концентрації компонентів (повинні задовольняти наступній умові: $q_1 + q_2 = 1$).

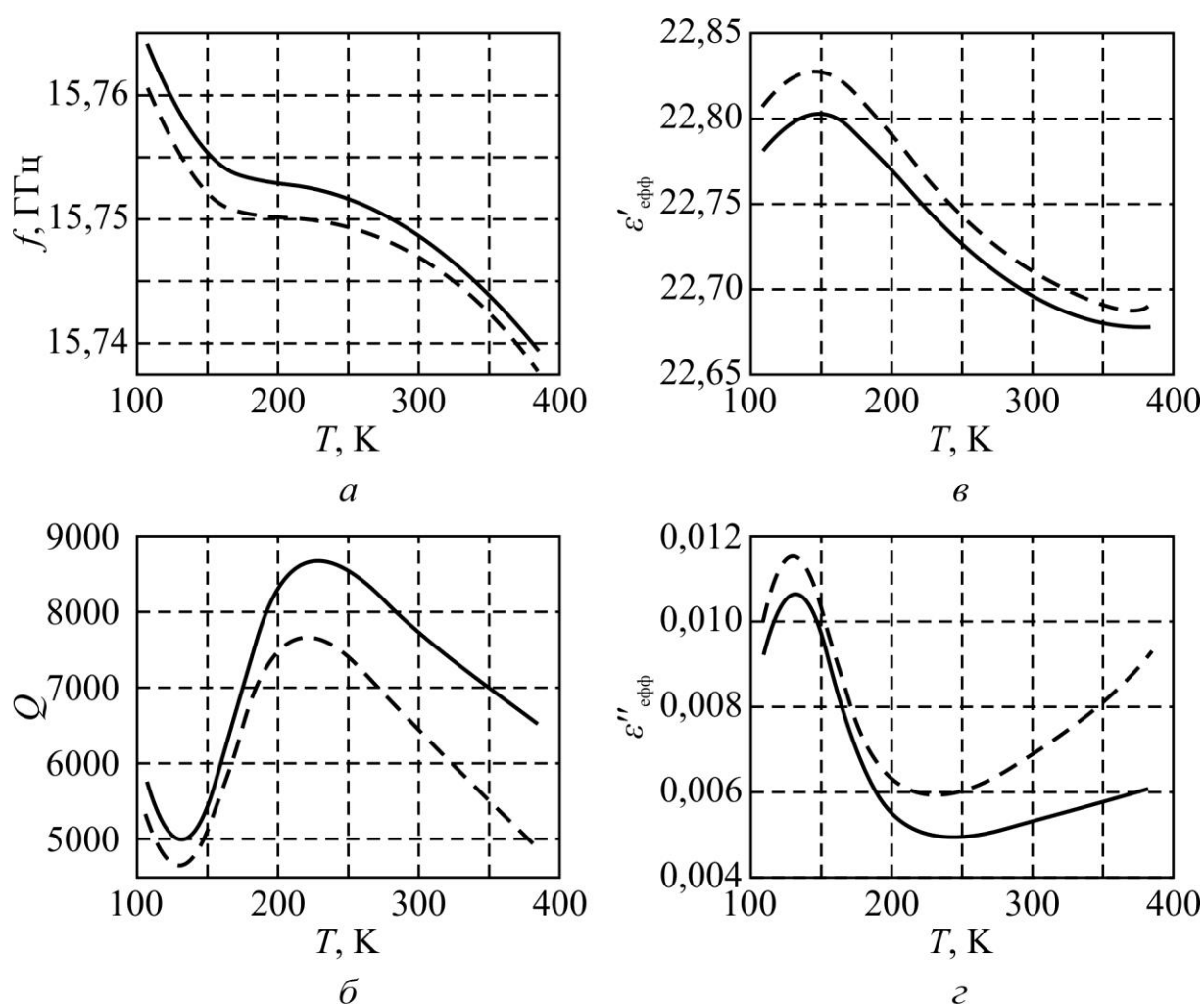


Рис. 5.6. Температурні залежності резонансної частоти $f_r(T)$ (а), добротності $Q_0(T)$ (б), $(\varepsilon'_{\text{eff}})$ (в) і $(\varepsilon''_{\text{eff}})$ (г):

суцільна лінія – підкладенка без плівки;

пунктирна лінія – підкладенка з плівкою

Параметр x визначає характер розподілу компонентів у структурі. Він приймає значення -1 для системи послідовних шарів матеріалу та $+1$ для системи паралельних шарів матеріалу.

Тоді при паралельному і послідовному з'єднанні шарів вираз (5.6) перетворюється на (5.7, а) та (5.7, б) відповідно:

$$\varepsilon = q_1 \varepsilon_1 + q_2 \varepsilon_2, \quad (5.7, a)$$

$$\varepsilon^{-1} = q_1 \varepsilon_1^{-1} + q_2 \varepsilon_2^{-1}. \quad (5.7, б)$$

Діелектричні параметри плівки ($\varepsilon'_{пл}$ і $\varepsilon''_{пл}$) можна розрахувати з $\varepsilon'_{ефф}$ і $\varepsilon''_{ефф}$ з урахуванням об'ємної частки плівки для використаного з'єднання шарів. Якщо плівка покриває всю поверхню підкладки, то для такої структури можна записати для паралельної та послідовної системи шарів діелектрика відповідно:

$$\varepsilon'_{еф} = \varepsilon'_п \cdot \frac{L_п}{L_п + L_{пл}} + \varepsilon'_{пл} \cdot \frac{L_{пл}}{L_п + L_{пл}}, \quad (5.8, a)$$

$$(\varepsilon'_{еф})^{-1} = (\varepsilon'_п)^{-1} \cdot \frac{L_п}{L_п + L_{пл}} + (\varepsilon'_{пл})^{-1} \cdot \frac{L_{пл}}{L_п + L_{пл}}, \quad (5.8, б)$$

$$\varepsilon''_{еф} = \varepsilon''_п \cdot \frac{L_п}{L_п + L_{пл}} + \varepsilon''_{пл} \cdot \frac{L_{пл}}{L_п + L_{пл}}, \quad (5.8, a)$$

$$(\varepsilon''_{еф})^{-1} = (\varepsilon''_п)^{-1} \cdot \frac{L_п}{L_п + L_{пл}} + (\varepsilon''_{пл})^{-1} \cdot \frac{L_{пл}}{L_п + L_{пл}}, \quad (5.8, б)$$

де $L_п$ и $L_{пл}$ товщина підкладки і плівки, відповідно;

$\varepsilon'_п$ та $\varepsilon''_п$ діелектрична проникність і втрати підкладки.

Температурні залежності діелектричних параметрів плівки EuTiO_3 , вирощеної на підкладенці LSAT, розраховані з даних представлених на рис.5.6 за виразами (5.7-5.8), наведено на рис. 5.7. Для спрощення розрахунків враховано, що $L_{\text{п}} \gg L_{\text{пл}}$.

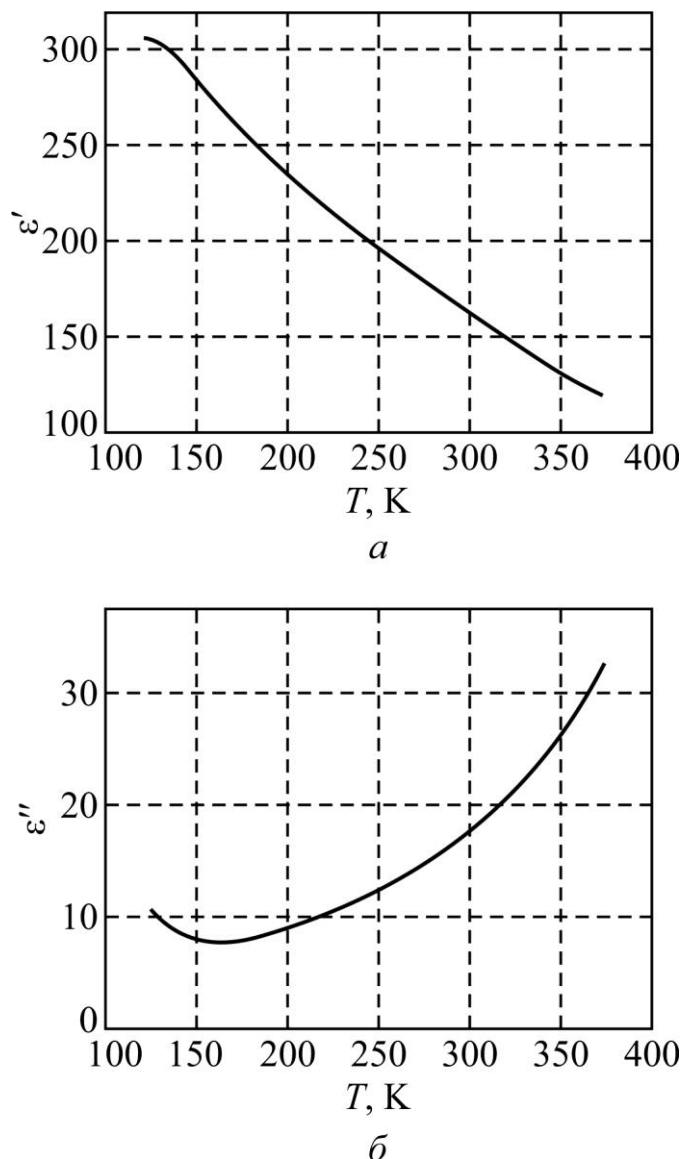


Рис. 5.7. Температурні залежності діелектричної проникності (а) та фактору втрат (б) плівки EuTiO_3 (товщина 22 нм)

Крім того даним методом було проведено дослідження діелектричних властивостей ряду матеріалів в рамках співробітництва з Донецьким фізико-технічним інститутом ім. О.О. Галкіна НАН України [200-202]. Частина отриманих результатів представлена у таблицях 5.5-5.7.

Таблиця. 5.5.

Результати визначення діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат матеріалів типу $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_3$ методом тонкого діелектричного резонатора

Склад матеріалу x	Розміри зразка		ϵ	$\text{tg}(\delta)$
	діаметр, мм	висота, мм		
0,10	7,95	1,50	7,54	0,00082
0,15	7,96	1,57	6,90	0,00083
0,20	7,74	1,58	6,55	0,00110

Таблиця. 5.6.

Результати визначення діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат матеріалів типу $\text{La}_{0.7}\text{Ca}_{0.3-x}\text{K}_x\text{Mn}_{1+x}\text{O}_3$ методом тонкого діелектричного резонатора

Склад матеріалу x	ϵ	$\text{tg}(\delta)$
0,00	7,4	0,00009
0,05	7,6	0,00018
0,10	10,1	0,00033
0,20	11,1	0,00450
0,30	13,9	0,00720

Таблиця. 5.7.

Результати визначення діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат матеріалів типу $\text{La}_{1.0-x}\text{Mn}_{1.0+x}\text{O}_3$ методом тонкого діелектричного резонатора

Склад матеріалу x	Розміри зразка		ϵ	$\text{tg}(\delta)$
	діаметр, мм	висота, мм		
0	7,91	2,23	6,98	0,0099
0,1		2,25	7,7	0,0028
0,2	7,75	2,15	7,8	0,0027
0,3	7,89	2,20	9,9	0,0033
0,4	7,85	2,16	11,6	0,0028

Результати експерименту добре узгоджуються з результатами розрахунку. Різниця між розрахованими і експериментальними значеннями не перевищувала 2% для дійсної частини діелектричної проникності і 7% для уявної частини діелектричної проникності.

5.5. Застосування тонкого діелектричного резонатора для дослідження НВЧ характеристик анізотропних діелектричних матеріалів

Анізотропія – характерна властивість кристалів, кристалічна ґратка яких не має кубічної симетрії. В багатьох випадках анізотропія може виникати внаслідок зовнішнього впливу: механічної деформації, електричного або магнітного поля тощо.

В останні роки розроблено велику кількість нових анізотропних монокристалічних діелектриків спеціального призначення. Часто такі монокристали використовують в тонких і надтонких шарах, властивості яких можуть значно відрізнятися від властивостей об'ємних матеріалів. Тому не дивно, що дослідження анізотропних кристалів є цікавим як для теоретичної так і для прикладної науки. Таким чином розробка методів дослідження анізотропії в тонких шарах – важливе завдання сучасної науки.

В даному підрозділі нами пропонується метод тонкого діелектричного резонатора для дослідження властивостей анізотропних діелектриків. Даний метод може бути використаний незалежно від характеру та причин виникнення анізотропії.

Як було показано вище у тонкому діелектричному резонаторі можуть бути збуджені різні коливальні моди. Їх можна умовно розділити на кілька типів, а саме: TE_{mnp} – тип, TM_{mnp} – тип, HE_{mnp} – тип, та EH_{mnp} – тип, де індексами m , n і p позначені відповідні хвильові числа, які описують розподіл полів в напрямках осей координат.

Одночасно з фундаментальними вісесиметричними модами збуджуються гібридні моди. НЕ- та ЕН- моди називають гібридними тому, що в них одночасно присутні всі шість компонент електромагнітного поля.

В практичних цілях найчастіше використовують одномодовий режим $TE_{01\delta}$ коливань. Гібридні НЕ- моди використовуються рідко, однак вони можуть бути цікавими для вимірювальної практики.

Як було показано в попередньому підрозділі, відношення висоти (L) до узагальненого поперечного розміру (D) у сукупності з зовнішніми умовами на межах резонансної системи визначає яка з мод має найнижчу резонансну частоту. Для більшості ДР при відношенні $L/D > 0.25$ зазвичай домінуючою є $TE_{01\delta}$ – мода.

Суттєвим недоліком гібридної НЕ- моди ДР в циліндричному екрані є нестабільність її площини поляризації та залежність її від способу збудження. Дану моду математично можна представити у вигляді двох лінійнополяризованих взаємоперпендикулярних хвиль, що власне і є причиною розчеплення резонансного піка на дві складові при незначних відхиленнях геометрії ДР від вісесиметричної форми (квадрат або циліндр). За умови ідеальної симетрії ДР ці дві складові хвилі вироджені і мають однакові константи розповсюдження та фазові швидкості (рис. 5.8, мода - $HE_{11\delta}$). Має місце один резонансний пік моди $HE_{11\delta}$.

При відхиленні від ідеальної геометрії або в разі анізотропії діелектричної проникності фазові швидкості відмінні. В цьому випадку спостерігаємо два близьких резонансних піка НЕ (рис. 5.9): $HE_{11\delta}-\perp$ та $HE_{11\delta}-\parallel$. Із збільшенням несиметричності геометрії або коефіцієнта анізотропії відстань між НЕ-резонансами зростає.

Для діелектриків з одноосьовою анізотропією відстань між піками залежить від коефіцієнту анізотропії ($\epsilon_{\parallel}/\epsilon_{\perp}$).

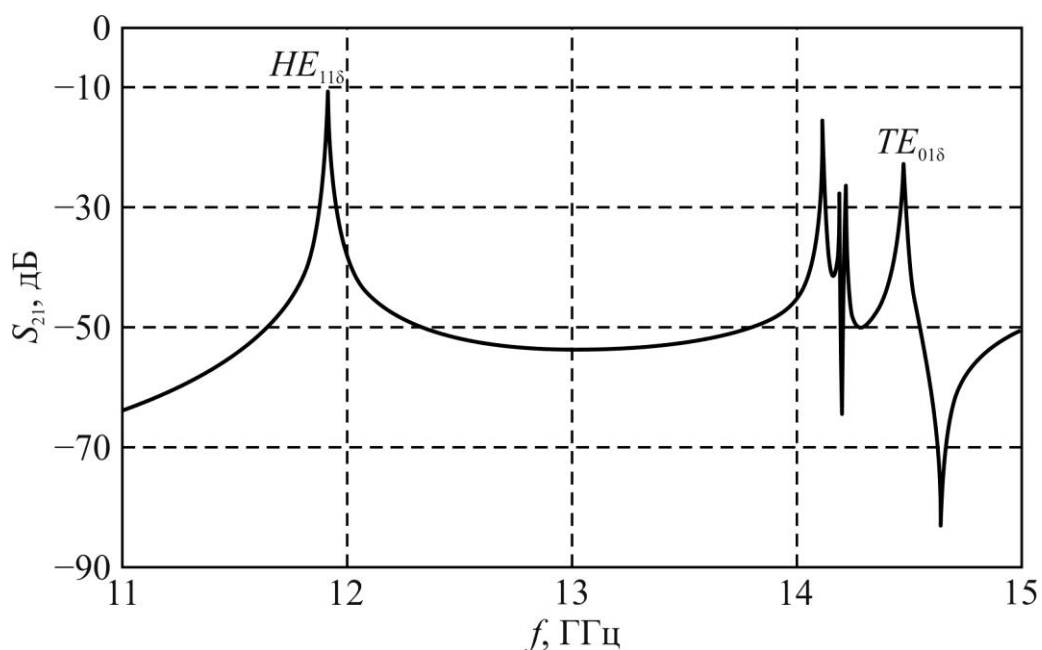


Рис. 5.8. Частотна залежність коефіцієнта передачі екранованого ДР, геометрія ДР близька до ідеального квадрату

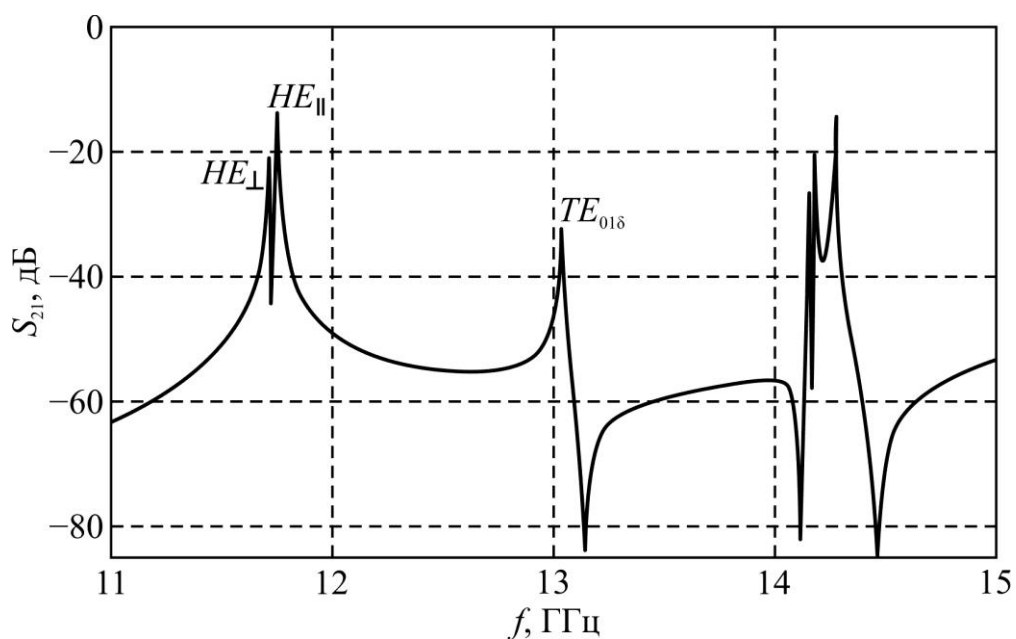


Рис. 5.9. Частотна залежність коефіцієнта передачі екранованого ДР, геометрія ДР відмінна від ідеального квадрату. Має місце два резонансних піка: HE_{\perp} и HE_{\parallel}

Результати розрахунку для деякого гіпотетичного діелектрика, у якому діелектрична проникність в напрямі однієї з осей змінювалась при постійному значенні коефіцієнта анізотропії наведено на рис. 5.10.

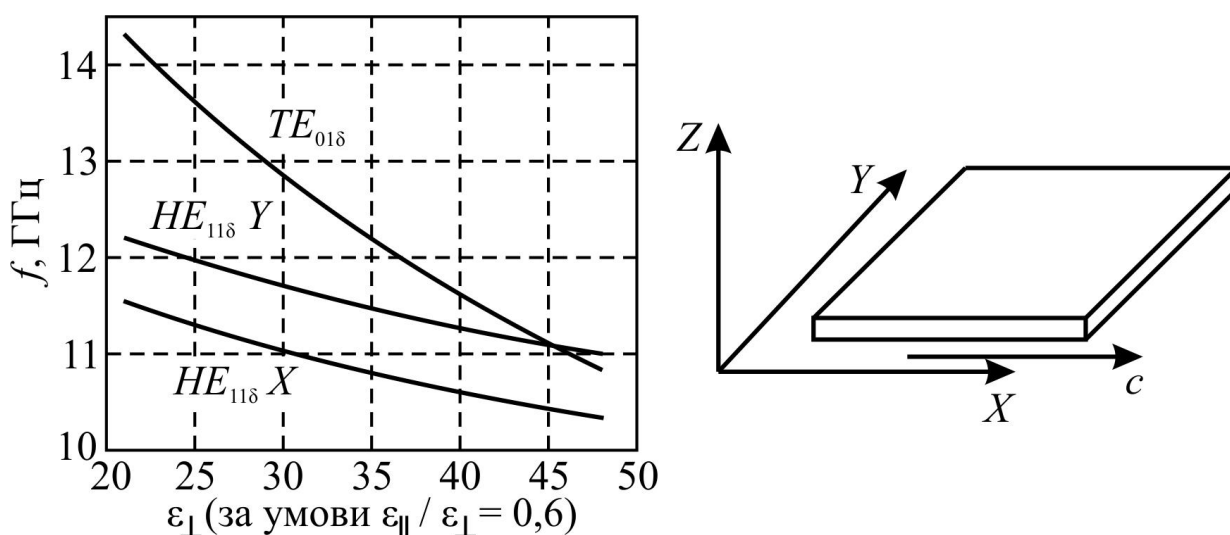


Рис. 5.10. Залежність резонансних частот HE-мод від діелектричної проникності при постійному значенні коефіцієнта анізотропії

Резонансна частота $TE_{01\delta}$ моди залежить від ефективної діелектричної проникності зразка, а резонансні частоти HE_{\perp} , HE_{\parallel} залежать від діелектричної проникності матеріалу ДР вздовж відповідних осей. При цьому різниця між частотами HE_{\perp} та HE_{\parallel} мод залишається практично незмінною за умови фіксованого значення коефіцієнта анізотропії. Цю властивість тонкого ДР покладено нами в основу методу дослідження НВЧ характеристик анізотропних кристалів.

На рис. 5.11 показано розподіл векторів електричного поля для різних мод вищеописаної електродинамічної системи.

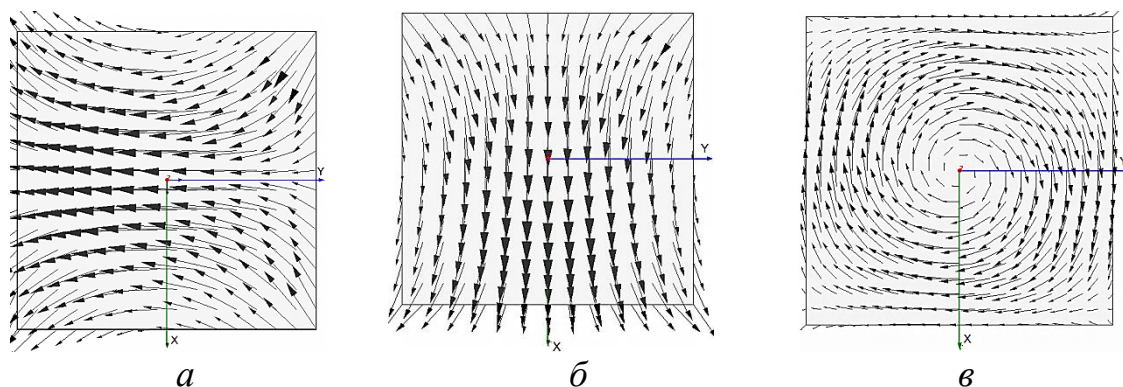


Рис. 5.11. Схематичне зображення розподілу напруженості електричного поля для мод $HE_{11\delta} - \perp$ (а), $HE_{11\delta} - \parallel$ (б) та $TE_{01\delta}$ (в)

Оскільки ТЕ-мода збуджується магнітною складовою поля, для збудження ДР на цій моді необхідно використовувати магнітну петлю зв'язку. НЕ-мода також може бути збуджена за допомогою петлі зв'язку, але в такому випадку мають місце обидві лінійнополяризовані взаємно перпендикулярні хвилі НЕ, що може привести до великої похибки при вимірюванні добротності ДР. Тому при вимірюванні добротності в циліндричній комірці необхідно використовувати штирі зв'язку. В такому випадку збуджується лише один резонанс НЕ, в залежності від орієнтації осей зразка відносно елементів зв'язку.

Стабілізацію площини поляризації НЕ-моди і зняття її виродження для квадратного ДР легко здійснити для прямокутного хвильоводу, в якому існує жорстка поляризація власних полів. В цьому випадку мають місце лише один з НЕ- резонансів, у залежності від орієнтації квадратного ДР по діелектричній проникності відносно власного поля хвильоводу, а також ТЕ-резонанс. В цьому випадку режим біжучої хвилі і наявність лише одного НЕ-резонансу забезпечують надійне і точне визначення добротності.

Перевірку придатності метода тонкого резонатора для дослідження анізотропних кристалів і його надійності було проведено на зразках, виготовлених з монокристалу добре вивченого LiNbO_3 .

Кристали ніобату літію мають ромбоєдричну структуру. Його кристалічна структура не має центру симетрії, і тому він є сегнетоелектриком з температурою Кюрі $\sim 1210^\circ\text{C}$ і демонструє ефект Поккельса, п'єзоелектричний ефект, фотопружність та нелінійну оптичну поляризованість. Кристали ніобату літію у випадку п'єзозатискання мають діелектричну проникність за осями: $\epsilon_c = \epsilon_{33} = 29$, $\epsilon_a = \epsilon_b = \epsilon_{11} = 44$. З кристалів LiNbO_3 було вирізано пластини орієнтацією (010), зображені на рис. 5.12.

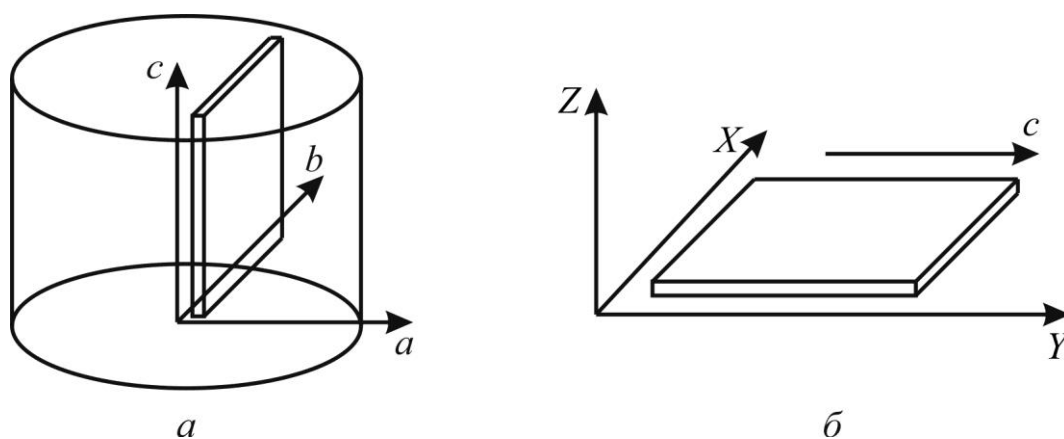


Рис. 5.12 Зріз монокристалу LiNbO_3 (а) та розміщення пластини у вимірювальній комірці (б)

Результати дослідження залежності резонансної частоти від товщини анізотропного діелектричного резонатора підтвердили можливість вимірювання НВЧ параметрів анізотропних матеріалів запропонованим методом.

На рис. 5.13 показано залежність резонансної частоти ТЕ- та НЕ- мод від товщини ДР, виготовленого з монокристалу LiNbO_3 .

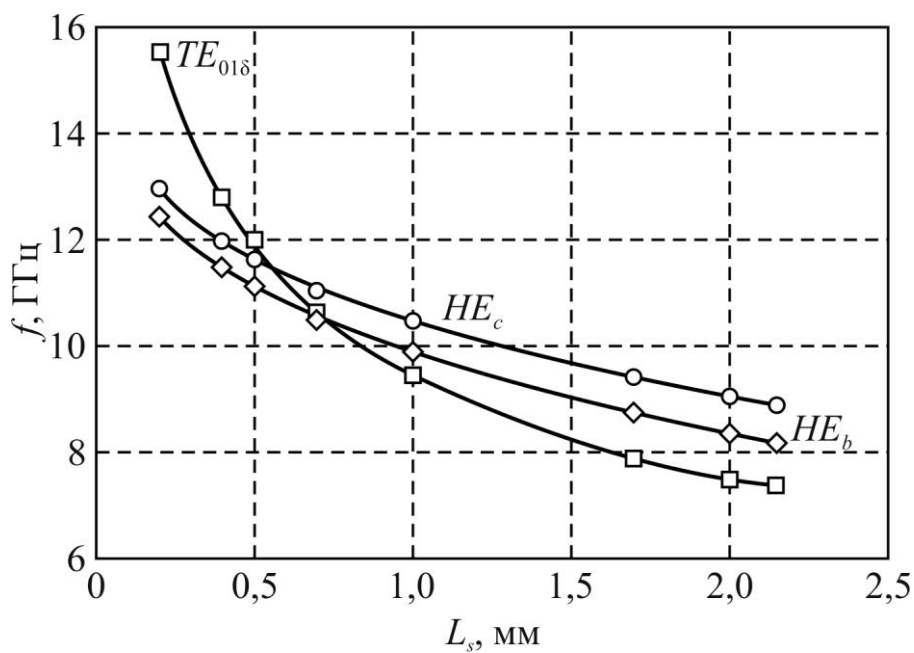


Рис.5.13. Залежність резонансної частоти ТЕ- та НЕ- мод ДР, виготовленого з LiNbO_3 , від його товщини

Надійні результати було отримано поза зоною виродження, тобто при товщинах менших за 0,6 мм, а також та при товщинах більших за 0,8 мм.

Однак краще використовувати область товщин в околі 0,5мм, тому що в цьому випадку маємо більш чітке розділення HE – мод, відстань між якими збільшується із зменшенням відношення висоти резонатора до узагальненого поперечного розміру резонатора.

Детальні вимірювання і розрахунки для товщин 0,5 та 0,64 показали, що поблизу частот виродження можливе зростання похибки вимірювань за рахунок взаємодії мод (рис. 5.14). Так при товщині 0,64 мм (рис. 5.14, а) має місце взаємний вплив мод, що призводить до заглушення TE-моди та до ускладнення ідентифікації мод, а при товщині 0,5 мм (рис. 5.14, б) резонанси чітко розділені.

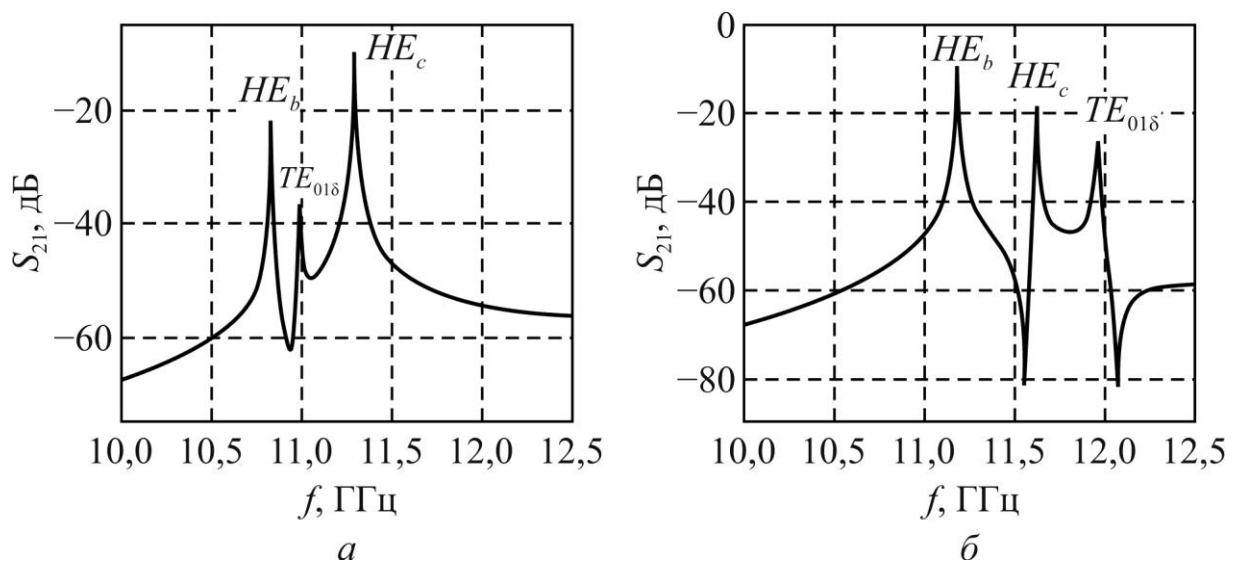


Рис.5.14. Залежність S_{21} від частоти для LiNbO_3 ДР товщиною 0,64 мм (а) та 0,5 мм (б)

Вимірювання було проведено з використанням векторного аналізатора AGILENT E8364B (500 MHz – 50 GHz). Для комп'ютерного розрахунку було використано спеціалізоване програмне забезпечення.

Розрахована номограма (рис.5.15) добре узгоджується з експериментальними і довідниковими даними для LiNbO_3 .

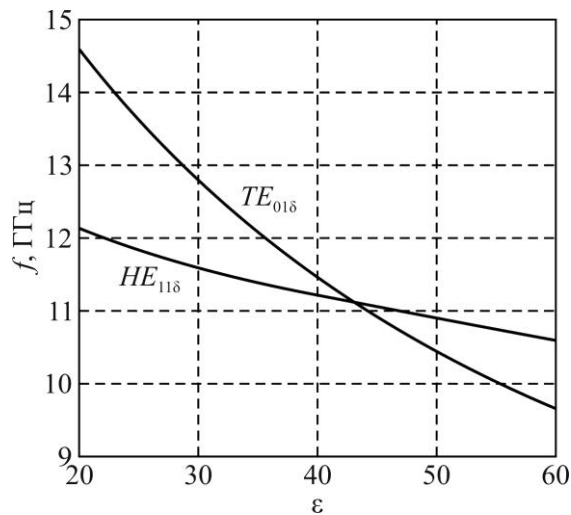


Рис. 5.15. Номограма для визначення діелектричної проникності за резонансними частотами TE- та HE-мод

В якості ілюстрації на (рис. 5.16) наведено частотні залежності коефіцієнта коефіцієнту передачі (S_{21}) для ДР з геометричними розмірами $8.5 \times 8.5 \times 0.5$ мм, виготовленого з LiNbO_3 і розміщеного в циліндричній комірці. Як бачимо, різниця між розрахованими та експериментальними частотами для ортогональних мод $\text{HE}_b \sim 0.4\%$, $\text{HE}_c \sim 0.3\%$ і для моди TE $\sim 1\%$. В розглянутому випадку найбільше відхилення для моди TE, що зумовлено відносно близькістю області виродження.

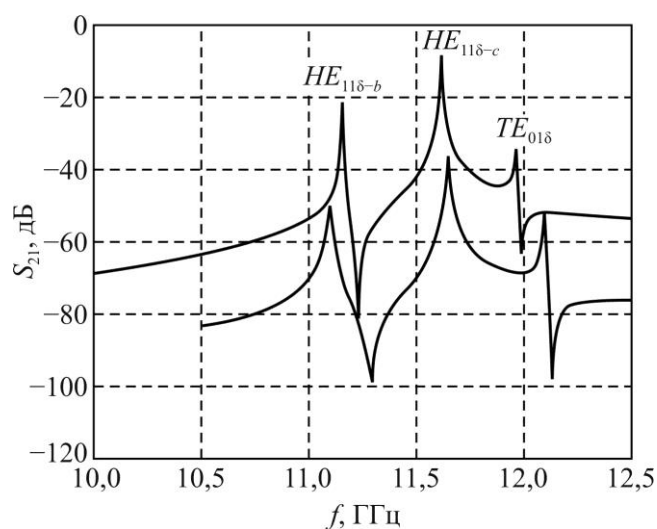


Рис. 5.16. Частотна залежність коефіцієнту передачі (S_{21}) для квадратного ДР товщиною 0,5 мм, виготовленого з LiNbO_3 , розрахунок (верхня крива) і експеримент (нижня крива)

Також добре узгодження теоретичних і експериментальних результатів має місце при проведенні вимірювань у прямокутному хвилеводі (рис. 5.18). Як видно з рис. 5.17 експериментальні та теоретичні криві практично співпадають.

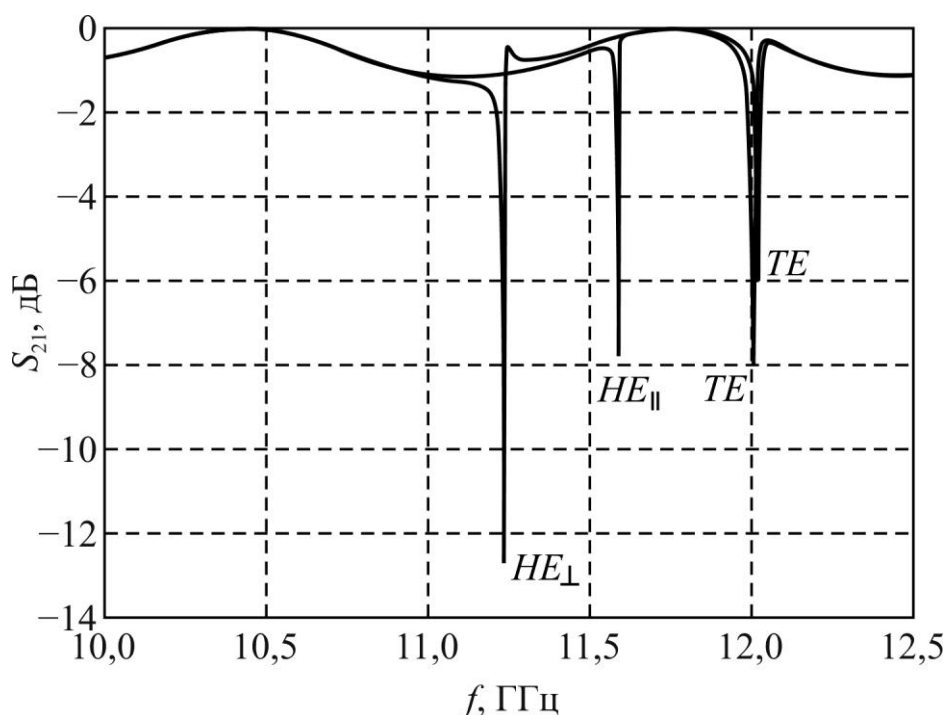


Рис. 5.17 Частотна залежність коефіцієнту передачі (S_{21}) ДР розміром 8.5x8.5x0.5 мм, виготовленого з LiNbO_3 , у прямокутному хвилеводі з поперечним перетином 28x12 мм

Для тих же зразків було проведено дослідження температурних залежностей ефективної діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат (рис. 5.18) в циліндричній вимірювальній комірці. Значення ефективної діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат було розраховано за зміщенням резонансної частоти TE - моди при зміні температури зразка.

Похибка вимірювання ефективної діелектричної проникності складає менше 1%. Похибка вимірювання тангенса кута діелектричних втрат дещо більша, але навіть у найгіршому випадку не перевищує 20%.

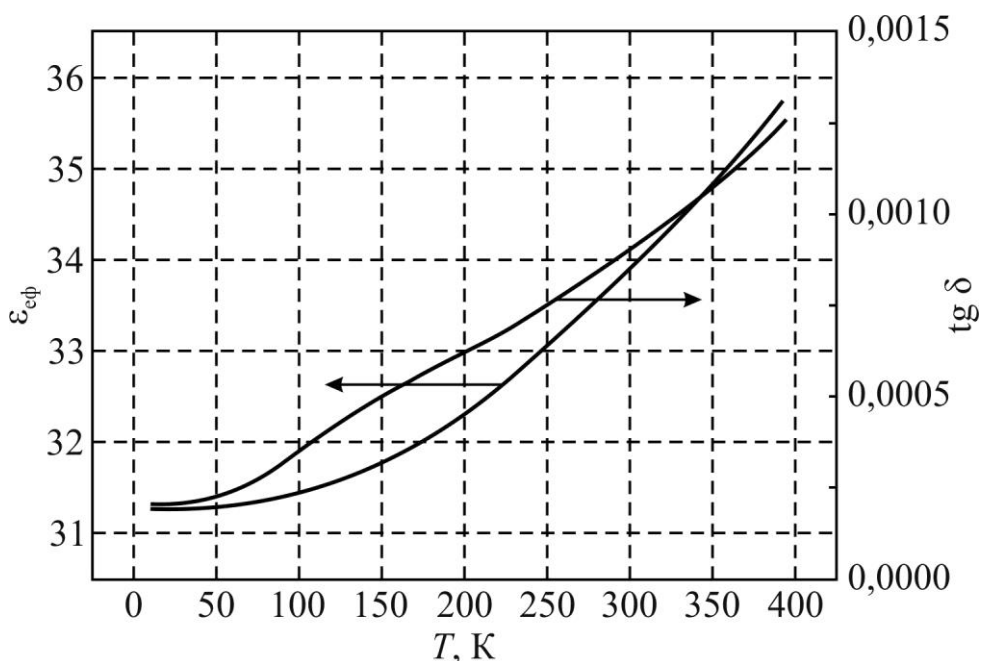


Рис. 5.18. Температурна залежність ефективної діелектричної проникності LiNbO_3 ДР

Таким чином, розрахунок і експеримент повністю підтвердили можливість використання тонкого діелектричного резонатора для експериментального дослідження НВЧ характеристик анізотропних діелектричних матеріалів. Запропонований метод має наступні переваги:

- можливість дослідження, без спеціальної обробки, стандартних монокристалічних підкладенок розміром $10 \times 10 \times L$ ($L = 0,1 \dots 0,5$ мм), які серійно виготовляються на спеціалізованих підприємствах (такі підкладки використовують для формування на них тонких, нанорозмірних плівок);
- суттєве підвищення, у десятки разів, точності вимірювань;
- можливість визначити в одному циклі вимірювань ефективну діелектричну проникність і проникності по осях анізотропного монокристалу, в тому числі їх температурні залежності.

Висновки по розділу

1. Наявність електродинамічних співвідношень для розрахунку макротекстурованих композитних систем дає можливість розробляти на їх основі методи вимірювання діелектричної проникності і діелектричних втрат НВЧ матеріалів.

2. В роботі запропонована методика неруйнівного вимірювання електрофізичних параметрів діелектричних матеріалів на основі макротекстурованих композитних структур з діелектричним резонансом Е-типу. На основі даної методики розроблено два методи вимірювання НВЧ параметрів діелектричних матеріалів:

- метод без використання опорного резонатора, який дозволяє вимірювати ε і $\operatorname{tg}\delta$ зразків товщиною від кількох сотен мікрон до кількох міліметрів;
- метод з опорним резонатором, який дозволяє вимірювати ε і $\operatorname{tg}\delta$ зразків товщиною до кількох сотень мікрон. На його основі можна побудувати методики для вимірювання НВЧ параметрів рідин і газів.

На основі запропонованих методів можуть бути виміряні діелектрична проникність матеріалів з відносною похибкою кілька процентів, а тангенс кута діелектричних втрат з похибкою кілька десятків процентів.

3. Запропонований в роботі метод вимірювання НВЧ параметрів матеріалів на основі неоднорідного мікросмужкового резонатора дозволяє з достатньою для практичного використання точністю вимірювати НВЧ параметри матеріалів із діелектричною проникністю $1 \leq \varepsilon \leq 20$ та тангенсом кута діелектричних втрат $\operatorname{tg}(\delta) \geq 10^{-3}$. Метод може бути використаний для дослідження залежності вказаних параметрів від величини прикладеного до досліджуваного матеріалу поля.

4. Запропонований в роботі метод вимірювання НВЧ параметрів діелектричних матеріалів на основі тонкого діелектричного резонатора має високу чутливість і може бути використаний для дослідження НВЧ властивостей плівкових матеріалів нанометрових товщин, а також для неруйнівного вимірювання товщини тонких плівок.

5. Розрахунок і експеримент підтвердили можливість використання методу тонкого діелектричного резонатора для дослідження діелектричних характеристик анізотропних матеріалів у НВЧ діапазоні частот.

Запропонований метод а основі тонкого діелектричного резонатора має ряд переваг перед іншими методами:

- можливість дослідження, без спеціальної обробки, стандартних монокристалічних підкладенок розміром $10 \times 10 \times L$ ($L = 0,1 \dots 0,5$ мм), які серійно виготовляються на спеціалізованих підприємствах (такі підкладки використовують для формування на них тонких, нанорозмірних плівок);
- суттєве підвищення, точності вимірювань;
- можливість визначити в одному циклі вимірювань ефективну діелектричну проникність і проникності по осях анізотропного монокристалу, в тому числі їх температурні залежності.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

В результаті теоретичних і експериментальних досліджень, що проведено у роботі:

1. Розвинено теорію композитних матеріалів, а саме отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів ефективної діелектричної проникності та ефективного тангенса кута діелектричних втрат композитних матеріалів типу діелектрик-метал. Запропоновано алгоритми розрахунку частотних і температурних характеристик мікро- та макротекстурованих композитних матеріалів у НВЧ діапазоні, що дозволяє спростити процес розробки композитних матеріалів з заданими характеристиками.
2. Вперше застосовано теорію композитних матеріалів до розробки композитних керованих пристроїв НВЧ, що дозволило вирішити важливу технічну проблему створення адаптованого до інженерного використання системного підходу до розробки композитних компонентів НВЧ та керованих пристроїв на їх основі.
3. Доповнено та узагальнено теорію керування електродинамічними характеристиками частотно-селективних пристроїв НВЧ, що дозволило реалізувати компоненти нового класу частотно-селективних пристроїв НВЧ на основі планарних та тонких діелектричних резонансних структур з електромеханічним та оптичним керуванням. Запропонована конструкція фільтру на основі відрізків мікросмужкових ліній із ступінчастою неоднорідністю використана при виконанні НДР у ІСТЕ СБУ.
4. Запропоновано удосконалену конструкцію актюатора та керуючих елементів на його основі для застосування в техніці НВЧ, що дозволило покращити лінійність керувальної характеристики електромеханічних керуючих елементів НВЧ.
5. Вперше теоретично та експериментально досліджено властивості тонких діелектричних резонаторів, що створило умови для розробки частотноселективних покриттів різноманітного призначення на основі

решіток тонких діелектричних резонаторів, а також дозволило розробити нові методи вимірювання НВЧ характеристик діелектричних матеріалів, у тому числі тонких плівок та анізотропних матеріалів. Запропоновані в роботі нові методи використані під час виконання ряду держбюджетних робіт у КПІ імені Ігоря Сікорського, у інституті загальної та неорганічної хімії НАНУ, у Донецькому фізико-технічному інституті імені О.О. Галкіна НАНУ та у навчальному процесі у курсі «Мікроелектроніка НВЧ» і можуть бути адаптовані для промислових потреб як методи неруйнівного контролю параметрів НВЧ матеріалів на підприємствах, які виготовляють НВЧ прилади.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Карушкин Н.Ф. Твердотельные СВЧ-модули для радиотехнической аппаратуры и систем миллиметрового диапазона длин волн / Н. Ф. Карушкин, С. Б. Мальцев, В. А. Хитровский // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2016.— №1.—С. 3—7 DOI: 10.15222/ТКЕА2016.1.03
2. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем: в 2-х т. / М.З. Згуровский, М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук [и др.].— К. : Політехніка, 2003. Т. 1 : Распространение радиоволн. Антенные и частотно-избирательные устройства.— 2003.— 454 с. ISBN 966-622-120-9
3. Молчанов В.І. т. і. Основи мікрохвильової електроніки. [текст]: навчальний посібник / В.І. Молчанов, Ю.М. Поплавко.— К.: НТУУ «КПІ», 2010. — 348 с.— 500 пр. ISBN 978-966-622-325-1.
4. Татарчук Д.Д. т. і. Мікрохвильова електроніка [текст]: навчальний посібник / Д.Д. Татарчук, В.І. Молчанов, М.М. Кобак — К.: ІВЦ „Видавництво ”Політехніка” ”, 2014. — 120 с.
5. Поплавко Ю.М. Диэлектрическая спектроскопия твёрдых тел / Ю.М. Поплавко. — Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2013. — 253 p.
6. Поплавко Ю.М. Мікрохвильова діелектрична спектроскопія / Ю.М. Поплавко, В.І. Молчанов, В.А. Казміренко. — К.: НТУУ «КПІ», 2011. — 304 с.
7. A.K. Tagantsev, V.O. Sherman, K.F. Astafiev, J. Venkatesh, and N. Setter, “Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications,” Journal of Electroceramics, vol. 11, pp. 5–66, 2003.
8. Nature of Losses in High Frequency Dielectrics. Poplavko Y.M., Didenko Y.V., Tatarchuk D.D. // XIII Международная конференция «Физика диэлектриков» (Диэлектрики-2014) — Россия, Санкт-Петербург, 2–6 июня 2014 г.

9. Didenko Y.V. Temperature Dependences of Losses in High Frequency Dielectrics / Y.V. Didenko, Y.M. Poplavko, D.D. Tatarchuk // Electronics and Communications. – 2014. – Vol. 19. – №4(81). – PP. 28–35.
10. Белоус А.Г. Высокодобротные сверхвысокочастотные диэлектрики / А.Г. Белоус. – К.: «Наукова думка», 2016. – 220 с. ISBN 978-966-00-1544-9
11. Діденко Ю. В. Мікрохвильове поглинання і термостабільність діелектричних матеріалів [Текст] : дис. ... канд. техн. наук : 05.27.01 : захищена 30.06.16 / Діденко Юрій Вікторович. – К., 2016. – 154 с.
12. А.В. Борисова, А.В. Мачулянский, Д.Д. Татарчук, Ю.И. Якименко, Т.Л. Волхова СВЧ свойства монокристаллических материалов со структурой силленита. //«Электроника и связь», 2011, №3, С.6-8.
13. Копань, В. С. Зависимость механических и магнитных свойств многослойных материалов никель-серебро от толщины слоя и состава / В. С. Копань, В. П. Майборода // Металлофизика. – К.: Наукова думка, 1973. – С. 89 – 93.
14. Копань, В.С. Композиційні матеріали: монографія / В. С. Копань. – К.: Унів. вид-во «Пульсари», 2004. – 200 с.
15. Гуль, В.Е. Электропроводящие полимерные материалы / Гуль, В.Е. – М.: Химия, 1968. – С. 11 – 16.
16. Ишков, А. В. Исследование и моделирование особенностей структуры композитов с нестехиометрическими проводящими соединениями титана / А. В. Ишков, А. М. Сагалаков // Письма в ЖТФ. – 2006 – Т. 32, вып. 11 – С. 22.
17. Пат. 2390863 Российская Федерация, МПК⁷Н01С7/00. Электропроводящий композиционный материал, шихта для его получения и электропроводящая композиция / А. М. Шульпеков, Л. Н. Чухломина, Ю. М. Максимов; заявитель и патентообладатель Томский научный центр Сибирского отделения Российской академии наук (ТНЦ

СО РАН). – № 2009115231/09; заявл. 21.04. 09; опубл. 27.05.10; Бюл. № 15. – 8 с.: ил.

18. Пат. 2189998 Российская Федерация, МПК⁷С08L79/08. Электропроводящая композиция / Э. И. Перов, В. В. Вагин, А. В. Ишков, И. Г. Шуваева; заявитель и патентообладатель Алтайский государственный университет. – № 2000106217/04; заявл. 13.03.00; опубл. 27.09.02.
19. Савицкий, Е. М. Физико-химические основы получения сверхпроводящих материалов / Е. М. Савицкий, Ю. В. Ефимов, Я. Кружляк; под науч. ред. Е. М. Савицкого. – М.: Металлургия, 1981. – 479 с.
20. Курц, В. Направленная кристаллизация эвтектических материалов / В. Курц, П. Р. Зам. – М.: Металлургия, 1980.
21. Алексеев, А. Г. Магнитные эластомеры / А. Г. Алексеев, А. Е. Корнев. – М.: Химия, 1987. – 240 с.
22. Антонов, А.З., Панина Л.В., Сарычев А.К. Высокочастотная магнитная проницаемость композитных материалов, содержащих карбонильное железо / А. З. Антонов, Л. В. Панина, А. К. Сарычев // ЖТФ. – 1989. – № 6, т. 59. – С. 88 – 94.
23. Пирумов В.С., Алексеев А.Г., Айзикович Б.В. Новые радиопоглощающие материалы и покрытия. «Зарубежная радиоэлектроника», 1996, №6, с 2-9.
24. Филиппов, П. Г. Электрические свойства полимерных композитов с электропроводящими дисперсными и волокнистыми наполнителями / П. Г. Филиппов [и др.]. // Сер. Общеотраслевые вопросы. – М.: Обзорная информация, 1984. – № 1. – 55 с.
25. Машкович, М. Д. Электрические свойства неорганических диэлектриков в диапазоне СВЧ: монография / М. Д. Машкович. – М.: Сов. радио, 1969. – 240 с.

26. Гарин, Б. М. Физические свойства резистивных нитей и структур на их основе в СВЧ диапазоне / Б. М. Гарин, О. А. Дьяконова, Ю. Н. Казанцев // ЖТФ. – 1999. – № 1, т. 69. – С. 104 – 108.
27. Lederer, P.G. An introduction to radar absorbent materials / P. G. Lederer. – Malvern: Royal Signals and Radar Establishment, 1986.
28. Костин, М. В. Теория искусственных магнетиков на основе кольцевых токов / М. В. Костин, В. В. Шевченко // Радиотехника и электроника. – 1992. – № 11, т. 37. – С. 1922 – 2003.
29. Булгаков, А. А. Дисперсионные свойства периодической полупроводниковой структуры в магнитном поле, направленном вдоль оси периодичности / А. А. Булгаков, В. К. Кононенко // ЖТФ. – 2005. – № 11, т. 73. – С. 15 – 21.
30. Беспятых, Ю. И. Особенности распространения электромагнитных волн в слоистых магнитных фотонных кристаллах / Ю. И. Беспятых [и др.]. // ФТТ. – 2003. – № 11, т. 45. – С. 2056 – 2061.
31. Веселаго, В. Г. О формулировке принципа Ферми для света, распространяющегося в веществах с отрицательным преломлением / В. Г. Веселаго // УФН. – 2002. – № 10, т. 172. – С. 1215.
32. Звездин, А. К. Магнитооптика тонких пленок / А. К. Звездин, В. А. Котов. – М.: Наука, 1988.
33. Казанцева, Н. Е. Перспективные материалы для поглотителей электромагнитных волн сверхвысокочастотного диапазона / Н. Е. Казанцева, Н. Г. Рывкина, И. А. Чмутин // Радиотехника и электроника. – 2003. – № 2, т. 48. – С. 196 – 209.
34. Бучельников, В. Д. Связанные магнитоупругие и электромагнитные волны в магнетиках вблизи точек ориентационных фазовых переходов / В. Д. Бучельников, И. В. Бычков, В. Г. Шавров // ФММ. – 1988. – Т. 66. – С. 222 – 226.
35. Островский, О.З. Оптимизация широкополосных неотражающих многослойных покрытий / О. З. Островский, А. З. Сорока, А. А.

- Шматько // Конференция и выставка «СВЧ-техника и спутниковый прием»: материалы конф., (Севастополь, 1994). – С. 125 – 127.
36. Бучельников, В. Д. Влияние магнитоупругой связи на отражение электромагнитной волны от ферродиелектрика / В. Д. Бучельников, И. В. Бычков, В. Г. Шавров // ФТТ. – 1992. – № 11, т. 34. – С. 3408 – 3411.
 37. Бабушкин, А. В. Отражение электромагнитных волн от поверхности кубического ферродиелектрика / А. В. Бабушкин, В. Д. Бучельников, И. В. Бычков // ФТТ. – 2002. – № 12, т. 44. – С. 2183.
 38. Воротницкий, Ю. И. Оптимальное проектирование многослойных поглотителей электромагнитных волн / Ю. И. Воротницкий // Болг. физ. ж. – 1987. – № 4, т. 14. – С. 378 – 385.
 39. Пономаренко, А. Т., Рывкина, Н. Г., Чмутин, И. А. // «Полимерные композиты»: материалы междунар. науч.-техн. конф., (Гомель, 1998). – С. 19.
 40. Мухин, А. А. Магнитная спектроскопия антиферромагнитных диэлектриков. Редкоземельные ортоферриты / А. А. Мухин, А. З. Прохоров // Труды ИОФ АН СССР. – 1990. – Т. 25. – С. 162 – 222.
 41. Шнейдерман, Я. А. Новые радиопоглощающие материалы / Я. А. Шнейдерман // Зарубежная радиоэлектроника. – 1969. – № 6. – С. 101 – 124.
 42. Бреховских, Л. М. Волны в слоистых средах / Л. М. Бреховских. – М.: Наука, 1973. Пономаренко, В. И., Куприянов, И. К., Журавлев, С. И. // РЭ. – 1992. – № 2, т. 37. – С. 346.– 343 с.
 43. Пономаренко, В. И., Куприянов, И. К., Журавлев, С. И. // РЭ. – 1992. – № 2, т. 37. – С. 346.
 44. Vegni, L. Electromagnetic field radiated by an electric point-source in the omega medium with circular cylindrical symmetry / L. Vegni, A. Toscano // Prociding of Bianisotropics, (Glasgow, Scotland, 1997). – P. 129 – 131.

45. Алимин, Б. Ф. Современные разработки поглотителей электромагнитных волн и радиопоглощающих материалов / Б. Ф. Алимин // Зарубежная радиоэлектроника. – 1989. – № 2. – С. 75 – 82.
46. Вольпян О.Д., Кузьмичев А.И. Отрицательное преломление волн. Введение в физику и технологию электромагнитных метаматериалов / Под. Ред. Г.М. Зверева. – К.-М.:Аверс, 2012. – 360 с. ISBN 966-8934-23-7
47. Ю.В. Диденко, В.И. Молчанов, А.О. Олексенко, И.В. Пацёра, Д.Д. Татарчук, Д.И. Царенко Экранирующие свойства композитных структур металл-диэлектрик в СВЧ диапазоне. //Прикладная радиоэлектроника.– 2012. – том 11, №1, с. 104-107.
48. Alexander Trubin Lattices of Dielectric Resonators. – Springer Series in Advanced Microelectronics, 2016. – 171 с. ISBN 978-3-319-25146-2 . ISBN 978-3-319-25148-6 (eBook) DOI 10.1007/978-3-319-25148-6.
49. Bohren, C. F. Microwave-absorbing chiral composites: chirality essential or accidental / C. F. Bohren, R. Luebbers, H. S. Langdon // Appl. Opt. J. – 1992. – № 30, v. 31. – P. 6403 – 6407.
50. Казанцев, Ю. Н. Композиционные структуры с высокой СВЧ-магнитной проницаемостью, приближающейся к диэлектрической / Ю. Н. Казанцев, М. А. Костин, Г. А. Крафтмахер, В. В. Шевченко // Письма в ЖТФ. – 1991. – № 22, т. 17. – С. 19 – 24.
51. Райхер Ю.Л., Шлиомис М.И. К теории дисперсии магнитной восприимчивости мелких ферромагнитных частиц // ЖТЭФ. 1974. - Т.67.-С. 1060-1073.
52. Microwave Passive and Active Composites Based on Dielectrics Tatarchuk D.D., Poplavko Y.M., Kazmirenko V.A., Borisov A.V. //2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 21-24, 2015, Kyiv, Ukraine, pp. 17-22.
53. Татарчук Д.Д. Композиты на основе диэлектриков в технике СВЧ / Д.Д. Татарчук, Ю.М. Поплавко, В.А. Казмиренко, А.В. Борисов, Ю.В.

- Диденко // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2016. – Т. 59. – №2. – С. 33–43.
54. Ньунхем Р.Э. Свойства материалов. Анизотропия, симметрия, структура / Р.Э. Ньунхем. – М.: Институт компьютерных исследований, 2007. – 652 с.
 55. Ландсберг Г. С., Оптика. Учеб. пособие: Для вузов. – 6-е изд., стереот. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 848 с. – ISBN 5-9221-0314-8.
 56. Волькенштейн М.В. Строение молекул. Москва-Ленинград: АН СССР, 1947. – 274 с.
 57. Maxwell Gamett J.C. Colours in metal glasses and in metallic films. Philos, Trans. R, Soc, A203, 385 - 420, 1904.
 58. Ораевский А.Н., Проценко И.Е. Высокий показатель преломления и другие оптические свойства гетерогенных сред // Письма в ЖЭТФ. – 2000. – Т. 72. – С. 641–646.
 59. Stroud D. Generalized effective-medium approach to the conductivity of an inhomogeneous medium. Phys. Rev., 812, 3368 -3373, 1975.
 60. Abeles B., Gittleman J.I. Composite material films: optical properties and applications, Appl. Op., 15, 2328 - 2332, 1976.
 61. Landauer, The electrical resistance of binary metallic mixtures. J. Appl. Phys., 23, 779 - 784, 1952.
 62. Беяева Т.А., Бобров А.П., Бобров П.П., Мандрыгина В.Н. Исследование диэлектрических моделей для определения диэлектрической проницаемости связанной воды в грунтах // Тез. докл. Второй открытой Всероссийской конференции "Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса" Москва, 2005 г. С.237.
 63. Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Романов А.В., Комплексная диэлектрическая проницаемость композитов на основе диэлектрических матриц и входящих в их состав углеродных нанотрубок// ЖТФ.– 2011.– т.81.–№1.– С. 106–110.

64. Тареев Б.М. Физика диэлектрических материалов. [текст]: Учеб. пособие для вузов / Б.М. Тареев. — М.: Энергоиздат, 1982. — 320 с., ил.
65. Поплавко Ю.М.. Фізика діелектриків: підручник / Ю.М. Поплавко; за заг. ред. акад. НАН України Ю.І. Якименка. — К.: НТУУ «КПІ», 2015.— 572 с.— Бібліогр.: с. 565-568. ISBN 978-966-622-709-2
66. Поплавко Ю. М. Елементарна електрофізика твердих тіл (англійською мовою) : навч. посіб. ; за ред. акад. НАН України Ю. І. Якименка. — К.: НТУУ «КПІ», 2016. — 792 с. — Бібліогр. : с. 792.
67. Діденко Ю.В. Температурні властивості композитів типу метал–полімер у мікрохвильовому діапазоні / Ю. В. Діденко, І. В. Пацьора, Д. Д. Татарчук // Electronics and Communications. — 2016. — Т. 21. — №1(90). — С. 6–10.
68. Богуш В.А. Электромагнитные излучения. Методы и средства защиты / В.А. Богуш, Т.В. Борботько, А.В. Гусинский, Л.М. Лыньков, А.А. Тамело. Под ред. Л.М. Лынькова. — Мн.: Бестпринт, 2003. — 406 с.
69. Железняк В.К. Защита информации от утечки по техническим каналам / В.К. Железняк. — СПб.: ГУАП, 2006. — 188 с.
70. Диденко Ю.В. СВЧ-характеристики металлодиэлектрических нанокompозитных материалов / Ю.В. Диденко, А.В. Мачулянский, Д.Д. Татарчук, О.В. Теличкина, Ю.И. Якименко // СВЧ- техника и телекоммуникационные технологии: 20-я Международная Крымская конференция, 13–17 сент. 2010 г.: тезисы докл. — Севастополь, 2010. — С. 811–812.
71. Мачулянский А.В. Анализ СВЧ-свойств нанодисперсных композитных систем / А.В. Мачулянский, Д.Д. Татарчук, В.А. Мачулянский // Технічна електродинаміка: тематичний випуск "Силова електроніка та енергоефективність", ч.1. — 2010. — С. 303–304.
72. Микроэлектронные устройства СВЧ / Бова Н.Т., Ефремов Ю.Г., Кинин В.В. и др. К.: Техніка, 1984.-184 с.

73. Бова Н.Т. Методы анализа устройств СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.В. Толстиков. – К.: Техніка, 1976. – 104 с.
74. Тимофеев В.И. Электронные цепи СВЧ. [текст]: учебное пособие / В.И. Тимофеев – К.: НТУУ «КПИ», 2006. – 172 с. ил.
75. Диденко Ю.В. Многослойные покрытия на основе композитных материалов для защиты от электромагнитного излучения / Ю.В. Диденко, И.В. Пацёра, Д.Д. Татарчук // Прикладная радиоэлектроника. — 2012. — Т. 11, № 4. — С. 519—521.
76. Неоднородности в диэлектрических структурах СВЧ [Текст] / В. И. Молчанов, Д. Д. Татарчук // 13 Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь, 8-12 сент., 2003: КрыМиКо'2003. - Севастополь, 2003. - С. 543-546
77. В.И. Молчанов, Д.Д. Татарчук Неоднородности в диэлектрических структурах СВЧ// «Электроника и связь», 2008, №6(47), с. 10-14.
78. Казміренко В. А. Діелектричні фазообертачі надвисоких частот [Текст] : дис. ... канд. техн. наук : 05.27.01 : захищена 15.09.03 / Казміренко Віктор Анатолійович. – К., 2003. – 146 с.
79. Kim B., Kazmirenko V., Jeong M., Poplavko Y., Baik, S. Microwave Dielectric Spectroscopy of Ferroelectric Thin Films // Mat. Res. Soc. Symp. Proc. Vol. 720.–2002.– P. H3.2.1–H3.2.6.
80. Poplavko Y., Kazmirenko V., Prokopenko Y., Jeong M., Kim B., Baik S. Contemporary Waveguide Technique for Ferroelectric Materials Study with Vector Network Analyzer // 61-st ARFTG conference “Measurement Accuracy”, Boulder. 2003.
81. Pouria Yaghmaee, Onur Hamza Karabey, Bevan Bates, Christophe Fumeaux, and Rolf Jakoby Electrically Tuned Microwave Devices Using Liquid Crystal Technology // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation Volume 2013, Article ID 824214, 9 pages <http://dx.doi.org/10.1155/2013/824214>.

82. Третьяков Ю.Д. Керамика в прошлом, настоящем и будущем// соровский образовательный журнал «Химия» .– 1998.– №6.– с. 53-59
83. Ильченко М.Е. Твердотельные частотно-избирательные устройства СВЧ.-Киев:Вища школа, 1987.-68 с.
84. N. X. Sun, G. Srinivasan, "Voltage control of magnetism in multiferroic heterostructures and devices", *Spin*, vol. 2, № 3, pp.1240004–46, 2012.
85. Микроволновые устройства телекоммуникационных систем: в 2-х т. / М.З. Згуровский, М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук [и др.].– К. : Політехніка, 2003.Т. 2 : Устройства приемного и передающего трактов. Проектирование устройств и реализация систем.– 2003.– 613 с. ISBN 966-622-121-7
86. А. Б. Устинов, П. И. Колков, А. А. Никитин, Б. А. Калиникос, Ю. К. Фетисов, Г. Сринивасан, "Феррит- сегнетоэлектрические фазовращатели с совместным электрическим и магнитным управлением", *ЖТФ*, том 81, вып. 6, стр. 75-79, 2011.
87. A. Nafra, O. Jerphagnon, P. Chavarkar, M. VanBlaricum, R. York Bias free optical control of microwave circuits and antennas using improved optically variable capacitors // *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 2000. Vol. 2. P. 687-690.
88. Карушкин Н.Ф. Коммутационные управляемые устройства на р—i—n-диодах миллиметрового диапазона длин волн / Н. Ф. Карушкин В.В Малышко, В.В. Ореховский, А.А. Тухаринов // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. — 2016.— №4-5.—С. 34—41 DOI: 10.15222/TKEA2016.4-5.34
89. Miniaturized reconfigurable and switchable filter from UWB to 2.4 GHz WLAN bands using PIN diodes / M. F. Faeyz, Y. X Guo, Z. N. Chen [et al.] // *IEEE IMS*. – Boston, 2009. – pp. 509 - 512.
90. Glushechenko E. Microwave Microstrip Multi-Bit Phase Shifters Operation Principles and Implementation / E. Glushechenko// *Electronics and*

- Nanotechnology (ELNANO-2017): Proc. of 37th Int. Sci. Conf. (April 18 – 20, 2017, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2017. – PP. 221 – 223.
91. Глушеченко Э. Н. Проектирование микрополосковых СВЧ фазовращателей для антенных решеток / Э. Н. Глушеченко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2017.— №3.—С. 12—18. DOI: 10.15222/ТКЕА2017.3.12
 92. Савін К. Г. Перелаштовувані циліндричні метало-діелектричні резонатори НВЧ [Текст] : дис. кандидата техн. наук : 05.27.01 дата захисту 27.06.2017 р./ Савін Костянтин Георгійович. – К., 2017. – 144 с.
 93. Сергиенко П.Ю. Добротность перестраиваемых микрополосковых резонаторов / П.Ю.Сергиенко, В.А.Казмиренко, А.С.Чернов, Ю.В.Прокопенко // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника.– 2016.– Т.59, No 2.– С. 52-60. ISSN 0021—3470.
 94. Ruda N. A., Prokopenko Yu. V., Poplavko Yu. M. Frequency Alternation of Microstrip Antenna Parameters by Microelectromechanical // WAYInt. Crimia Conf. “Microwave& Telecommunication Technology” (CriMiCo-2013) pp. 600-601.
 95. Д.Д.Татарчук, В.И.Молчанов, Ю.В.Прокопенко. СВЧ фильтры на основе диэлектрических резонаторов с перестраиваемыми характеристиками // Тематический выпуск сборника «Электроника и связь» по материалам Международной научно-технической конференции «Проблемы физической и биомедицинской электроники», «Электроника и связь», 1997, №2, С.441-446.
 96. Y.M.Poplavko, Y.V.Prokopenko, V.I.Molchanov and D.D.Tatarchuk. Microwave Dielectric Resonator Frequency Control // Proceedings of Tenth IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics. East Brunswick, NJ, USA. August 18-21,1996. IEEE Catalog number 96CH35948. Vol. I, P.391-393.
 97. Y.Prokopenko, Y.Poplavko, Young Soo Yoo*, V.Molchanov and D.Tatarchuk. Bandpass and Band-Rejection Filters with Electrically

- Controlled Dielectric Resonators // Proceedings of 1997 Wireless Communication Conference, August 11-13, 1997, Boulder, Colorado. IEEE Catalog Number 0-7803-4194-5/97, 1997, pp.170-174.
98. Fuda Y., Murata M., Matsuo Y. Multilayer piezoelectric ceramic bimorph actuator// Japanese Journal of Applied Physics.-1985.- V.24.- No.2(supplement).-P.485-487.
 99. Takahashi S. Multilayer piezoelectric ceramic actuators and their applications// Japanese Journal of Applied Physics.1985.-V.24.- No.2(supplement).-P.41-45.
 100. Частотно-перестраиваемые резонаторы для функциональных устройств СВЧ: Обзоры по электронной технике.Сер.1, Электроника СВЧ/ С.А. Кравчук, Т.Н. Нарытник, Ю.И. Якименко.- М.:ЦНИИ "Электроника", 1981.-Вып.3(1247).-76 с.
 101. Прокопенко Ю. В. Составные диэлектрические резонаторы [Текст] : дис. ... канд. техн. наук : 05.27.01 : защищена 1991 / Прокопенко Юрій Васильович. – К., 1991. – 224 с.
 102. Диэлектрические резонаторы / М. Е. Ильченко, В. Ф. Взятыйшев, Л. Г. Гассанов и др.; Под ред. М. Е. Ильченко.-М.: Радио и связь, 1989.-328 с.
 103. Aigle M. A systematic way to YIG-filter-design / M. Aigle, G. Hechtfisher, W. Hohenester [et al.] // European Microwave Conference, EuMA. — 2007. — P. 668 — 671.
 104. Tsutsumi M. On the YIG film filters / M. Tsutsumi, K. Okubo // in IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig, June 1992. — Vol. 3. — P. 1397 — 1400.
 105. Uher J. Computer aided design and improved performance of tunable ferrite—loaded E-plane filters / J. Uher, F. Arnot, J. Bornrmann // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. — 1988. — Vol. 36. — №. 5. — P. 1841 — 1849.
 106. Вендик О. Г. Сегнетоэлектрики – новый материал в технике СВЧ // В кн.: Сегнетоэлектрики в технике СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1979. – с. 5–14.

107. Gevorgian S. S. Do We Really Need Ferroelectrics in Paraelectric Phase Only in Electrically Controlled Microwave Devices? // IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques.— 2001.— Vol. 49, No. 11.— P. 2117–2124
108. Kozyrev A., Ivanov A., Keis V., Khazov M., Osadchy V., Samoilova T., Soldatenkov O., Pavlov A., Koepf G., Mueller C., Galt D., Rivkin T. Ferroelectric films: nonlinear properties and applications in microwave devices // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 1998.— Vol. 2, P. 985–988.
109. Virdee B. S. Effective technique for electronically tuning a dielectric resonator / B. S. Virdee // Electron. Lett. — 1997. — Vol. 33. — №. 4. — P. 569 — 574.
110. Virdee B. S. Novel invasive electronic tuning of dielectric resonators / B. S. Virdee, A. Virdeet, L. A. Trinoga // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. — 2003. — P. 51 — 54
111. В. І. Молчанов, В. М. Пашков, Д. Д. Татарчук, А. В. Еременко Напівпровідникові резонансні структури з електронним керуванням.// XXIII Международная научно-техническая конференция "Проблемы электроники". Киев, 17-19, 06.2003
112. Buisman K. A monolithic low-distortion low-loss silicon-on-glass varactor-tuned filter with optimized biasing / K. Buisman, Leo C.N. de Vreede, N. Larson [et al.] // IEEE Trans. Microwave and Wireless Components Lett. — 2007. — Vol. 17. — № 1. — P. 58 — 60
113. Молчанов В.И., Пятчанин С.В. Полосовой фильтр КВЧ на диэлектрических резонаторах с пьезоэлектрической перестройкой частоты// Электронная техника. Сер.Электроника СВЧ.-1989.Вып.4(418).-С.3-5.
114. Ильченко М.Е. Принцип улучшения частотной избирательности диэлектрических фильтров СВЧ// Изв. вузов СССР. Сер.Радиоэлектроника.-1985.-N12.-С.53-54.

115. Живков А.П., Пятчанин С.В., Молчанов В.И. Фильтры на диэлектрических резонаторах с частотно-перестраиваемыми характеристиками// Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника.-1990.- N 5.С.77-79.
116. Татарчук Д. Д. Комбіновані структури НВЧ з діелектричним резонансом Е-типу [Текст] : дис. ... канд. техн. наук : 05.27.01 : захищена 29.01.2001 / Татарчук Дмитро Дмитрович. – К., 2001. – 167 с.
117. Guillon P., Garault Y., Falence J. Dielectric resonator dual modes filters// Electron. lett.-1980.-V.16.-No.17.-P.646-647.
118. Д. Д. Татарчук Добротность составных диэлектрических резонаторов с Е- типом колебаний // «Электроника и связь», 1998, №5, С.117-119.
119. Д. Д. Татарчук, В. И. Молчанов, Ю. В. Прокопенко Решение электродинамической задачи о собственных частотах составных диэлектрических резонаторов с Е- типом колебаний // «Электроника и связь», 1998, №5, С.123-125.
120. Д. Д. Татарчук Власні колювання прямокутних комбінованих діелектричних резонаторів з Е – типом колювань // «Электроника и связь», 1999, №7, С.42-44.
121. Татарчук Д.Д. Добротність прямокутних комбінованих резонаторів з Е-типом колювань //Наук.вісті НТУУ «КПІ».-2000.-№2.-С.9-12.
122. Ильченко М.Е., Кудинов Е.В. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ.-Киев:Изд. Киевского университета, 1973.-175с.
123. Shmigin D. A. Managed planar microwave filters with movable electrode / D. A. Shmigin // Proceedings of the National University "Lviv Polytechnic" special issue “Computer Science and Information Technology”. — June 2012. — P. 123–127.
124. Sherman V., Gaidukov M., Razumov S., Vendik I., Bolioli S., Dirassen B. Digital phase-shifter based on the S-N transition in high- T_c superconducting films // Electronics Letters.— 1997.— Vol. 33, №1.— P. 62–64.
125. Vendik I. B., Vendik O. G., Kollberg E. L., Sherman, V. O. Theory of digital phase shifters based on high- T_c superconducting films // IEEE Transactions

- on Microwave Theory and Techniques.– 1999.– Vol. 47, № 8.– P. 1553–1562.
126. Poplavko Y., Prokopenko Y., Molchanov V., Dogan A. Frequency-tunable microwave dielectric resonator // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques.– 2001. Vol. 48, №6.– P. 1020–1027
 127. Onitsuka K., Dogan A., Tressler J. F., Xu Q., Yoshikawa S., Newnham R. E. Metal-ceramic composite transducer, the Moonie // J. of Intelligent Mat. Systems and Structures,– 1995. Vol. 6, №6.– P. 447–455.
 128. Григорьев А. Д. Электродинамика и техника СВЧ. – М.: Высш. Шк., 1990.–335с.
 129. Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике. –М.:Солон, 1998, – 400 с.
 130. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. –М.: Мир, 1979. – 392 с.
 131. Paulsen K. D. and Lynch D. R. Elimination of Vector Parasites in Finite Element Maxwell Solutions // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.– March 1991.– Vol. MTT-39, P. 395-404.
 132. Делоне Б. Н. О пустоте сферы // Изв. АН СССР, ОМЭН.– 1934, С. 793-800.
 133. Прокопенко Ю. В. Мікрохвильові діелектричні структури з мікромеханічним перелаштуванням частотних і фазових характеристик [Текст] : дис. доктора техн. наук : 05.27.01 дата захисту 7.06.2016 р./ Прокопенко Юрій Васильович. – К., 2016. – 383 с.
 134. David M. Pozar. Microwave Engineering. 2nd edition. – John Willey & Sons, Inc.– 1998.– 716 p.
 135. Whiller, H. A. Transmission Line Properties of Parallel Stripe Separated by a Dielectric Sheet // IEEE Trans.– 1965.– Vol. MTT-13, P. 172-185.
 136. Whiller, H. A. Transmission Line Properties of Parallel Wide Strip by Conformal Mapping Approximation // IEEE Trans.– 1964.– Vol. MTT-12, P.280-289.

137. Sobol. H. //Application of Integration Circuit Technology to Microwave Frequency. Proc. IEEE.– 1971.– Vol. 59, P.1200-1211.
138. Hammerstad, E., and Jensen O. Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.– 1980, P. 407-409.
139. Veyres, C., and Hanna V. F. Extension of the Application of Conformal Mapping Techniques to Coplanar Line with Finite Demensions // Int. J. Electron.– 1980.– Vol.48, P.47-56.
140. Ghione, G., and Naldi C. U. Coplanar Waveguids for MMIC Applications: Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling // IEEE Trans.– 1987.– Vol. MTT-35, P.260-267
141. J. M. Gere and S. P. Timoshenko, Mechanics of Materials (4th edn), PWS Publishing Company, Boston, MA (1997), ISBN 0-534-93429-3.
142. W. C. Young and R. G. Budynas, Roark's Formulas for Stress and Strain (7th edition), McGraw Hill, New York, Int. edition (2002), ISBN 0-07-121059-8.
143. W. A. Nash, Schaum's Outlines of Theory and Problems of Strength of Materials (2nd edition), McGraw-Hill, New York (1987), ISBN 0-07-084366-X.
144. Маттей М. Е. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: Пер. с англ./ М. Е. Маттей, Л. Янг, Е. М. Джонс; под ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнера. — М.: Связь. — Т. 1. — 1971. — 439с.; Т. 2. — 1972. — 495с.
145. Jia-Sheng Hong. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications., – John Willey & Sons, Inc.– 2001.– 457 p
146. Д.А. Шмыгин, Д.Д. Татарчук, А.В. Ерёменко, В.М. Пашков, В.И. Молчанов, Ю.М. Поплавко Фильтры на основе линий передач со скачком волнового сопротивления // 20-я Международная Крымская конференция СВЧ- техника и телекоммуникационные технологии – Украина, Крым, Севастополь, 13-17 сентября, 2010.
147. Литвиненко О.Н., Сошников В.И. Колебательные системы из отрезков неоднородных линий. – М.: Советское радио, 1971. – 144 с.

148. В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, Резонатори на основі короткозамкнених відрізків неоднорідних ліній із ступінчастою неоднорідністю // «Електроника и связь», 2002, №16, С.47-48.
149. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Елисеев А.К., Шихов Ю.Г. Исследование микро-полосковых резонаторов и устройств СВЧ на их основе. Часть III.-Препринт №468Ф, Красноярск, Институт физики СО АН СССР, - 1988. - 62 с.
150. И.М. Николаев, Н.А. Филинук Интегральные микросхемы и основы их проектирования. – М.: Радио и связь, 1992. – 424 с.
151. А.В. Мачулянський, Д.Д. Татарчук, Д.А. Шмигін Селективні пристрої НВЧ на основі неоднорідних структур // “Технічна електродинаміка”, тематичний випуск “Силова електроніка та енергоефективність”, вересень 2010 р., ч. 3, с. 159-160.
152. Бьюб Р. Фотопроводимость твердых тел / Р. Бьюб. - М.: Иностранная литература, 1962. - 558 с.
153. Циганок Б. А. Підвищення ступеня внутрішніх зв'язків у твердотільних електронних системах з використанням динамічних неоднорідностей // Наукові вісті НТУУ «КПІ». – 1997. – с. 34-36.
154. Springer Handbook of Condensed Matter and Materials Data /W. Martienssen and H. Warlimont (Eds.).-Springer Berlin Heidelberg, 2005.- pp. 1143 ISBN 3-540-44376-2.
155. Патент на корисну модель Пат. №101015 Україна МПК Н03К 17/28 (2006.01), Н03К 17/78 (2006.01). ПРИСТРІЙ ПІДВИЩЕННЯ ЩІЛЬНОСТІ МІЖЗ'ЄДНАНЬ ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ У МІКРОСХЕМАХ [Текст] Циганок Б. А., Власюк А. В., Олійник О. О., Татарчук Д. Д., Пацьора І. В. ; заявник і власник НТУУ «КПІ». — №u201500908 ; заявл. 05.02.2015 ; опубл. 25.08.2015. – 4 с.
156. S. E. Park and T. R. Shrout, “ Ultrahigh strain and piezoelectric behavior in relaxor based ferroelectric single crystals,” J. Appl. Phys. 82, 1804–1811 (1997).

157. П'єзоелектрики: навч. посіб. / Ю. М. Поплавко, Ю. І. Якименко. – К.:НТУУ «КПІ»,2013. – 328 с. – Бібліогр.: с. 324–325. – 300 пр. ISBN 978-966-622-587-3.
158. A. Dogan, Q. Xu, and K. Onitsuka, "High Displacement Ceramic Metal composite Actuators (Moonies)", *Ferroelectrics*, vol. 156, pp. 1-6, 1994.
159. W. Hackenberger, P. Rehring, M.-J. Pan, and Shrout.T., "Single Crystal Piezoelectric for Advanced Transducer and Smart Structures Applications," *Smart Structures and Materials: Active Materials: Behavior and Mechanics*, vol. 4333, pp. 92-102, 2001.
160. Q. C. Xu, A. Dogan, J. Tressler, S. Yoshikawa, and Newnham.R.E., "Ceramic-Metal Composite Actuator", *Ferroelectrics*, vol. 160, pp. 337-346, 1994.
161. Y. Sugawara, K. Onitsuka, S. Yoshikawa, Q. C. Xu, R. E. Newnham, and K. Uchino, "Metal Ceramic Composite Actuators", *Journal of the American Ceramic Society*, vol. 75, no. 4, pp. 996-998, Apr.1992.
162. A. Dogan, K. Uchino, and R. E. Newnham, "Composite piezoelectric transducer with truncated conical endcaps "cymbal", *Ieee Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 44, no. 3, pp. 597-605, May1997
163. J. F. Fernandez, A. Dogan, J. T. Fielding, K. Uchino, and R. E. Newnham, "Tailoring the performance of ceramic-metal piezocomposite actuators, 'cymbals' ", *Sensors and Actuators A-Physical*, vol. 65, no. 2-3, pp. 228-237, Mar.1998.
164. J. F. Tressler, W. W. Cao, K. Uchino and R. E. Newnham, "Finite element analysis of the cymbal-type flextensional transducer," *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 45, no. 5, pp. 1363-1369, Sept.1998
165. Григорьев А. Д. Резонаторы и резонаторные замедляющие системы СВЧ: Численные методы расчёта и проектирования / А. Д. Григорьев, В. Б. Янкевич. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.

166. Татарчук Д.Д. Тонкие диэлектрические резонаторы миллиметрового диапазона длин волн / Д.Д. Татарчук, В.И. Молчанов, Ю.В. Диденко, А.С. Франчук // Electronics and Communications. – 2015. – Т. 20. – №6(89). – С. 6–10.
167. Татарчук Д.Д. Частотно-селективные структуры на основе Тонких диэлектрических резонаторов / Д. Д. Татарчук// Electronics and Communications. – 2016. – Т. 21. – №6(95). – С. 6–9.
168. Татарчук Д.Д. НВЧ фазообертачі на основі тонких діелектричних резонаторів / Д.Д. Татарчук, В.І. Молчанов, Ю.В. Діденко, А.С. Франчук / Electronics and Communications. – 2017. – Т. 22. – №1(96). – С. 6–10.
169. Пат. 116158 Україна, МПК (2016.01) H01P 1/18, H01P 1/207. Керована надвисокочастотна система на основі тонкого діелектричного резонатора / Д. Д. Татарчук, В. І. Молчанов, Ю. М. Поплавко, Ю. В. Діденко, А. С. Франчук ; заявник і власник Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут». – №u201611812; заявл. 22.11.2016 ; опубл. 10.05.2017, Бюл. № 9. – 4 с.
170. Пат. 91148 Україна, МПК Н 01 Р 7/00. Напівпровідниковий резонатор НВЧ з електронним керуванням [Текст] / Татарчук Д.Д., Молчанов В.І., Пашков В.М.; заявник і власник НТУУ «КПІ». — № и 2013 15543 ; заявл. 30.12.2013; опубл. 25.06.2014, Бюл. №12. – 4 с.
171. В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук Напівпровідникові комбіновані структури з діелектричним резонансом Е- типу. //«Электроника и связь» ,2000, №9, С.55-58.
172. В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, Ю.В. Прокопенко, В.А. Казміренко Термостабільність напівпровідникових комбінованих структур з діелектричним резонансом Е- типу. //«Электроника и связь» ,2001, №12, С.30-32.
173. Ю.В. Діденко, В.І. Молчанов , В.М. Пашков , Д.Д. Татарчук , А.С. Франчук «Температурні властивості напівпровідникових резонансних

структур з електронним керуванням» //«Електроника и связь». – 2013. – №5. – С. 9 - 12.

174. В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, А.В. Єременко
Напівпровідникові резонансні структур із електронним керуванням
//«Електроника и связь», 2003, №19, С.17-19.
175. А. В. Мачулянский, В. И. Молчанов, Д. Д. Татарчук, В. М. Пашков
Полупроводниковые структуры СВЧ с электронным управлением. //
«Техника и приборы СВЧ», 2011, №1, С.29-30.
176. Semiconductor Microwave Resonant Elements with electronic Control.
Tatarchuk D.D., Molchanov V.I., Didenko Yu.V, Kharabet Ie.I. and
Franchuk A.S. // IEEE 34th International Conference on ELECTRONICS
AND NANOTECHNOLOGY ELNANO-2014, APRIL 15-18, 2014, Kyiv,
Ukraine.
177. Seeds A., De Salles A. Optical control of microwave semiconductor devices //
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1990. Vol. 38, №
5. P. 577-585.
178. Seeds A. Microwave photonics // IEEE Transactions on Microwave Theory
and Techniques. 2002. Vol. 50, № 3. P. 877-887.
179. C.Lim, A. Nirmalathas, M. Attygalle, D. Novak, R. Waterhouse On the
merging of millimeter-wave fiber-radio backbone with 25-GHz WDM ring
networks // J. of Lightwave Technology. 2001. Vol. 21, № 10. P. 2203-
2210.
180. Kuri T., Kitayama K. Optical heterodyne detection technique for densely
multiplexed millimeter-wave-band radio-on-fiber systems // J. of Lightwave
Technology. 2003. Vol. 21, № 12. P. 3167-3179.
181. M. Ogusu, K. Inagaki, Y. Mi-zuguchi, T. Ohira Multiplexing of millimeter-
wave signals for fiber-radio links by direct modulation of a two-mode locked
Fabry–Perot laser // IEEE Transactions on Microwave Theory and
Techniques. 2004. Vol. 52, № 2. P. 498-507.

182. A. Nagra, O. Jerphagnon, P. Chavarkar, M. VanBlaricum, R. York Indirect optical control of microwave circuits using monolithic optically variable capacitors // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1999. Vol. 47, № 7. P. 1365-1372.
183. Szczepaniak Z., Galwas B. Oscillator with photovaractor for optically-controlled phased-array antenna beam steering // Proc. of 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON). Poland. 2002. Vol. 3. P. 882-885.
184. S. Malyshev, V. Andrievski, A. Chizh, T. Budko, C. Chao, E. Gushchinskaya, L. Baolin, E. Zaporozhets Photovaractor for optically controlled microwave circuits // Proc. of 13 International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON). Poland. 2000. Vol. 2 p. 401-403.
185. S. Malyshev, B. Galwas, V. Andrievski, A. Chizh, L. Dobrzanski, Analysis of photovaractors for microwave photonic application // Proc. of 30th European Microwave Conference (EuMC'2000). France. 2000. Vol. 3. P. 210-213.
186. Malyshev S., Chizh A. Modeling and characterization of photovaractor for microwave optoelectronics // Proc. of 31st European Microwave Conference (EuMC'2001). United Kingdom. 2001. Vol. 1. P. 221-224.
187. Гейдур С., Пихтин А., Прокопенко В., Ясько А. Дисперсия коэффициента преломления света и вынужденное двойное лучепреломление в арсениде галлия. / Оптика и спектроскопия, 1979 г., т.46. в. 2, с. 321-329.
188. Рывкин С.М. Фотоэлектрические явления в полупроводниках. М.: Физматгиз, 1963, 494с.
189. Татарчук Д.Д. СВЧ методы измерения параметров диэлектрических материалов на основе составного диэлектрического резонатора // Д.Д. Татарчук, В.И. Молчанов, В.М. Пашков, Д.А. Шмыгин, Ю.В. Диденко Electronics and Communications. – 2014, – Vol. 19. – №6(83)) – PP. 14–20.

190. Метод составного диэлектрического резонатора для СВЧ измерений сегнетоэлектрических пленок/ Войтенко А.Г., Нарытник Т.Н., Поплавко Ю.М., Федоров В.Б.// Электронная техника. Сер.Электроника СВЧ.-1982.-Вып.1(337).-С.41-44.
191. Черний Б.С., Левицкий В.К. Измерение электрических параметров материалов на СВЧ методом составного диэлектрического резонатора// Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.-1985. - Вып. 5(377).-С.35-39.
192. W. E. Courtney Analysis and Evaluation of a Method of Measuring the Complex Permittivity and Permeability of Microwave Insulator // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. , vol. 18, 1970 , pp. 476-485.
193. Татарчук Д.Д. Вимірювання НВЧ параметрів матеріалів методом діелектричного резонатора Е-типу / Д.Д. Татарчук // Електроніка і зв'язь. – 2002. – №14. – С. 22–23.
194. Пат. 136582 Україна, МПК(2019.01) G01R 27/04, G01R 27/26. Мікросмужкова комірка для визначення діелектричної проникності та фактору втрат матеріалів на надвисоких частотах / Д. Д. Татарчук, Ю. В. Діденко, Ю. М. Поплавко ; заявник і власник Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського». – № и 2019 02285 ; заявл. 06.03.2019 ; опубл. 27.08.2019, Бюл. № 16. – 4 с.
195. Молчанов В.І. Вимірювання НВЧ параметрів діелектричних матеріалів методом тонкого діелектричного резонатора/ В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, А.С. Франчук // Electronics and Communications. – 2015. – Vol. 20. – №1(84). – PP. 23–26.
196. Pashkov M. Measurement of dielectric films microwave parameters / V. Pashkov, V. Bovtun, Y. Prokopenko, M. Kempa, V. Molchanov, et al. // Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2009): Proc. of 19th Int. Crimean Conf. (Sept. 2009, Sevastopol, Ukraine). – Sevastopol, 2009. – PP. 769–770.

197. Bovtun V. An electrode-free method of characterizing the microwave dielectric properties of high-permittivity thin films / V. Bovtun, V. Pashkov, M. Kempa, S. Kamba, et al. // J. Appl. Phys. – 2011. – Vol. 109. – 024106. – P. 1–6.
198. Bovtun V. Thin dielectric resonators for microwave characterization of films and substrates / V. Bovtun, V. Pashkov, M. Kempa, et al. // Microwave & Telecom Technology (CriMiCo'2011): Proc. of 21st Int. Crimean Conf. (Sept. 2011, Sevastopol, Ukraine). – Sevastopol, 2011. – PP. 620–621.
199. V. Bovtun, S. Veljko, A. Axelsson, S. Kamba, N. Alford and J. Petzelt, Microwave Characterization of Thin Ferroelectric Films without Electrodes by Composite Dielectric Resonator. Integrated Ferroelectrics, 98: 53–61 (2008).
200. Pashchenko A. V. Modification of multifunctional properties of the magnetoresistive $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.15}\text{Bi}_{0.15}\text{Mn}_{1.1-x}\text{B}_x\text{O}_{3-\delta}$ ceramics when replacing manganese with 3d-ions of Cr, Fe, Co, Ni / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, V. P. Pashchenko, V. K. Prokopenko, V. V. Burhovetskii, A. V. Voznyak, I. V. Fesych, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. I. Gudymenko, V. P. Kladko, A. A. Amirov, G. G. Levchenko // Journal of Alloys and Compounds. – 2018. – Vol. 767. – P. 1117–1125. DOI: 10.1016/j.jallcom.2018.07.178
201. Pashchenko A. V. Structure, Non-stoichiometry, Valence of Ions, Dielectric and Magnetic Properties of Single-Phase $\text{Bi}_{0.9}\text{La}_{0.1}\text{FeO}_{3-\delta}$ Multiferroics / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, Qunjun Li, D. D. Tatarchuk, V. A. Turchenko, I. I. Makoed, V. Ya. Sycheva, A. V. Voznyak, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, Y. V. Didenko, A. T. Kozakov, G. G. Levchenko // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2019. – Vol. 483. – P. 100–113. DOI: 10.1016/j.jmmm.2019.03.095
202. Liedienov N.A., Pashchenko A.V., Turchenko V.A., Sycheva V.Ya., Voznyak A.V., Kladko V.P., Gudimenko A.I., Tatarchuk D.D., Didenko Yu.V., Fesych I.V., Makoed I.I., Kozakov A.T., Levchenko G.G. Liquid-phase sintered

bismuth ferrite multiferroics and their giant dielectric constant // Ceram. Int. – 2019. – V. 45, No. 12. – P. 14873 – 14879.
<https://doi.org/10.1016/j.ceramint.2019.04.220>

ДОДАТКИ

Додаток А

**Копія справки про використання результатів дисертаційної роботи у
донецькому фізико-технічному інституті ім. О.О. Галкіна НАН України**

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор ДонФТІ ім. О.О. Галкіна
НАН України


 В.О.Білошенко
 «23» травня 2018 р.

СПРАВКА

Про використання результатів дисертаційної роботи

Татарчука Дмитра Дмитровича

**«КОМПОЗИТНІ ТА КЕРУЮЧІ КОМПОНЕНТИ МІКРОХВИЛЬОВОЇ
ЕЛЕКТРОНІКИ»**

У Донецькому фізико-технічному інституті імені О.О. Галкіна НАН України використано результати дисертаційної роботи Татарчука Д.Д., а саме методики вимірювання НВЧ параметрів матеріалів.

Провідний науковий
співробітник відділу фізичних
перетворень Донецького фізико-
технічного інституту імені О.О.
Галкіна НАН України


 О.В. Пашенко

Додаток Б

Копія акту про використання результатів дисертаційної роботи у інституті загальної та неорганічної хімії НАН України

Затверджую

Зам. директора ІЗХ НАНУ

Член-кор. НАНУ

А. О. Омельчук



АКТ

впровадження результатів НДР «Розроблення нових методів дослідження нанорозмірних плівок (EuTiO_3 , BiFeO_3 , DyScO_3 та ін.) для потреб наноприладів НВЧ та електроніки»

Цим актом засвідчується впровадження результатів теоретичних досліджень, що були здійснені кафедрою мікроелектроніки НТУУ «КПІ» в рамках НДР 2633-п «Розроблення нових методів дослідження нанорозмірних плівок (EuTiO_3 , BiFeO_3 , DyScO_3 та ін.) для потреб наноприладів НВЧ та електроніки».

В результаті роботи було розроблено високочутливий метод вимірювання НВЧ характеристик монокристалічних підкладок та нанорозмірних плівок на основі надтонких діелектричних резонаторів, який дозволяє визначити НВЧ характеристики досліджуваних матеріалів у паралельній та перпендикулярній площинах по відношенню до площини підкладок.

Зазначені результати направлені на вдосконалення методів дослідження НВЧ властивостей діелектричних плівок, нанесених на підкладку та використовуються при дослідженні нелінійних плівок в відділі «Хімія твердого тіла» Інституту загальної та неорганічної хімії НАН України

Завідувач відділу «Хімія твердого тіла»,

Інститут загальної та неорганічної хімії НАН України

академік НАН України,

д-р хім. наук, професор

А. Г. Білоус

Додаток В

Копія акту про використання результатів дисертаційної роботи при розробці спецтехніки для співробітників СБУ

Прим. № 1



про впровадження результатів розробки фільтрів на основі відрізків мікросмужкових ліній із ступінчастою неоднорідністю, що запропоновані Татарчуком Дмитром Дмитровичем

Комісія у складі:

голова комісії – заступник директора ІСТЕ СБУ полковник Манаєв А.С.;

члени комісії:

- заступник начальника 2 центру ІСТЕ СБУ полковник Франков О.С.;
- начальник 3 відділу 1 центру ІСТЕ СБУ полковник Жеребець О.М.;
- провідний науковий співробітник 1 ПДЛ 3 відділу 1 центру ІСТЕ СБУ Драмарецький О.Г.;
- науковий співробітник 1 відділу 1 центру ІСТЕ СБУ к.т.н. майор Ваганій Н.В.

цим актом засвідчує, що при виконанні науково-дослідної роботи, шифр "Буклет" (тактико-технічне завдання реєстр. № 36/5783 від 16.09.2004), обов'язки заступника наукового керівника з питань схемотехніки виконував Татарчук Дмитро Дмитрович. Для забезпечення вибіркової дзеркальних каналів приймальних пристроїв Татарчуком Д.Д. було розроблено та впроваджено фільтр на основі відрізків мікросмужкових ліній із ступінчастою неоднорідністю ТГДИ.468844.001.

В подальшому зазначені фільтри були виготовлені при виконанні дослідно-конструкторської роботи, шифр "Буклет" (технічне завдання реєстр. № 18/52 від 12.01.2008), та використані при виготовленні зразка виробу "Буклет". Фільтр ТГДИ.468844.001 був застосований на виході підсилювача потужності ТГДИ.468732.003 блока "Буклет-Р" ТГДИ.464244.001 та на вході перетворювача ВЧ ТГДИ.468123.028 блока "Буклет-П" ТГДИ.464344.005.

ДКР "Буклет" завершено з позитивними результатами, а зразок вироб "Буклет" передано Замовнику для використання під час вирішення запитів службової діяльності.

Голова комісії

Члени комісії:



А. Манаєв

О. Франков

О. Жеребець

О. Драмарецький

Н. Ваганій

Універсальний документ для фіксації результатів виконання робіт, пов'язаних з наданням послуг			
№ документа: 18-0007			
Відомості:	08	20	18 р.
Відомості:	2	08	18 р.

Вик. Драмарецький О.Г.
т. 422-76-82

Додаток Г

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, Резонатори на основі короткозамкнених відрізків неоднорідних ліній із ступінчастою неоднорідністю//«Електроника и связь» ,2002, №16, С.47-48. Особистий внесок дисертанта: розрахунок параметрів досліджуваних зразків, участь у експериментальному дослідженні зразків.
2. В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, А.В. Єременко Напівпровідникові резонансні структур із електронним керуванням //«Електроника и связь» ,2003, №19, С.17-19. Особистий внесок дисертанта: розробка теоретичних основ розрахунку характеристик напівпровідникових резонансних структур, участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень.
3. В.І. Молчанов, Д.Д. Татарчук Неоднородности в диэлектрических структурах СВЧ// «Электроника и связь», 2008, №6(47), с. 10-14. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень, а також у інтерпретації отриманих результатів.
4. В.І. Лапчинский, А.В. Мачулянский, Д.Д. Татарчук, Т.Л. Волхова Металлодиэлектрические нанокompозитные структуры. //«Электроника и связь», 2011, №1, С.20-22. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, планування експерименту та інтерпретація отриманих результатів.
5. Температурная зависимость диэлектрических параметров композитных материалов металл-полимер в СВЧ-диапазоне. Ю.В. Диденко, И.В. Пацёра, Д.Д. Татарчук, Е.И. Харabet // Электроника и связь. – 2012. –

- №5. – С. 132 - 134. Особистий внесок дисертанта: розробка теоретичних основ розрахунку температурної залежності діелектричної залежності і тангенса кута діелектричних втрат композитів метал-полімер, розробка методики досліджень, участь в інтерпретації отриманих результатів.
6. Диденко Ю.В. Многослойные покрытия на основе композитных материалов для защиты от электромагнитного излучения / Ю.В. Диденко, И.В. Пацёра, Д.Д. Татарчук // Прикладная радиоэлектроника. — 2012. — Т. 11, № 4. — С. 519—521. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, участь в інтерпретації отриманих результатів.
 7. Ю.В. Діденко, В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, А.С. Франчук «Температурні властивості напівпровідникових резонансних структур з електронним керуванням» //«Электроника и связь». – 2013. – №5. – С. 9 - 12. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, участь у інтерпретації результатів.
 8. Y.V. Didenko, D.D. Tatarchuk, V.I. Molchanov, and Y.M. Poplavko “Effective conductivity of microwave dielectric materials” //«Электроника и связь». – 2014. – т. 19, №2(79). – С. 23 - 29..(ISSN 1811-4512. ElectronComm 2014, Vol. 19, №2(79)). Особистий внесок дисертанта: теоретичне дослідження впливу взаємодії релаксуючих часток з різним часом релаксації на результуючий діелектричний спектр матеріалу у НВЧ діапазоні.
 9. Татарчук Д.Д Термостабільність коливальних НВЧ систем на основі діелектричних резонаторів / Шмигін Д.А., Татарчук Д.Д // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2014. – № 1. – С.65-69. Особистий внесок дисертанта: розрахунок температурної залежності резонансної частоти досліджуваних зразків, участь у плануванні експерименту та у інтерпретації отриманих результатів.
 10. Didenko Y.V. The specific conductivity of metal-polymer composites in the microwave range / Yuriy Didenko, Dmitry Tatarchuk, Iryna Patsora, Ievgen

- Kharabet, Anton Franchuk // *Electronics and Communications*. – 2014. – Vol. 19. – №3(80). – PP. 9–12. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретації отриманих результатів.
11. Didenko Y.V. Temperature Dependences of Losses in High Frequency Dielectrics / Y.V. Didenko, Y.M. Poplavko, D.D. Tatarchuk // *Electronics and Communications*. – 2014. – Vol. 19. – №4(81). – PP. 28–35. Особистий внесок дисертанта: теоретичне дослідження впливу взаємодії релаксуючих часток з різним часом релаксації на температурну залежність НВЧ втрат.
 12. СВЧ методы измерения параметров диэлектрических материалов на основе составного диэлектрического резонатора // *Electronics and Communications*. – 2014, – Vol. 19. – №6(83)) – PP. 14–20. Особистий внесок дисертанта: теоретичне та експериментальне дослідження залежності резонансної частоти діелектричних резонаторів від непаралельності їх складових частин.
 13. Молчанов В.І. Вимірювання НВЧ параметрів діелектричних матеріалів методом тонкого діелектричного резонатора/ В.І. Молчанов, В.М. Пашков, Д.Д. Татарчук, А.С. Франчук // *Electronics and Communications*. – 2015. – Vol. 20. – №1(84). – PP. 23–26. Особистий внесок дисертанта: теоретичне та експериментальне дослідження чутливості методу.
 14. Татарчук Д.Д. Тонкие диэлектрические резонаторы миллиметрового диапазона длин волн / Д.Д. Татарчук, В.И. Молчанов, Ю.В. Диденко, А.С. Франчук // *Electronics and Communications*. – 2015. – Т. 20. – №6(89). – С. 6–10. Особистий внесок дисертанта: розрахунок параметрів досліджуваних зразків, розробка методики досліджень, інтерпретація отриманих результатів.
 15. Татарчук Д.Д. Композиты на основе диэлектриков в технике СВЧ / Д.Д. Татарчук, Ю.М. Поплавко, В.А. Казмиренко, А.В. Борисов, Ю.В.

- Діденко // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2016. – Т. 59. – №2. – С. 33–43. Особистий внесок дисертанта: розробка макету керованого мікродіафрагмового фільтру, розрахунок теоретичних залежностей діелектричних НВЧ параметрів композитів метал-полімер, участь у проведенні експериментальних досліджень.
16. Діденко Ю.В. Температурні властивості композитів типу метал–полімер у мікрохвильовому діапазоні / Ю. В. Діденко, І. В. Пацьора, Д. Д. Татарчук // Electronics and Communications. – 2016. – Т. 21. – №1(90). – С. 6–10. Особистий внесок дисертанта: дисертантом одноосібно отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитів діелектрик-метал у НВЧ діапазоні.
 17. Татарчук Д. Д. Вимірювання НВЧ параметрів матеріалів методом неоднорідного мікросмужкового резонатора / Д. Д. Татарчук, В. І. Молчанов, Ю. В. Діденко, М. С. Сергєєв, Ю. М. Поплавко // Electronics and Communications. – 2016. – Т. 21. – №2(91). – С. 6–9. Особистий внесок дисертанта: розробка конструкції вимірювальної комірки та методики вимірювання.
 18. Татарчук Д.Д. Фільтри НВЧ на основі тонких діелектричних резонаторів / Д.Д. Татарчук, В.І. Молчанов, Ю.В. Діденко, А.С. Франчук / Electronics and Communications. – 2016. – Т. 21. – №6(95). – С. 6–9. Особистий внесок дисертанта: запропоновано конструкції фільтрів та проведено розрахунок їх характеристик.
 19. Татарчук Д.Д. НВЧ фазообертачі на основі тонких діелектричних резонаторів / Д.Д. Татарчук, В.І. Молчанов, Ю.В. Діденко, А.С. Франчук / Electronics and Communications. – 2017. – Т. 22. – №1(96). – С. 6–10. Особистий внесок дисертанта: запропоновано конструкцію фазообертача та розраховано його характеристики.
 20. Patsora Iryna. Study of particle based films' cure process by high frequency eddy current spectroscopy / Iryna Patsora, Henning Heuer, Susanne Hillmann,

Dmitry Tatarchuk // Coatings 2017, 7(1), 3 doi:10.3390/coatings7010003.

Особистий внесок дисертанта: участь у розробці методики досліджень та інтерпретації результатів.

21. Мазур К. С. Управляемые частотнотелективные структуры СВЧ на основе неоднородной микрополосковой линии передачи / К. С. Мазур, А. А. Сергеева, Д. Д. Татарчук, Ю. В. Диденко // Микросистемы, электроника та акустика. – 2018. – Т. 23. – №4(105). – С. 6–11. Особистий внесок дисертанта: розробка досліджуваного макету і методики досліджень, а також участь у проведенні експериментальних досліджень.
22. Pashchenko A. V. Modification of multifunctional properties of the magnetoresistive $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.15}\text{Bi}_{0.15}\text{Mn}_{1.1-x}\text{B}_x\text{O}_{3-\delta}$ ceramics when replacing manganese with 3d-ions of Cr, Fe, Co, Ni / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, V. P. Pashchenko, V. K. Prokopenko, V. V. Burhovetskii, A. V. Voznyak, I. V. Fesych, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. I. Gudymenko, V. P. Kladko, A. A. Amirov, G. G. Levchenko // Journal of Alloys and Compounds. – 2018. – Vol. 767. – P. 1117–1125. DOI: 10.1016/j.jallcom.2018.07.178. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
23. Pashchenko A. V. Structure, Non-stoichiometry, Valence of Ions, Dielectric and Magnetic Properties of Single-Phase $\text{Bi}_{0.9}\text{La}_{0.1}\text{FeO}_{3-\delta}$ Multiferroics / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, Qunjun Li, D. D. Tatarchuk, V. A. Turchenko, I. I. Makoed, V. Ya. Sycheva, A. V. Voznyak, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, Y. V. Didenko, A. T. Kozakov, G. G. Levchenko // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2019. – Vol. 483. – P. 100–113. DOI: 10.1016/j.jmmm.2019.03.095. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

24. Liedienov N.A., Pashchenko A.V., Turchenko V.A., Sycheva V.Ya., Voznyak A.V., Kladko V.P., Gudimenko A.I., Tatarchuk D.D., Didenko Yu.V., Fesych I.V., Makoed I.I., Kozakov A.T., Levchenko G.G. Liquid-phase sintered bismuth ferrite multiferroics and their giant dielectric constant // *Ceram. Int.* – 2019. – V. 45, No. 12. – P. 14873 – 14879.
<https://doi.org/10.1016/j.ceramint.2019.04.220>. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
25. Патент на корисну модель Пат. №91148 Україна, МПК Н 01 Р 7/00. Напівпровідниковий резонатор НВЧ з електронним керуванням [Текст] / Татарчук Д.Д., Молчанов В.І., Пашков В.М.; заявник і власник НТУУ «КПІ». — № и 2013 15543 ; заявл. 30.12.2013; опубл. 25.06.2014, Бюл. №12. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, розробка методики експериментальної перевірки ідеї, участь у інтерпретації отриманих результатів.
26. Патент на корисну модель Пат. №101015 Україна МПК H03K 17/28 (2006.01), H03K 17/78 (2006.01). Пристрій підвищення щільності міжз'єднань електронних компонентів у мікросхемах [Текст] Циганок Б. А., Власюк А. В., Олійник О. О., Татарчук Д. Д., Пацьора І. В. .; заявник і власник НТУУ «КПІ». — №и201500908 ; заявл. 05.02.2015 ; опубл. 25.08.2015. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, розробка методики експериментальної перевірки ідеї, участь у інтерпретації отриманих результатів.
27. Патент на корисну модель № 107297 Україна МПК G01R 27/26 (2006.01) Комірка на основі напівхвильового мікросмужкового резонатора для вимірювання комплексної діелектричної проникності матеріалів на надвисоких частотах [Текст] Пашков Валерій Маркович (UA); Татарчук Дмитро Дмитрович (UA); Молчанов Віталій Іванович (UA); Поплавко Юрій Михайлович (UA); Діденко Юрій Вікторович (UA); Сергєєв Михайло Сергійович (UA) заявник і власник НТУУ «КПІ». —

- №u201512840 від 25.12.2015 опубл. 25.05.2016 Бюл. №10. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, розробка макету вимірювальної комірки.
28. Пат. 116158 Україна, МПК (2016.01) H01P 1/18, H01P 1/207. Керована надвисокочастотна система на основі тонкого діелектричного резонатора / Д. Д. Татарчук, В. І. Молчанов, Ю. М. Поплавко, Ю. В. Діденко, А. С. Франчук ; заявник і власник Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут». – № u 2016 11812 ; заявл. 22.11.2016 ; опубл. 10.05.2017, Бюл. № 9. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, числове моделювання керованої надвисокочастотної системи на основі тонкого діелектричного резонатора та участь у інтерпретації отриманих результатів.
 29. Пат. 136582 Україна, МПК(2019.01) G01R 27/04, G01R 27/26. Мікросмужкова комірка для визначення діелектричної проникності та фактору втрат матеріалів на надвисоких частотах / Д. Д. Татарчук, Ю. В. Діденко, Ю. М. Поплавко ; заявник і власник Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського». – № u 2019 02285 ; заявл. 06.03.2019 ; опубл. 27.08.2019, Бюл. № 16. – 4 с. Особистий внесок дисертанта: обговорення ідеї, розробка макету вимірювальної комірки участь у експериментальній перевірці ідеї.
 30. Неоднородности в диэлектрических структурах СВЧ [Текст] / В. И. Молчанов, Д. Д. Татарчук // 13 Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь, 8-12 сент., 2003: КрыМиКо'2003. - Севастополь, 2003. - С. 543-546. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень, а також у інтерпретації отриманих результатів.
 31. В.І. Лапчинський, Д.Д. Татарчук Резонансні властивості металічних пластин у НВЧ діапазоні //XXX международная научно-техническая

конференція «Електроніка і нанотехнології». Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, планування експерименту та інтерпретація отриманих результатів.

32. Лапчинський В.І., к.т.н. Татарчук Д.Д. НВЧ матеріали на основі структур метал-діелектрик // Науково-практична конференція „Перспективні напрямки сучасної електроніки”, Україна, Київ, НТУУ КПІ, 21-23, квітня, 2010. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень, планування експерименту та інтерпретація отриманих результатів.
33. Д.А. Шмыгин, Д.Д. Татарчук, А.В. Ерёменко, В.М. Пашков, В.И. Молчанов, Ю.М. Поплавко Фильтры на основе линий передач со скачком волнового сопротивления // 20-я Международная Крымская конференция СВЧ- техника и телекоммуникационные технологии – Украина, Крым, Севастополь, 13-17 сентября, 2010. Особистий внесок дисертанта: розробка теоретичних основ розрахунку фільтрів на основі ліній передач із скачком хвильового опору та розрахунок параметрів досліджуваного макету.
34. Борисова А.В., Гергиев В.В., Молчанов В.И., Татарчук Д.Д., Якименко Ю.И. Диэлектрические свойства пьезоэлектрических монокристаллов с малым поглощением // VI Международная научно-техническая конференция «Современные коммуникационные технологии» - Украина, Крым, Ялта-Ливадия, 4-8 октября, 2010. Особистий внесок дисертанта: участь у експериментальних дослідженнях та у інтерпретації експериментальних результатів.
35. Ю.В. Діденко, І.В. Пацьора, Д.Д. Татарчук, Д.І. Царенко Композитні НВЧ матеріали для захисту каналів передачі інформації//Proceedings of System Analysis and Information Technologies 13th International Conference, SAIT 2011, Kyiv, Ukraine, May 25–29, 2010. Особистий внесок дисертанта: розробка методики експериментальних досліджень,

участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретація отриманих результатів.

36. В.И. Лапчинский, А.В. Мачулянский, Д.Д. Татарчук, Т.Л. Волхова Металлодиэлектрические нанокompозитные структуры. // XXXI международная научно-техническая конференция «Электроника и нанотехнологии», 12-14 апреля, 2011, Киев, Украина. Особистий внесок дисертанта: розробка методики експериментальних досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретація отриманих результатів.
37. СВЧ свойства композитных структур металл-диэлектрик. Диденко Ю.В., Молчанов В.И., канд.техн.наук, Олексенко А.О., Пацёра И.В, Татарчук Д.Д., канд.техн.наук, Царенко Д.И. // XXXII международная научно-техническая конференция «Электроника и нанотехнологии», 10-11 апреля, 2012, Киев, Украина. Особистий внесок дисертанта: розробка методики експериментальних досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретація отриманих результатів.
38. Д.А. Шмыгин, Д.Д. Татарчук, Диденко Ю.В. Одно- и многослойные поглощающие СВЧ структуры на основе полимеруглеродных нанокompозитов // 22-я Международная Крымская конференция СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии – Украина, Крым, Севастополь, 10-14 сентября, 2012. Особистий внесок дисертанта: розрахунок характеристик досліджуваних зразків, розробка методики досліджень, участь у виготовленні досліджуваних зразків.
39. Coating to protect electronic devices from electromagnetic radiation on the base of multilayer Y. Didenko, D. Tatarchuk // VIII Международная научно-техническая конференция «Современные коммуникационные технологии» - Украина, Крым, Ялта-Ливадия, 1-5 октября, 2012. Особистий внесок дисертанта: розрахунок характеристик досліджуваних зразків, розробка методики досліджень, участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретації отриманих результатів.

40. Thermal dependence of “metal-polymer” type composite materials’ dielectric properties in ultra-high frequency band. Yuriy Didenko, Iryna Patsora, Dmytro Tatarchuk, Ievgen Kharabet and Anton Franchuk // 2013 IEEE XXXIII International Scientific Conference «Electronics and nanotechnology» (ELNANO-2013), April 16-19, 2013, Kyiv, Ukraine. Особистий внесок дисертанта: дисертантом одноосібно отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитів діелектрик-метал у НВЧ діапазоні.
41. Experimental Setup for the Characterization of the Percolation Behavior of Wet Conductive Coatings by High Frequency Eddy Current Spectroscopy I. Patsora, H. Heuer, S. Hillmann, D. Tatarchuk, B. Foos //36-th International Spring Seminar on Electronics Technology “Automotive Electronics” , Alba Iulia, on May 8th – 12th, 2013. Особистий внесок дисертанта: участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретації отриманих результатів.
42. Temperature Dependences of the Dielectric Permittivity and Dissipation Factor for Nanocomposites Metal–Polymer Y. Didenko, D. Tatarchuk, I. Kharabet, A. Franchuk, Y. Yakimenko//36-th International Spring Seminar on Electronics Technology “Automotive Electronics” , Alba Iulia, on May 8th – 12th, 2013. Особистий внесок дисертанта: дисертантом одноосібно отримано аналітичні вирази для розрахунку температурних коефіцієнтів діелектричної проникності і тангенса кута діелектричних втрат композитів діелектрик-метал у НВЧ діапазоні.
43. Татарчук Д.Д., Молчанов В.І., Діденко Ю.В., Франчук А.С. Резонансні властивості р-і-п-діодів у НВЧ діапазоні // XIV Международная конференция по математическому моделированию (МКММ–2013) – Украина, Херсон, 17–21 сентября 2013. Особистий внесок дисертанта: розрахунок резонансних частот і добротностей досліджуваних р-і-п-діодів, участь у проведенні експериментальних досліджень.

44. Semiconductor Microwave Resonant Elements with electronic Control. Tatarchuk D.D., Molchanov V.I., Didenko Yu.V., Kharabet Ie.I. and Franchuk A.S. // IEEE 34th International Conference on Electronics and nanotechnology ELNANO-2014, APRIL 15-18, 2014, Kyiv, Ukraine. Особистий внесок дисертанта: розрахунок резонансних частот і добротностей досліджуваних р-і-п-діодів, розрахунок температурних коефіцієнтів резонансної частоти та добротності досліджуваних р-і-п-діодів, участь у розробці макету керованої частотноселективної комірки на основі р-і-п-діодів.
45. Nature of Losses in High Frequency Dielectrics. Poplavko Y.M., Didenko Y.V., Tatarchuk D.D. // XIII Международная конференция «Физика диэлектриков» (Диэлектрики-2014) – Россия, Санкт-Петербург, 2–6 июня 2014 г. Особистий внесок дисертанта: участь у проведенні експериментальних досліджень та інтерпретації отриманих результатів.
46. Frequency dependences of the dielectric parameters of the metal-insulator composites. D.D. Tatarchuk, Y.V. Didenko, and A.V. Borisov // XIII Международная конференция «Физика диэлектриков» (Диэлектрики-2014) – Россия, Санкт-Петербург, 2–6 июня 2014 г. Особистий внесок дисертанта: розрахунок теоретичних залежностей діелектричних НВЧ параметрів композитів метал-полімер, участь у проведенні експериментальних досліджень.
47. Kharabet I.I. Modeling of parameters of composite metal-polymer systems / I.I. Kharabet, D.D. Tatarchuk, Y.V. Didenko, I.V. Patsora // 20th Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON-2014) (June 16-18, 2014, Gdansk, Poland). Особистий внесок дисертанта: дисертантом отримано вирази для розрахунку діелектричної проникності та тангенса кута діелектричних втрат композитів діелектрик-метал.
48. Ievgen Kharabet, Iryna Patsora, Henning Heuer, Dieter Joneit and Dmytro Tatarchuk Study of Carbon-Fiber-Reinforced Polymers Conductivity's Dependence on a Mechanical Strain //38-th International Spring Seminar on

Electronics Technology “Novel Trends in Electronics Manufacturing” , Eger, Hungary, on May 6th – 10th, 2015. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень.

49. Microwave Passive and Active Composites Based on Dielectrics Tatarchuk D.D., Poplavko Y.M., Kazmirenko V.A., Borisov A.V. //2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 21-24, 2015, Kyiv, Ukraine, pp. 17-22. Особистий внесок дисертанта: розробка макету керованого мікrostрічкового фільтру, розрахунок теоретичних залежностей діелектричних НВЧ параметрів композитів метал-полімер, участь у проведенні експериментальних досліджень.
50. Thermal Stability of Oscillatory Systems Based on Split Dielectric Resonator Shmygin D.A., Tatarchuk D.D., Molchanov V.I., Poplavko Y.M. //2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 21-24, 2015, Kyiv, Ukraine, pp. 51 54. Особистий внесок дисертанта: розрахунок характеристик складених діелектричних резонаторів, участь у проведенні експериментальних досліджень.
51. Microwave Dielectric Measurement Methods on the Base of the Composite Dielectric Resonator Tatarchuk D.D., Molchanov V.I., Pashkov V.M., Franchuk A.S. //2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), April 21-24, 2015, Kyiv, Ukraine, pp.231-234. Особистий внесок дисертанта: теоретичне та експериментальне дослідження залежності резонансної частоти діелектричних резонаторів від непаралельності їх складових частин.
52. Experimental study of particle based films' cure process by HF eddy current. I. Patsora, I. Kharabet, H. Heuer, M. Schulze, S. Hillmann, D. Joneit, D. Tatarchuk, Y. Didenko // The Twentieth International Workshop on Electromagnetic Non-Destructive Evaluation, ENDE 2015, September 21-23, Sendai, Japan, Katahira Sakura Hall, Tohoku University. Особистий внесок дисертанта: участь у проведенні експериментальних досліджень та у інтерпретації отриманих результатів.

53. Poplavko Y.M. Microwave Dielectrics with Unstable Electronic Spectrum / Y.M. Poplavko, Y.V. Didenko, D.D. Tatarchuk // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2016): Proc. of 36th Int. Sci. Conf. (April 19 – 21, 2016, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2016. – PP. 38 – 42. Особистий внесок дисертанта: участь у проведенні експериментальних досліджень та у інтерпретації отриманих результатів.
54. Pashchenko A.V. Structure Imperfection and Dielectric Properties of Single-Phase Multiferroic $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_{3-\delta}$ / A.V. Pashchenko, N.A. Liedienov, V.V. Burchovetski, V.K. Prokopenko, V.Ya. Sycheva, N.E. Pismenova, G.G. Levchenko, D.D. Tatarchuk, Y.V. Didenko // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2016): Proc. of 36th Int. Sci. Conf. (April 19 – 21, 2016, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2016. – PP. 107 – 109.. ISBN: 978-1-5090-1430-9. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
55. Pashchenko A. Composition, structure and dielectric properties of multifunctional single-phase $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_3$ ceramics / Aleksey Pashchenko, Dmitriy Tatarchuk, Nikita Liedienov, Aleksandr Gudimenko, Valeriy Burchovetskii, Yuriy Didenko, Vasyl Prokopenko, Vasyl Kladko and Georgiy Levchenko // Materials Science & Engineering: Proc. of 5th World Congress (June 13 – 15, 2016, Alicante, Spain). – Alicante, 2016. – Vol. 5, Issue 3 (Suppl). – P. 103. (<http://dx.doi.org/10.4172/2169-0022.C1.038>). Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
56. Pashchenko A. V. Influence superstoichiometric manganese on phase composition, magnetic and dielectric properties of the $\text{La}_{1-x}\text{Mn}_{1+x}\text{O}_3$ ceramics / A. V. Pashchenko, D. D. Tatarchuk, N. A. Liedienov, V. K. Prokopenko, V. K. Prilipko, Y. V. Didenko, V. V. Burchovetskii, A. I. Gudimenko, V. P. Kladko, V. Ya. Sycheva, V. A. Pashchenko, E. N. Khatsko, V. P. Dyakonov // E-MRS 2016. Fall Meeting. Warsaw University of Technology (September 19 – 22, 2016, Warsaw, Poland). – Section Z – Functional oxides – synthesis,

structure, properties and applications. p. 111. – P. 28. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

57. Пащенко А. В. Влияние сверхстехиометрического марганца на структурные, магнитные и диэлектрические свойства наноструктурированных прессовок $\text{La}_{1-x}\text{Mn}_{1+x}\text{O}_{3-\delta}$ / А. В. Пащенко, Д. Д. Татарчук, Н. А. Леденёв, В. К. Прокопенко, Ю. В. Диденко, В. В. Бурховецкий, А. И. Гудименко, Н. Н. Кулик, А. В. Боднарук, В. Я. Сычева // «Наноструктурные материалы–2016: Беларусь–Россия–Украина» (НАНО–2016) ГО «НПЦ НАН Беларуси по материаловедению»: материалы V Междунар. науч. конф. (22 – 25 ноября 2016 г., Минск, Беларусь). – Минск, 2016. – С. 311 – 313. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
58. Didenko Y. V. Paraelectricity and Paramagnetism in Thermostable Microwave Dielectrics /Y. V. Didenko, D. D. Tatarchuk, V. I. Molchanov, Y. M. Poplavko // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2017): Proc. of 37th Int. Sci. Conf. (April 18 – 20, 2017, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2017. – PP. 31 – 36. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень.
59. Liedienov N. High Hydrostatic Pressure Effect on Functional Properties of Nanopowder $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.3}\text{Mn}_{1.1}\text{O}_{3-\delta}$ Compacts with Various Dispersion / N. Liedienov, A. Pashchenko, V. Pashchenko, D. Tatarchuk, Yu. Prilipko, Y. Didenko, V. Turchenko, V. Prokopenko, A. Voznyak, I. Fesych // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2017): Proc. of 37th Int. Sci. Conf. (April 18 – 20, 2017, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2017. – PP. 71 – 74. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
60. Tatarchuk D. D. Thin Dielectric Resonators in Microwaves / D. D. Tatachuk, Y. V. Didenko, V. I. Molchanov, A. S. Franchuk, Y. M. Poplavko // IEEE

First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2017): Proc. of Int. Sci. Conf. (May 29 – June 2, 2017, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2017. – PP. 45 – 50. Особистий внесок дисертанта: розрахунок параметрів досліджуваних зразків, розробка макетів фільтрів, експериментальне дослідження макетів фільтрів участь у у інтерпретації отриманих результатів.

61. Liedienov N. A. Nanostructural clustering, structure defects and magnetic properties of the magnetoresistance $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.15}\text{Bi}_{0.15}\text{Mn}_{1.1-x}\text{Ni}_x\text{O}_{3-\delta}$ ceramics / N. A. Liedienov, A. V. Pashchenko, V. K. Prokopenko, V. V. Burchovetskii, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, I. V. Fesych, S. A. Nedil'ko // Nanotechnology and nanomaterials (NANO-2017): Proc. of V International research and practice conference (August 23 – 26, 2017, Chernivtsi, Ukraine). – Kiev : SME Burlaka, 2017. – P. 494. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
62. Pashchenko A. V. Influence of annealing temperature on defectiveness and functional properties of the $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_{3-\delta}$ multiferroics / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, V. K. Prokopenko, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. T. Kozakov, I. V. Fesych, S. A. Nedil'ko // Advanced Materials and Technologies: Proc. of 19-th International Conference-School (August 27 – 31, 2017, Palanga, Lithuania). – Kaunas, 2017. – P. 93. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
63. Pashchenko A. V. Dielectric properties of single-phase $\text{Bi}_{1-x}\text{La}_x\text{FeO}_{3-\delta}$ multiferroics with perovskite structure / A. V. Pashchenko, N. A. Liedienov, V. K. Prokopenko, V. A. Turchenko, A. V. Voznyak, I. I. Makoed, V. P. Kladko, A. I. Gudimenko, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. T. Kozakov, I. V. Fesych // European Materials Research Society. 2017 Fall Meeting (September 18 – 21, 2017, Warsaw, Poland). – N.4.26. Особистий внесок

дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.

64. Liedienov N. A. Magnetotransport and Dielectric Properties of Bi-Containing $\text{La}_{0.6}\text{Sr}_{0.15}\text{Bi}_{0.15}\text{Mn}_{1.1-x}\text{B}_x\text{O}_{3-\delta}$ Rare-Earth Manganites with $\text{B} = \text{Cr, Fe, Co, Ni}$ / N. A. Liedienov, A. V. Pashchenko, I. V. Fesych, D. D. Tatarchuk, V. P. Kladko // IEEE International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF-2017) (October 17 – 20, 2017, Lviv, Ukraine). Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
65. Liedienov N. Influence of Superstoichiometric Manganese on the Charge and Spin Polarization of Electron Subsystem of Magnetoresistance Ceramics / N. Liedienov, A. Pashchenko, V. Prokopenko, V. Sycheva, A. Voznyak, D. Tatarchuk, Y. Didenko, I. Fesych, and A. Pilipenko // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2018): Proc. of 38th Int. Sci. Conf. (April 24 – 26, 2018, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2018. – PP. 121 – 125. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
66. Mazur K.S. Filters based on segments of microstrip lines / K.S. Mazur, D.D. Tatarchuk, Y.V. Didenko, and A.O. Serheieva // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2018): Proc. of 38th Int. Sci. Conf. (April 24 – 26, 2018, Kyiv, Ukraine). – Kyiv. Особистий внесок дисертанта: розробка досліджуваного макету фільтру і методики досліджень, а також участь у проведенні експериментальних досліджень.
67. Tatarchuk D.D.. Microstrip Composite Structures with Electromechanical Control / D.D. Tatarchuk, T.L. Volkhova, V.O. Lapa, A.V. Samoilov, O.H. Dramaretskyi and O.M. Zhrebets // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2019): Proc. of 39th Int. Sci. Conf. (April 16 – 18, 2019, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2019. – PP. 17 – 20. ISBN Information:INSPEC Accession Number: 18882352, DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783478. Особистий внесок дисертанта: розробка досліджуваних макетів і методики

досліджень, а також участь у проведенні експериментальних досліджень.

68. Tatarchuk D. D. Sillenites as Dielectric Materials with Low Microwave Absorption / D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, Y. M. Poplavko, O. A. Nemyrovych // Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2019): Proc. of 39th Int. Sci. Conf. (April 16 – 18, 2019, Kyiv, Ukraine). – Kyiv, 2019. – PP. 64 – 67. DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783673, <https://ieeexplore.ieee.org/document/8783673>. Особистий внесок дисертанта: участь у плануванні та проведенні експериментальних досліджень.
69. Liedienov N. A. Influence of compacting pressure on functional properties of bismuth ferrite multiferroics / N. A. Liedienov, A. V. Pashchenko, Ziyu Wei, Yuan Mengyun, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, A. I. Gudimenko // Conference of Young Scientists and Post-graduate Students (IEP-2019) (May 21 – 24, 2019, Uzhhorod, Ukraine). <https://ieeexplore.ieee.org/document/602773>. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.
70. Liedienov N. A. Non-stoichiometric defects, dielectric and magnetic properties of $\text{Bi}_{0.9}\text{La}_{0.1}\text{FeO}_{3-\delta}$ multiferroics / N. A. Liedienov, Yuan Mengyun, Ziyu Wei, D. D. Tatarchuk, Y. V. Didenko, I. I. Makoed, A. I. Gudimenko, A. V. Pashchenko // Proc. of School-conference of young scientists “Modern material science: physics, chemistry, technology (MMSPCT-2019)” (May 27 – 31, 2019, Uzhgorod, Vodogray, Ukraine). –Uzhhorod, 2019. – PP. 86–87. Особистий внесок дисертанта: розробка методики досліджень та участь у проведенні експериментальних досліджень.