

Власник документу:
Бевза Олег Миколайович

ID перевірки:
1004063767

Дата перевірки:
16.06.2020 03:16:24 EEST

Тип перевірки:
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:
16.06.2020 03:20:46 EEST

ID користувача:
90740

Назва документу: 2020-bachelor-EDD_Tsybulskyy_Peretvoryuvach_fch

ID файлу: 1004076726 Кількість сторінок: 31 Кількість слів: 11688 Кількість символів: 84467 Розмір файлу: 97.32 KB

5.42% Схожість

Найбільша схожість: 1.49% з джерело https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/28948/1/Kalachnykov_bakalavr.pdf

4.86% Схожість з Інтернет джерелами 15 Page 33

1.69% Текстові збіги по Бібліотеці акаунту 47 Page 33

0.11% Цитат

Цитати 2 Page 34

Вилучення переліку посилань вимкнено

0% Вилучень

Вилучений текст відсутній

Підміна символів

Заміна символів 102

Олексію Цибульському

Моделювання схем заміщення тонко плівкового п'єзоелектричного перетворювача

АНОТАЦІЯ

По ходу роботи було розглянуто науково – технічну літературу в областях п'єзоматеріалів, п'єзокераміки та п'єзоелементів а також моделювання їх еквівалентних електричних схем.

В якості зразків що досліджувалися були використані плівки групи A_2B_6 до яких відносяться CdS, CdTe, CdSe, ZnS, ZnSe, ZnO з наявним п'єзо ефектом, а саме, CdS-Cu₂S та CdS-ZnS-Cu₂S. В цьому дипломному проекті об'єктом дослідження є діодні структури на їх основі. В результаті дослідження напівпровідникових плівкових гетеро структур були побудовані амплітудно-частотні характеристики, та залежності ємності, індуктивності та опору від частоти прикладеної напруги.

Вимірювання амплітудно-частотних характеристик було виконано за допомогою векторного аналізатору «Обзор - 103». Особлива увага надається теоретичним основам роботи приладу, а саме методу резонансу-антирезонансу. Викладена методика дослідження з використанням векторного аналізатору «Обзор - 103» та принципи його роботи. На основі визначення значень частот резонансу та антирезонансу зроблено розрахунки добротності досліджених гетеро структур та величини ємностей. Найбільші значення добротностей (~62) отримано для гетеро структури CdS-ZnS-Cu₂S.

Вимірювання залежностей ємності, індуктивності та опору проводилося за допомогою вимірювача імітансу «E7-20». Наведені теоретичні основи роботи приладу, розглянута його структурна схема та основні параметри. На основі виміряних величин були побудовані графіки залежностей.

Велика увага надана моделюванням схем заміщення основних компонентів схем, з подальшим розглядом теоретичних основ моделювання напівпровідникових діодних структур. Наведені відповідні приклади повних та спрощених еквівалентних схем з теоретичним обґрунтуванням.

Порівняння виміряних та розрахованих значень показало істотну різницю в поведінці зразків на основі CdS та ZnS у порівнянні з даними ємності та добротності для п'єзокерамічних елементів, представлених в ОСТ II 0444-78. Досліджені нами структури показали значно менші значення добротності та ємності. Значно менші значення добротності пояснюються тим, що в роботі було досліджено тонко плівкові структури, а не об'ємні п'єзо керамічні елементи, але вони все одно демонструють досить високий результат (~62). Таким чином проведені дослідження для оцінки п'єзоелектричних властивостей гетероструктур з напівпровідниковими плівками CdS-Cu₂S та CdS-ZnS-Cu₂S демонструють наявність п'єзо властивостей цих структур та перспективу їх подальшого розвитку для створення нових функціональних приладів на їх основі.

ANNOTATION

In consequence of the work we reviewed scientific and technical literature the special attention is paid to piezo materials, piezo elements, piezoceramics and modeling of equivalent electric circuits.

as test samples we used materials of A2B6 group which include CdS, CdTe, CdSe, ZnS, ZnSe, ZnO in which the piezo-effect manifests itself. We used CdS-Cu₂S and CdS-Zn. The object of the researches is diode structures based of those materials. As a result, were obtained amplitude-frequency characteristics and the dependences of capacitance, inductance and resistance on the frequency.

Measurement of amplitude-frequency characteristics was performed using a vector analyzer "Review - 103". Particular attention is paid to the theoretical foundations of the device, namely the method of resonance-antiresonance. The research technique with the use of the vector analyzer "Review - 103" and the principles of its work are stated. On the basis of the determined values of resonance and antiresonance frequencies, the calculations of the quality factor of the studied heterostructures and the values of capacitances are made. The largest values of Q-factors (~62) were obtained for the heterostructure CdS-ZnS-Cu₂S.

The measurement of the dependences of capacitance, inductance and resistance was performed using an imitation meter "E7-20". The theoretical bases of operation of the device are given, its structural scheme and the basic parameters are considered. Dependence graphs were constructed on the basis of the measured values.

Much attention is paid to the modeling of substitution circuits of the main components of the circuits, followed by consideration of the theoretical foundations of modeling semiconductor diode structures. Relevant examples of complete and simplified equivalent schemes with the corresponding theoretical substantiation are given.

Comparison of measured and calculated values showed a significant difference in the behavior of samples based on CdS and ZnS compared with the data of capacity and quality factor for piezoceramic elements, presented in OST II 0444-78. The structures we studied showed significantly lower values of quality factor and capacity. Significantly lower values of quality factor are explained by the fact that thin film structures were studied in the work, and not three-dimensional piezo-ceramic elements, but they still show a rather large result (~62). Thus, studies to evaluate the piezoelectric properties of heterostructures with CdS-Cu₂S and CdS-ZnS-Cu₂S semiconductor films demonstrate the piezo properties of these structures and the prospects for their further development to create new functional devices based on them.

ВСТУП

Науково-технічний прогрес тісно пов'язаний з дослідженням, розробкою та освоєнням нових більш сучасних матеріалів. Це один з найважливіших напрямків, що визначає розвиток усіх галузей промисловості, в першу чергу машинобудування, приладобудування, радіотехніки, електроніки, сенсорної техніки.

Зміни укладів життя людства пов'язані з відкриттям і освоєнням виробництва нових матеріалів. Матеріали - це шаблі нашої цивілізації, а нові

матеріали - це трамплін для стрибка в майбутнє, який змінює вигляд нашого буття.

Переважаюча більшість існуючих п'єзоперетворювачів в своїй основі використовує об'ємні матеріали з наявними в них п'єзовластивостями. Такий вибір обумовлений порівняно дешевизною та простотою виготовлення таких матеріалів. Один з найбільш яскравих прикладів це дешева п'єзокераміка яку виготовляють методом спікання. Але прогрес не стоїть на місці, і вже сьогодні найбільш передові галузі промисловості, потребують нових науково-технічних розробок для вирішення задач мініатюризації. Одним з таких напрямків є створення п'єзо перетворювачів які б ґрунтувалися на плівкових матеріалах з наявним в них п'єзоелектричним ефектом.

В цій роботі ставилась задача дослідити властивості та характеристики тонких плівок типу A_2B_6 , а саме $CdS-Cu_2S$ та $CdS-ZnS-Cu_2S$ з подальшою побудовою моделі схеми заміщення.

Основне завдання полягало у дослідженні їх характеристик, а саме вимірювання комплексних коефіцієнтів відбиття зразків та фіксування резонансних смуг з подальшим визначенням добротності, та дослідження залежності емності, індуктивності та опору зразків в залежності від прикладеної частоти змінного струму. Сам цьому була посвячена експериментальна частина дипломного проекту.

В теоретичних викладках були продемонстровані принципи та методи на яких ґрунтується робота вимірювальних приладів, а саме, метод резонансу-антирезонансу, принцип роботи якого був продемонстрований за допомогою векторного аналізатору «Обзор -103» та метод вольтметра-амперметра, що використовується вимірювачем імітансу «E7-20». В розрахунковій частині був проведений аналіз схем заміщення діодних структур та наведений приклад для досліджуваних зразків.

1. ОГЛЯД НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ ЗА ТЕМОЮ ПРОЕКТУ

1.1 Огляд історії розвитку п'єзоелектрики

Історія розвитку п'єзоелектрики налічує більше 120 років. В 1880 р. П'єр і Жак Кюрі виявили, що під впливом сили на поверхні деяких матеріалів з'являються електричні заряди. Цей ефект надалі був названий прямим п'єзоелектом. Електрика, викликана механічним тиском, п'єзоелектрикою, а матеріали, в яких відбувається цей тиск, - п'єзоелектричними (кварц, турмалін, сегнетова сіль та інші.).

Г. Ліпман в 1881 році передбачив, що електрична напруга, прикладена до п'єзоелектричного матеріалу, повинна викликати в ньому механічну напругу та пружні деформації, що було доведено експериментально П. и Ж. Кюрі. Це явище було названо зворотнім п'єзоелектом.

Практичне застосування п'єзоелекту почалося з 1917 року, коли французький математик і фізик Поль Ланжевен запропонував використовувати ультразвуковий ехолокаційний прилад для виявлення підводних об'єктів. У цьому приладі в якості випромінювача та приймача

ультразвукових сигналів використовувались кварцові пластини, вмонтовані між стальними накладками, що знижують резонансну частоту перетворювача.

Незабаром після винаходу Ланжевена з'явилися перші розробки п'єзоелектричних мікрофонів, телефонів, звукознімачів, приладів для звукозапису, приладів вимірювання вібрацій, сил та прискорень та ін.

Наступним важливим кроком в історії застосування п'єзоелектрики було використання п'єзоелектричних пластинок і стержнів в якості елементів, що стабілізують частоту електронних високочастотних генераторів. Це застосування базується на сильній залежності електричного імпедансу п'єзоелемента, далі ПЕ, від частоти поблизу механічного резонансу, на що першими звернули увагу У. Кеді в 1922 році [1].

В 1925 році п'єзоелектрична пластинка була вперше застосована для вимірювання акустичних властивостей речовини: Г. Пірс використовував її в акустичному інтерферометрі для вимірювання швидкості ультразвуку в газах [2].

Важливим етапом застосування п'єзоелектрики для практичних цілей було відкриття можливості знаходження внутрішніх дефектів у твердих тілах за допомогою ультразвукових хвиль. Пріоритет в цій області був завітчизняною наукою: в 1928 році С.Я. Соколов отримав авторське свідоцтво СРСР на винахід першого ультразвукового дефектоскопа.

Наступним кроком у використанні п'єзоелектричних перетворювачів в ультраакустичних дослідах речовини був розвиток методів вимірювання швидкості та поглинання ультразвуку, що базуються на ефекті дифракції світла на ультразвукових хвилях. Цей ефект відкрили в 1932 році Р. Дебай і Ф. Сірс [3] і незалежно від них Р. Люка та П. Бікар. Роботи, в яких цей метод використовувався для вимірювання швидкості та поглинання ультразвуку в рідинах і твердих тілах, почали з'являтися починаючи з 1936 року.

В 1944 році в фізичному інституті ім. Лебедева АН СРСР Б.М. Вул і І.П. Гольдман вперше у світі методом синтезу отримали п'єзокерамічний титанат барію ($BaTiO_3$) [4, 5]. На основі титанату барію, попередньо поляризованому у сильному електричному полі, незабаром були розроблені перші п'єзокерамічні електроакустичні перетворювачі [6, 7], які одразу залучили до себе увагу сильно вираженими п'єзоелектричними властивостями, і простою технологією виготовлення перетворювачів різних конфігурацій і порівняно дешевою вихідних матеріалів.

В після воєнні роки область застосування п'єзоелектричних перетворювачів розширялась швидкими темпами. З'явився цілий ряд нових областей науки, таких як ультразвукові лінії затримки, ультразвукова медична терапія і діагностика, рівнеміри, прибори для неперервного промислового контролю фізико-хімічних властивостей речовини та інші прилади, в яких широке застосування знайшли п'єзоелектричні перетворювачі з повздовжніми коливаннями по товщині. Разом з тим актуальною стала розробка більш ефективних електроакустичних перетворювачів. Тому в багатьох країнах велику увагу приділяли розробці нових п'єзоелектричних матеріалів.

1.2 Властивості та характеристики п'єзоматеріалів

Фізичну природу п'єзоєфекту краще за все розглядати на прикладі найбільш відомого п'єзоелектричного кристалу – кварцу [8, 9]. На рис. 1.1, а показана форма елементарної комірки кристалічної структури кварцу. Комірка в цілому електрично нейтральна, однак в ній можна виділити три напрями, що проходять через центр і з'єднують два різнополярні іони. Ці полярні напрями називають електричними осями або осями X , по них направлені вектори поляризації P_1 , P_2 та P_3 .

Якщо до кристалу кварцу уздовж осі прикладена сила F_x , рівномірно розподілена по грані, перпендикулярної до осі X , то в результаті деформації елементарної комірки її електрична нейтральність порушується. При цьому, як показано на рис. 1.1, б, в деформованому стані комірки сума проекцій векторів P_2 та P_3 на ось X стає меншою (при стисненні) або більше (при розтягуванні) вектору P_1 . В результаті з'являється рівнодіюча вектору поляризації, їй відповідають поляризаційні заряди на гранях, знаки яких для стиснення показані на рис. 1.1, б. Можна бачити, що деформація комірки не впливає на електричний стан уздовж осі Y . Сума проекцій векторів дорівнює нулю так як $P_{2Y} = P_{3Y}$.

Виникнення поляризаційних зарядів на гранях, перпендикулярних осі X , при дії сили по осі X називають повздовжнім п'єзоєфектом.

При механічних напругах, прикладених уздовж однієї з осей Y (їх називають механічними осями), геометрична сума проекцій векторів P_2 і P_3 на ось Y дорівнює нулю, і на гранях п'єзоелемента, перпендикулярних осі Y , заряди не виникають. Однак сума проекцій векторів P_2 і P_3 на ось X виявляється не рівною вектору P_1 . Так, при стисненні п'єзоелемента, як показано на рис. 1.1, б, вказана сума перевищує P_1 , в результаті на нижній грані з'являється позитивні заряди, а на верхній – негативні.

Рис. 1.1. Форма елементарної комірки кристалічної структури кварцу

Цей ефект утворення зарядів на гранях, перпендикулярних навантаженим граням, називається поперечним. При рівномірному навантаженню з всіх сторін (наприклад, гідростатичне стискання) кристал кварцу залишається електро нейтральним. При навантаженні по осі Z , перпендикулярній осям X та Y , яку називають оптичною віссю кристалу, кристал кварцу також залишається нейтральним. При механічній нарузі здвигу, що деформує комірку так, як показано на рис. 1.1, г, геометрична сума проекцій векторів P_2 та P_3 на ось X дорівнює вектору P_1 , направленому по осі X , на гранях, перпендикулярних осі X , заряд не виникає. Однак, проекції векторів P_2 та P_3 на ось Y не рівні, і на гранях, перпендикулярних осі Y , виникають заряди.

Розгляд фізичної природи п'єзоєфекту показує, що при напруженому стані кварцу заряди можуть виникати між трьома парами граней. Таким чином, поляризаційний заряд в кварці є вектором і описується трьома компонентами. Напружений стан характеризується тензором другого рангу с 9 компонентами.

П'єзоелектричний модуль, визначаючий залежність заряду від напруженого стану, є тензором третього рангу і визначається 27 компонентами.

Однак тензор механічної напруги містить тільки 6 незалежних компонент, які позначаються: $\sigma_{11}=\sigma_1$, $\sigma_{22}=\sigma_2$, $\sigma_{33}=\sigma_3$, $\sigma_{23}=\sigma_4$, $\sigma_{13}=\sigma_5$, $\sigma_{12}=\sigma_6$. Згідно з [8, 9], це дозволяє перейти до спрощеної форми запису п'єзомодулю, представивши його у виді матриці що має в 18 компонентів:

За допомогою матриці п'єзомодулів можна розрахувати щільність заряду на всіх трьох гранях при дії будь-якої напруги.

Основними перевагами кварцу є висока твердість, нерозчинність у воді, стійкість до дії ряду кислот, мале теплове розширення, надзвичайно висока механічна добротність (10^5 - 10^6) і стабільність параметрів (10^{-3} - $10^{-5}\%$).

Однак коефіцієнт електромеханічного зв'язку кварцу приблизно на порядок, а п'єзомодуля – на два порядки менше, чим відповідні параметри у п'єзокераміки. Крім того, недоліками кварцу є мала діелектрична проникність і власна ємність кварцових пластинок, в результаті чого шунтуюча ємність кабеля та вихідних ланцюгів вимірювальних приладів значно зменшує чутливість перетворювачів.

Найбільш перспективними п'єзоелектричним матеріалом до недавнього часу була п'єзокераміка. Можливість використання п'єзокераміки в приладобудуванні та автоматичі з'явилась лише на початку 60-х років, коли був освоєний промисловий синтез п'єзокерамічних матеріалів, що володіють у порівнянні з такими ж природними п'єзоматеріалами, як кварц, сегнетова сіль, турмалін та ін., високою чутливістю, механічною міцністю, збільшеною температурною стабільністю. З цього часу в літературі з'являється велике число публікацій по застосуванню п'єзокерамічних елементів, а також їх впровадження у промисловість [10].

П'єзокераміка має багато переваг. Наприклад технологія виробництва п'єзокераміки проста, а значить, можливо значно знизити вартість перетворювачів на її основі. Висока радіаційна стійкість п'єзоматеріалів ставить поза конкуренцією ті прилади на її основі, які розраховані на роботу в умовах збільшеної радіації.

П'єзоелементи виключно стійкі до дії різних агресивних середовищ. З відомих в на сьогоднішній час хімічних з'єднань тільки плавикова кислота може вчинити руйнівну дію. Це дозволяє використовувати п'єзоелементи у багатьох складних хімічних виробництвах.

Недоліком п'єзокераміки, у порівнянні з кварцом, є низьке значення точки Кюрі T_k (для кварцу це значення складає $T_k = 570$ °С, для п'єзокераміки на основі титанату барію в межах 100-200 °С). Однак вже зараз розроблені високотемпературні п'єзокерамічні матеріали, які мають значення точки Кюрі в межах кварцу. Так, елементи, виготовлені з деяких марок п'єзокераміки ЦТС, ПКР, не втрачають своєї працездатності при температурах до 300-400 °С (наприклад, ЦТС-21 $T_k = 400$ °С), а на основі кобальту можуть витримувати температуру, що дорівнює 700 °С та більше.

Широкий діапазон температур дозволяє використовувати п'єзоперетворювачі від +300 до -270 °С. Більш того, спеціальні перетворювачі можуть використовуватись, наприклад, для вимірювання тиску у циліндрах двигунів внутрішнього згорання, де температура коливається від нормальної до +1600 °С, а радіаційна температура може досягати +3000 °С.

П'єзоперетворювачі мають високу роздільну властивість та можуть вимірювати тиск до 10000 бар.

Таким чином, застосування п'єзоелементів загалом відкриває широкі перспективи в різних областях науки та техніки. ПЕ – елементи функціонування електроніки – використовуються в радіоелектроніці, приладах автоматики, обчислювальної та вимірювальної техніки. Розвиток цього науково-технічного напрямку призвело до створення високоефективних п'єзоелектронних джерел високих (до 100 кВ) і низьких напруг, п'єзоприводних приладів широкого призначення з поступальними, обертальними та складними видами рухів, п'єзокерамічних матриць та запам'ятовуючих приладів. П'єзоелементи широко використовують в якості економічних перетворювачів сигналів.

1.3 Загальна характеристика п'єзоелементів і п'єзоматеріалів

Сучасні ПЕ виготовляють з п'єзоматеріалу - полікристалічних сегнетоелектриків, що мають після впливу на них зовнішнього постійного електричного поля (поляризації) виражені та стійкі п'єзовластивості. Зазвичай ПЕ представляють собою тіла простої геометричної форми. Кожен з них має струмопровідні електроди, нанесені на певні поверхні, що дозволяють подавати напругу від генератора, або знімати з нього електричні заряди. Приклади геометрії часто зустрічаються ПЕ наведені в таблиці 1.1 [11].

Особливість ПЕ полягає в тому, що вони мають дві сторони - електричну і механічну.

З електричного боку ПЕ можна розглядати як конденсатор, між обкладинками якого поміщений діелектрик, що має п'єзоактивні властивості. Як звичайний конденсатор він характеризується електростатичною ємністю C_0 та активним опором діелектричних втрат п'єзоматеріалу R_p . Відповідно до [11], можливі дві схеми заміщення ПЕ. Для першої схеми C_0 та R_p увімкнені паралельно, а для другої схеми - послідовно.

Для першого випадку:

Для другого випадку:

де $tg\delta$ - тангенс кута діелектричних втрат п'єзоматеріалу,

ω - кутова частота, пов'язана з лінійною частотою f відомим співвідношенням $\omega = 2\pi f$.

Оскільки значення $tg\delta$ складає дуже малу величину, при описанні ПЕ опором діелектричних втрат часто нехтують.

Таблиця 1.1. Геометрія ПЕ що часто зустрічаються

З механічного боку ПЕ є коливальною системою (резонатором). Тобто, при подачі на обкладинки конденсатору змінного електричного поля, діелектрик починає здійснювати механічні коливання з частотою, що дорівнює частоті

зовнішнього електричного впливу. Характер механічних коливань залежить від форми і розмірів ПЕ. Як резонатор ПЕ має певний набір резонансних частот, які відповідають певним модам коливань. Наприклад, для ПЕ у формі стержня можливі резонансні коливання по довжині, ширині і висоті стержня, для ПЕ у формі циліндра має місце радіальний резонанс, резонанс по товщині і висоті циліндра.

Залежно від того, який з розмірів - відповідає основній (робочій) моді коливань, тобто найбільшій, середній або найменшій, розрізняють низькочастотні, середньо - або високочастотні резонанси ПЕ. Низькочастотні резонанси відокремлені, в той час як середньо - і високочастотні моди часто мають поблизу основного також і додаткові («паразитні») резонанси. Наприклад, для ПЕ у формі диска можливі два види резонансів. Перший - низькочастотний - відповідає радіальним коливанням, коли радіус диска є резонансним розміром, а товщина диска мала у порівнянні з довжиною хвилі. Цей резонанс відокремлений і яскраво виражений. Другий - високочастотний - відповідає товщинним коливанням, коли товщина диска є резонансним розміром, а радіус багато більше довжини хвилі. Поблизу цього резонансу, як правило, є додаткові резонанси - гармоніки низькочастотного резонансу.

В області частот механічного резонансу ПЕ наближено можна описати за допомогою механічного осцилятора - коливальної системи, що складається з еквівалентної маси m_3 , гнучкості C_3 і опору механічних втрат $r_{мп}$.

Основними параметрами ПЕ як механічної коливальної системи є частота механічного резонансу f_0 та механічна добротність Q_m , [11]:

При вимірюванні параметрів ПЕ широко використовується той факт, що з електричного боку він моделюється чисто еквівалентною електричною схемою, що підкоряється системі диференціальних рівнянь такого ж виду, як і рівняння, що описують поведінку п'єзоелектриків. Застосування таких загальноприйнятих аналогій, як сила – напруга, а швидкість - струм дозволяє визначити властивості механічної системи за допомогою відносно простих методів аналізу електричних ланцюгів.

Використання електромеханічних аналогій і поняття електромеханічного трансформатора [12], дозволяє замінити розгляд реального ПЕ з електричного боку розглядом його еквівалентної електромеханічної схеми з зосередженими параметрами, яка в області частот відокремленого резонансу без урахування діелектричних втрат має вигляд, показаний на рис. 1.2.

Рис. 1.2. Еквівалентна електромеханічна схема ПЕ з зосередженими параметрами

Як і раніше C_3 , m_3 , $r_{мп}$ - еквівалентні гнучкість, маса і опір механічних втрат коливальної системи ПЕ, а n_e коефіцієнт електромеханічної трансформації, що залежить від п'єзоелектричних і пружних властивостей матеріалу ПЕ та його форми.

За визначенням [12], n_e дорівнює відношенню зовнішньої статичної сили до згенерованої внутрішньої електричної напруги для ПЕ, затиснутого в напрямку коливань.

Згідно з рис. 1.2, можна сказати, що коливання в механічній системі ПЕ виникають за рахунок електричної енергії, що отримує коливальна система внаслідок п'єзо ефекту від електричного генератора через електромеханічний трансформатор з коефіцієнтом трансформації n_e .

Щоб врахувати вплив механічної частини ПЕ на електричну сторону, необхідно перевести опір з механічного боку на електричний, використовуючи відомі з електротехніки формули перерахунку опорів з однієї обмотки трансформатора в іншу. Наведена до електричного боку еквівалентна схема ПЕ показана на рис. 1.3, де C , L та R відповідно динамічні ємність, індуктивність та активний опір.

Рис. 1.3. Еквівалентна електрична схема ПЕ

Динамічні ємність, індуктивність та активний опір вираховуються за наступними формулами [11]:

Як впливає з еквівалентної електричної схеми, провідність (адмітанс) ПЕ $Y(\omega)$ завжди має дві складові ωC_0 та $1/Z_d$, де:

де Z_d - це опір (імпеданс) динамічної гілки. Беручи до уваги що опір ПЕ:

можна записати наступний вираз для $Y(\omega)$ та $Z(\omega)$:

Видно, що провідність (опір) ПЕ є величиною комплексною і залежить не тільки від чисто електричного опору, але і від параметрів елементів динамічної (механічної) гілки.

Основна особливість еквівалентної електричної схеми ПЕ, показаної на рис. 1.3, - наявність двох коливальних контурів: послідовного RLC контуру і паралельного $RLCC_0$ контуру. Це призводить до того, що ця схема має два резонанси: механічний резонанс (послідовний коливальний контур) і електромеханічний (паралельний коливальний контур). Оскільки провідність послідовного коливального контуру на частоті механічного резонансу максимальна, а провідність паралельного коливального контуру на частоті його резонансу, навпаки, мінімальна, то електромеханічний резонанс називають антирезонансом і відповідну резонансну частоту - частотою антирезонансу.

Умова резонансу в електричному ланцюзі, як відомо, записується у вигляді рівності реактивних складових окремих гілок. Для еквівалентної електричної схеми ПЕ:

Звідки випливає, що [11]:

Якщо знехтувати активними втратами ($R=0$), то частота механічного резонансу ω_p і частота антирезонансу ω_a будуть визначатися співвідношеннями:

Ємність ПЕ на низьких частотах C^T буде визначатися формулою:

Якщо врахувати всі можливі механічні резонанси ПЕ його еквівалентна електрична схема буде багатоконтурною (рис. 1.4). В області кожного з резонансів є свій набір параметрів елементів динамічного гілки.

На частотах що набагато нижче резонансної, ємність ПЕ буде визначатися формулою:

де n - число контурів (динамічних гілок).

Рис. 1.4. Багатоконтурна еквівалентна електрична схема ПЕ

Ми будемо розглядати ПЕ, що має один яскраво виражений резонанс, тобто одна мода коливань буде відокремленою і буде суттєво переважає. При цьому в області цього робочого резонансу ПЕ описується одно контурною еквівалентною електричною схемою, наведеною на рис. 1.3, а його ємність на низькій частоті буде визначається за формулою (1.3).

1.4 Параметри п'єзоелементів

ПЕ характеризується трьома основними видами параметрів:

- електричні параметри (ємність на низькій частоті),
- механічні параметри (частота механічного резонансу і механічна добротність),

• параметри, що зв'язують електричну і механічну сторони ПЕ і характеризують процес перетворення електричної енергії в механічну (і навпаки, механічної в електричну).

До останнього виду параметрів, крім коефіцієнта електромеханічного трансформації ρ_e , відноситься також ефективний коефіцієнт електромеханічного зв'язку k_e , що є узагальненою характеристикою ПЕ для довільної моди коливань як резонатора. Величина k_e^2 характеризує відношення механічної енергії, запасеної на певній моді коливань, до всієї енергії,

отриманої від електричного джерела [11]. Для оцінки ефективності ПЕ використовують також такий параметр, як фактор якості M , що є відношенням активної складової провідності на частоті механічного резонансу до реактивної складової. Справедливі наступні співвідношення [12]:

де – ємнісне відношення, механічна добротність.

1.5 Параметри п'єзоматеріалів

Залежно від орієнтації електричного поля в діелектрику і коливального зміщення, викликаного п'єзо ефектом, виділяють, найчастіше, поперечні і поздовжні моди коливань ПЕ. В обох випадках площини електродів перпендикулярні напрямку електричного поля. Для того, щоб розрізнити моди коливань вимірюваними параметрами дають певні пари індексів (i та j). Пари однакових індексів відповідають поздовжнім модам коливань, які відповідають поздовжньому п'єзо ефекту, тим що не збігаються - поперечним модам (поперечний п'єзо ефект). При оцінці властивостей п'єзоматеріалу вимірювання найчастіше проводять в слабкому електричному полі. При цьому визначають наступні параметри [13, 14, 15]:

З електричної боку - це тангенс кута діелектричних втрат $tg\delta$ та діелектрична ϵ_{ij}^T або відносна $\epsilon_{ij}^T/\epsilon_0$ діелектрична проникність, де ϵ_0 - діелектрична постійна.

З механічної боку - щільність п'єзоматеріалу ρ , швидкість звуку в ньому V^E , компоненти пружної піддатливості S_{ij}^E .

Процес перетворення електричної енергії в механічну і навпаки, механічної в електричну, характеризується п'єзомодулем d_{ij} , що зв'язує силу, діючу на ПЕ з величиною заряду, що виникає на його електродах

(обкладинках), а також коефіцієнтами електромеханічного зв'язку п'єзо матеріалу k_{ij} .

Параметри ПЕ вимірюють в двох випадках: коли необхідно визначити власне параметри елемента, і коли визначаються параметри п'єзоматеріалу, з якого він виготовлений.

У першому випадку вимірювання проводяться на ПЕ, безпосередньо призначених для виготовлення п'єзоперетворювачів. Мета вимірювань - визначення реальних параметрів і контроль ідентичності ПЕ в партіях однотипних елементів.

У другому випадку вимірювання параметрів п'єзоматеріалу проводять на зразках певної геометрії і типорозмірів, у яких мають місце низькочастотні моди коливань ПЕ. Такий режим реалізується, наприклад, в рамках наступних фізичних моделей:

- тонкий стержень або стовпчик, що здійснює коливання по довжині (довжина - резонансний розмір, а поперечні розміри малі в порівнянні з довжиною хвилі),
- тонкий диск, що здійснює радіальні коливання (радіус диска - резонансний розмір, а його товщина мала в порівнянні з довжиною хвилі), а також ряд інших зразків, що регламентуються стандартом [14].

Висновки:

В ході огляду науково-технічної літератури за темою дипломного проекту було розглянуто історію розвитку п'єзоелектрики, оцінено найбільш значні вклади західних та вітчизняних науковців. Далі було розглянуто основні властивості та характеристики п'єзоматеріалів, а саме ознайомилися з фізичною природою п'єзоефекту, розглянули перспективні п'єзоелектричні матеріали, їх переваги та недоліки, визначили основні сфери використання ПЕ. В наступному підпункті розділу була дана загальна характеристика ПЕ та п'єзоматеріалів, пояснена суть механічного та електричного боку ПЕ, розглянуто ПЕ з точки зору його еквівалентної електричної схеми. Після цього були розглянуті параметри ПЕ та п'єзоматеріалів.

2. ДОСЛІДЖЕННЯ П'ЄЗОВЛАСТИВОСТЕЙ ЗРАЗКІВ МЕТОДОМ РЕЗОНАНСУ-АНТИРЕЗОНАНСУ ЗА ДОПОМОГОЮ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОМПЛЕКСУ «ОБЗОР – 103»

2.1 Теоретичні основи методу резонансу-антирезонансу

Визначення п'єзоелектричних та пружних коефіцієнтів проводять з даних, отриманих методом резонансу-антирезонансу [16]. В загальному випадку всі пружні тіла при механічних коливаннях проявляють багато резонансів, але найбільш ефективні ті, для яких розмір тіла кратний половині довжини стоячої пружної хвилі. В п'єзоелектричних твердих тілах стоячі пружні хвилі збуджують за допомогою п'єзоефекту і за допомогою цих хвиль досліджують електромеханічну взаємодію. Величини п'єзоелектричних властивостей матеріалу можуть бути отримані на основі резонансної поведінки зразків що виготовленні певним чином, при дії на них електричного поля що змінюється за синусоїдальним законом. Гарну поведінку п'єзоелектричного зразку поблизу його основного резонансу

можна описати за допомогою еквівалентної схеми зображеної на рис. 2.1, [16].

Рис. 2.1. Еквівалентні схеми п'єзоелектричного зразку що коливається на частоті, близькому до резонансу

Відомо що існує залежність між диференціальними рівняннями, що описують гармонічні демпфовані коливання механічної системи, що збуджуються синусоїдальною силою, та рівняннями, що описують коливальні процеси в плечах L_1 , C_1 , R_1 та C_0 контуру зображеного на рис. 2.1 а, збудження якого здійснюється синусоїдальною електрорушійною силою. Індуктивність L_1 є еквівалентом інертної маси механічної система, ємність C_1 – еквівалентом механічної жорсткості; резистор R_1 служить еквівалентом механічних втрат; C_0 – електрична ємність зразку. На рис. 2.1, б, імпеданс X_3 послідовно з'єднаного конденсатора, резистору та котушки індуктивності при цьому він визначається за формулою [16]:

Значення L_1 та C_1 такі, що при резонансній частоті f_p імпеданс $-1/2\pi f_p C_1$ та $2\pi f_p L_1$ протилежні за знаком і дорівнюють абсолютній величині, а повний імпеданс лівої гілки визначається тільки резистором R_1 – еквівалентом механічних втрат, які частіше за все дуже малі. Однак ліва механічна гілка з'єднана з електричною ємністю C_0 в правій гілці контуру. Частота f_p відповідає мініальному імпедансу, являється частотою стоячої хвилі при умові відсутності на зразок електричного поля ($E=0$). При частоті збуджуючої ЕРС, рівній f_p , реактивна складова послідовної еквівалентної схеми на рис. 2.1, б, дорівнює нулеві ($X_3=0$).

При частоті збуджуючої ЕРС більше f_p імпеданс гілки носить індуктивний характер, його значення збільшується і при частоті f_a стає рівним по величині імпедансу ємності C_0 . Повний імпеданс Z зразку прямує до максимуму, так як в двох гілках контуру протікають протилежні струми, а на зразку при паралельному резонансі присутнє поле (постійний заряд, $E \neq 0$). Частота f_a відповідає частоті стоячої хвилі електрично зажатого зразку та називається частотою антирезонансу. При частоті збуджуючої синусоїдальної ЕРС, рівній f_a , реактивна складова послідовної еквівалентної схеми на рис. 2.1, б, знову дорівнює нулю ($X_3=0$).

Частоти резонансу f_p електрично вільного зразку та антирезонансу f_a (резонансу електрично зажатого зразку) пов'язані з пружними піддатливостями співвідношеннями, [16]:

де l – розмір зразку, ρ – щільність, s^E та s^D – пружні коефіцієнти відповідно електрично вільного та зажатого зразків.

Коефіцієнт електромеханічного зв'язку k може бути визначений з значень пружних коефіцієнтів s^E та s^D за формулами, [16]:

Розглянемо більш детально частотну залежність параметрів еквівалентної схеми п'єзоелектричного зразку, що коливається на частоті, близькій до резонансної, що наведена на рис. 2.2. До особливостей частотної залежності можна віднести:

- Лінійну залежність реактивного опору X_1 лівого плеча еквівалентної схеми від частоти;

- Описана вище рівність $X_3=0$ реактивного опору кола нулеві при частотах резонансу f_p та антирезонансу f_a .
- Присутність частот f_m та f_n , що відповідають мінімуму Z_m та максимуму Z_n імпедансу Z всього кола;
- Реактивний опір механічного плеча X_l дорівнює нулеві на частоті послідовного резонансу f_s , коли $2\pi f_s L_1 = -1/2\pi f_s C_1$;
- Паралельний резонанс f_d виникає тоді, коли струми, що протікають через два плеча, знаходяться в протифазі, тобто при:

Рис. 2.2. Характерні частоти еквівалентної схеми, що показують різницю між

В більшості реальних експериментів відмінність в величинах значень частот групи f_m, f_s , та f_p (з мінімальним імпедансом) та частот групи f_a, f_d та f_n (з максимальним імпедансом) не перевищують похибку вимірювання. Більш низьку групу частот, що відповідають електрично вільному зразку називають частотою резонансу f_p , а більш високу, що відповідають резонансу електрично зажатого зразку, називають частотою антирезонансу f_a .

2.2 ВККП «Обзор-103»

Для вимірювання частот резонансу та антирезонансу стандартизовані амплітудний та фазовий методи. Амплітудний метод заснований на вимірюванні резонансної та антирезонансної частот зразку при мініальному Z_m та Z_n максимальному значеннях імпедансу Z всього кола.

Фазовий метод вимірювання резонансної та антирезонансної частоти заснований на порівнянні фази між вхідною та вихідною напругою. Для п'єзозразку різниця фаз буде дорівнювати нулеві на частотах резонансу та антирезонансу бо на них реактивна складова імпедансу X дорівнює нулеві.

В даному випадку амплітудний метод реалізований з використанням приладу для дослідження амплітудно-частотних характеристик «Обзор – 103» в режимі стоп міток, рис. 2.3.

Рис. 2.3. Вимірювальний комплекс комплексних коефіцієнтів передачі «Обзор – 103»

ВККП «Обзор - 103» - це векторний аналізатор ланцюгів, що вимірює параметри походження сигналу через зразок та фіксує характеристики відображеного сигналу від його портів. Вимірювач комплексних коефіцієнтів передачі (ВККП) або векторний аналізатор ланцюгів призначений для вимірювання S – параметрів приладів. Вимірювані параметри включають комплексний коефіцієнт відбиття S11 і комплексний коефіцієнт передачі S21. Кожен S-параметр містить амплітудно-частотну (АЧХ) і фазо-частотну (ФЧХ) характеристики тестового пристрою у відповідному напрямку.

Згідно з [17] ВККП «Обзор – 103» має наступні характеристики:

- Вимірювані параметри: комплексний коефіцієнт відбиття S11, комплексний коефіцієнт передачі S21;
- Діапазон частот від 0,3 до 1500 МГц;
- Динамічний діапазон більше 130 Дб;
- Мінімальний час виміру однієї частотної точки 200 мкс;
- Вимірювальні тракти: 50 Ом, 75 Ом.

«Обзор - 103» складається з вимірювального блоку, вимірювальної секції, персонального комп'ютера та встановленого на ньому програмного забезпечення і додаткових пристроїв, що забезпечують функціонування прибору. Зв'язок вимірювального блоку з персональним комп'ютером здійснюється через USB інтерфейс. Функціональна схема вимірювального комплексу комплексних коефіцієнтів передачі «Обзор – 103» показана на рисунку 2.4.

Розглянемо функціональну схему приладу [17]. Вимірювальний блок включає в себе, генератори випробувального і гетеродинного сигналу, а також три вимірювальних приймача що об'єднані схемою керування. Індикація і розрахунок результатів вимірювання виконуються на зовнішньому персональному комп'ютері.

Сигнальний генератор формує випробувальний сигнал. Вихідний сигнал цього генератора утворюється різницею биття двох керованих синтезаторів. Один з синтезаторів генерує сигнали в частотному діапазоні 1,7 - 3,2 ГГц і називається широкосмуговим. Другий синтезатор генерує сигнали близько 1,7 ГГц і називається вузькосмуговим. Сигнали цих синтезаторів перетворюються в змішувачі в сигнал з різницею частот, він і є випробувальним сигналом. Цей сигнал після фільтрації і посилення надходить на сигнальний вихід вимірювального блоку приладу "OUTPUT" і через спрямований відгалужувач на детектор системи автоматичного регулювання потужності АРМ.

Рис. 2.4. Функціональна схема ВККП «Обзор - 103»

Три вимірювальних приймача є, приймачами з подвійним перетворенням частоти та цифровою фільтрацією, вимірюванням амплітуди і фази сигналу на виході другого каналу. Два приймача з трьох («А» і «В») мають зовнішній перший змішувач і служать для вимірювання амплітуди і фази сигналу, що надходить від досліджуваного пристрою. Третій вимірювальний приймач не має зовнішнього входу, і використовується для вимірювання амплітуди і фази випробувального сигналу. Високочастотні роз'єми на корпусі зовнішніх вимірювальних секцій є входами ВККП «Обзор – 103» («А» і «В») для підключення досліджуваних пристроїв. Зовнішні вимірювальні секції приймачів «А» і «В», підключаються кабелями до роз'ємів передньої панелі з відповідними позначками.

Перший гетеродин приймача (генератор гетеродинний) виконаний аналогічно генератору сигнальному, має два однакових виходи гетеродинного сигналу зовнішніх вимірювальних секцій і вихід гетеродину внутрішнього вимірювального приймача.

Аналогова обробка сигналів ПЧ проводиться в приймачі ПЧ і полягає в фільтрації) сигналу першої ПЧ 10,7 МГц і перенесення його на другу ПЧ 35 кГц за допомогою змішувачів.

Цифрова фільтрація і вимір амплітуди і фази сигналів другої ПЧ здійснюється в блоці керування після АЦП цифровим сигнальним процесором DSP. Таким чином, формується смуга вимірювального фільтра. Процесор DSP виконує також функції управління модулями приладу.

2.2.1 Режими вимірювання ВККП «Обзор-103»

Режим вимірювання - це режим роботи ВККП «Обзор - 103», який визначається схемою підключення досліджуваного пристрою до приладу, і видом вимірюваних параметрів. ВККП «Обзор - 103» може працювати в наступних режимах вимірювання [17]:

- Вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття S_{11} і комплексного коефіцієнта передачі S_{21} чотириполюсника. Вхід «А» призначений для вимірювання S_{11} , вхід «В» - S_{21} .
- Вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття S_{11} і комплексного коефіцієнта передачі S_{21} чотириполюсника. Вхід «А» призначений для вимірювання S_{21} , вхід «В» - S_{11} .
- Вимірювання комплексних коефіцієнтів передачі S_{21} і S_{31} шестиполюсника. Вхід «А» призначений для вимірювання S_{21} , вхід «В» - S_{31} .
- Вимірювання модуля коефіцієнта перетворення C_{21} чотириполюсника з перетворенням частоти сигналу. Для вимірювання C_{21} може використовуватися вхід «А» або «В».

2.2.2 Методи вимірювання S-параметрів і модуля коефіцієнта перетворення C_{21}

При аналізі високочастотних ланцюгів використовуються поняття вхідного, відображеного і вихідного сигналу біжучої хвилі, що розповсюджується по лініях передачі рис.2.5, [17].

Рис. 2.5. Розповсюдження сигналів.

Вимірювання амплітуди і фази вхідного, відображеного і вихідного сигналів дозволяють отримати S - параметри досліджуваного пристрою (зразку). Відображений сигнал відділяється від вхідного сигналу за допомогою зовнішнього спрямованого відгалужувача і подається на вхід зовнішньої вимірювальної секції. Вихідний сигнал вимірюється за допомогою іншої зовнішньої вимірювальної секції. Вхідний сигнал вимірюється внутрішнім вимірювальним приймачем.

- Комплексний коефіцієнт відображення S_{11} визначається як відношення напруги відображеного сигналу до напруги вхідного сигналу в комплексному вигляді.
- Комплексний коефіцієнт передачі S_{21} (S_{31}) визначається як відношення напруги вихідного сигналу до напруги вхідного сигналу в комплексному вигляді.
- Для вимірювання модуля коефіцієнта перетворення C_{21} чотириполюсника з перетворенням частоти сигналу використовується тільки вимірювання амплітуди вихідного сигналу однієї з зовнішніх вимірювальних секцій.

Зведена таблиця режимів вимірювання КККП «Обзор - 103» в залежності від виду вимірюваних сигналів наведена в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1. Зведена таблиця режимів вимірювання ВККП «Обзор - 103»

Принцип вимірювання комплексних коефіцієнтів передачі полягає в подачі на досліджуваний пристрій випробувального сигналу на заданій

частоті, подальшого вимірювання амплітуди і фази, які пройшли і відображених досліджуваним пристроєм сигналів і порівняння їх з амплітудою і фазою випробувального сигналу.

Згідно з [17], схема підключення для роботи в режимі вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття S_{11} і комплексного коефіцієнта передачі S_{21} чотириполюсника має вигляд як показано на рисунку 2.6. Для отримання відбитого сигналу, між джерелом сигналу і входом пристрою включений спрямований відгалужувач з комплекту поставки. Спрямований відгалужувач потрібно включити відповідно до позначенням на корпусі так, щоб на вхід вимірювальної секції прямував відбитий сигнал.

Порядок вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття S_{11} і комплексного коефіцієнта передачі S_{21} чотириполюсників згідно з [17]:

1. Для вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття S_{11} і комплексного коефіцієнта передачі S_{21} досліджуваного чотириполюсника Z_x в тракті 50 Ом потрібно зібрати схему вимірювання згідно рисунка 2.7.

2. Встановити в програмі режим вимірювання № 1.

3. Встановити параметри частотного сканування - нижню і верхню частоту, число точок, закон сканування. Встановити смугу вимірювального фільтра.

Рис. 2.6. Схема підключення для вимірювання комплексного коефіцієнта відображення S_{11} і комплексного коефіцієнта передачі S_{21} чотириполюсника.

4. Провести калібрування входу «А». При цьому необхідно використовувати калібрувальну міру 50 Ом.

- При використанні одно портового калібрування, необхідно здійснити три виміри калібрувальних заходів «ХХ», «КЗ», «Навантаження». Підключити зазначені калібрувальні міри по черзі до виходу «2» спрямованого відгалужувача і провести процедуру калібрування.

5. Провести калібрування частотної нерівномірності передачі або калібрування частотної нерівномірності передачі розширену входу «В». Для чого необхідно здійснити один вимір калібрувальної міри «Перемичка». У схемі на рисунку 2.7 необхідно з'єднати роз'єми для підключення чотириполюсника Z_x між собою і провести процедуру калібрування. Калібрування частотної нерівномірності передачі розширення застосовується автоматично, якщо проведена одно портове калібрування для входу «А».

6. Включити в схему досліджуваний чотириполюсник.

7. Встановити в одному каналі індикації вимірювання « S_{11} вхід А», в іншому каналі індикації - вимір « S_{21} вхід В». Встановити необхідні формати представлення S_{11} і S_{21} .

8. Провести вимірювання S_{11} і S_{21} за допомогою графіка і маркерів, приклад зображено на рисунку 2.8.

Рис. 2.7. Схема вимірювання комплексного коефіцієнта відбиття S_{11} і комплексного коефіцієнта передачі S_{21} чотириполюсника в тракті 50 Ом

Рис. 2.8. Екран програмного забезпечення ВККП «Обзор – 103»

Висновки

На початку цього розділу було розглянуто основні положення що покладено в основу методу резонансу-антирезонансу. Далі було розглянуто ВККП «Обзор – 103», а саме, його характеристики, функціональну схему, принцип роботи та взаємодію функціональних блоків між собою, режими вимірювання та порядок проведення вимірювань.

3. РЕЗУЛЬТАТИ ВИМІРЮВАННЯ МЕТОДОМ РЕЗОНАНСУ-АНТИРЕЗОНАНСУ

В якості зразків були використанні напівпровідникові гетеро структури CdS-Cu₂S та CdS-ZnS-Cu₂S нанесені на молібденову основу. Молібденова основа використовується як перший струмо-провідний контакт. В якості другого струмо-провідного контакту використовується вироджений напівпровідник р-типу Cu₂S.

Використовуючи ВККП «Обзор – 103» були виміряні комплексні коефіцієнти відбиття S11 зразків та зафіксовані резонансні смуги від 883 до 1273 МГц. Отримані характеристики наведені на рисунках 3.1-3.5.

Рис. 3.1. Комплексний коефіцієнт відбиття S11 зразку 1: CdS-Cu₂S

Рис. 3.2. Комплексний коефіцієнт відбиття S11 зразку 2: CdS-Cu₂S

Рис. 3.3. Комплексний коефіцієнт відбиття S11 зразку 1-3: CdS-ZnS-Cu₂S

Рис. 3.4. Комплексний коефіцієнт відбиття S11 зразку 2-3: CdS-ZnS- Cu₂S

Рис. 3.5. Комплексний коефіцієнт відбиття S11 зразку 2-4: CdS-ZnS- Cu₂S

Для обробки отриманих графіків виконаємо наступні розрахунки. Розрахуємо добротність для гетероструктур за формулою згідно з [11]:

де f_a - антирезонансна частота, Гц;

Δf - абсолютний резонансний проміжок ПЕ по величині 0,7 від амплітудного значення, Гц.

Результати вимірювань та розрахунків представимо в таблиці 2.

Таблиця 2. Добротність ПЕ

Розрахуємо ємність C за формулою, [11]:

де R - опір зразку на частоті резонансу, Ом.

В якості активного опору використаємо значення що були виміряні за допомогою вимірювача ємітансу «E7-20» для заданих зразків на частоті наближеній до частоти резонансу. Про ці вимірювання буде йти річ в наступних розділах. Результати представимо в таблиці 3.

Таблиця 3. Ємність ПЕ

Порівняння значень в таблиці показує істотну різницю в поведінці зразків на основі CdS та ZnS. У порівнянні з даними ємності та добротності для п'єзоелементів, представлених в ОСТ II 0444-78, досліджені нами структури показали значно менші значення. Значно менші значенні добротності пояснюються тим, що в роботі було досліджено тонко плівкові структури, а не об'ємні п'єзоелементи, значення яких наведено в ОСТ II 0444-78. Значення добротності 62,65 для структури CdS-ZnS- Cu₂S є досить великим у порівнянні навіть із значенням для такої відомої п'єзокераміки як ЦТС-19, значення добротності якої дорівнює 60 і яка є об'ємним матеріалом. Таким чином проведені дослідження для оцінки п'єзоелектричних властивостей гетероструктур з напівпровідниковими плівками CdS-Cu₂S та

CdS-ZnS-Cu₂S демонструють наявність п'єзовластивостей цих структур та перспективу їх розвитку.

Висновки

В результаті вимірювання комплексних коефіцієнтів відбиття S11 гетеро структур CdS-Cu₂S та CdS-ZnS-Cu₂S показали, що плівки мають п'єзоелектричні властивості. Зразки на основі ZnS демонструють найбільше значення добротності 62,65. Для структур з плівками CdS значення добротності менше 27,94. Отримані результати є новими і показують перспективність досліджень напівпровідникових гетеро структур для розробки нових п'єзо електричних пристроїв.

4. ДОСЛІДЖЕННЯ П'ЄЗОВЛАСТИВОСТЕЙ ЗРАЗКІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ВИМІРЮВАЧА ІМІТАНСУ «E7-20»

4.1 Теоретичні основи методу вольтметра-амперметра

4.1.1 Вимірювання активного опору

Метод вольтметра-амперметра є непрямим, оскільки зводиться до вимірювання струму і напруги в ланцюзі з вимірюваним опором і подальшим його розрахунком за законом Ома, [18]. Суть методу пояснюється схемами на рис. 4.1. Його основна перевага полягає в тому, що опір досліджуваного зразку можна поставити в реальні умови роботи, тобто, пропускати через зразок реально діючий струм, що важливо при вимірюванні опорів, значення яких залежать від струму.

Рис 4.1. Схеми вимірювання активного опору: а - методом вольтметра; б - методом амперметра

Значення досліджуваного опору визначається за законом Ома:

Реальне значення R , що вимірюється за схемами, наведеними на рис.

4.1,

а і б, буде відрізнятися від дійсного R_x через кінцеві значення внутрішніх опорів приладів R_V і R_A , тобто, при вимірюванні одним із даних методів, буде мати місце методична похибка. Для схеми на рис. 4.1, а, справедливе відношення:

де I_V – струм що проходить через вольтметр;

R_V – опір вольтметра.

Абсолютна методична похибка:

Відносна похибка:

З виразу вище видно, що схемою (рис. 4.1, а) слід користуватися в тих випадках, коли R_V велике в порівнянні з R_x , тобто при вимірюванні малих опорів.

Для схеми на рис. 4.1, б, справедливе відношення:

де R_A – це опір амперметра.

Відносна похибка:

В даному випадку відносна методична похибка обернено пропорційна R_x , отже, цю схему доцільно використовувати, коли $R_A < R_x$, тобто, при великих значеннях опору R_x .

4.1.2 Вимірювання ємності

При вимірювання ємності розглянемо наступні положення, [18]. Схеми вимірювань, що пояснюють сутність методу, представлені на рис. 4.2.

Рис. 4.2. Схеми вимірювання ємності: а - методом вольтметра; б - методом амперметра

Метод полягає в тому, що за показниками приладів, що вимірюють змінний струм і напругу, можна розрахувати точний опір конденсатора C_x , включеного в схему вимірювання:

де X_C – реактивний опір конденсатора.

Якщо втрати малі, тобто активна складова повного опору значно менше його реактивної складової $R \ll X_C$, тоді:

Схему на рис. 4.2, а, застосовують для вимірювання ємностей, реактивний опір X_C яких значно менший вхідного опору вольтметра ($X_C \ll R_V$), тобто для вимірювання великих значень ємності. Схему на рис. 4.2, б, навпаки застосовують для вимірювання менших ємностей, реактивний опір яких значно більше опору амперметра ($X_C \gg R_A$). Опір визначають з урахуванням частоти сигналу.

4.1.3 Вимірювання індуктивності

Вимірювання індуктивності методом вольтметра-амперметра проводиться за схемами, аналогічними схемами для вимірювання ємності, рис. 4.2, [18].

Реактивний опір індуктивності визначається як:

де X_L – це реактивний опір індуктивності.

Якщо втрати малі, тобто, активна складова повного опору значно менше його реактивної складової ($R \ll X_L$), тоді:

Живлення вимірювальної схеми здійснюється від генератора змінної напруги, як і в схемах для вимірювання ємності. Частоту напруги $u(t)$ вибирають рівною частоті сигналу в реальному ланцюзі. Критерії використання методу вольтметра або методу амперметра такі ж, як і при вимірюванні ємності. Метод вольтметра застосовується в разі, коли $X_L \ll R_V$, а метод амперметра, коли $X_L \gg R_A$.

4.2 Принцип роботи вимірювача імітансу «Е7-20»

Вимірювач імітансу «Е7-20», що зображений на рис. 4.3, призначений для вимірювання параметрів зразків при синусоїдальній напрузі, представлених паралельною чи послідовною двохелементною схемою заміщення, [19].

Рис. 4.3. Зовнішній вигляд вимірювача імітансу «Е7-20»

В основу роботи приладу покладено метод вольтметра-амперметра основні положення якого викладені вище. Структурна схема приладу наведена на рис 4.4.

Напруга робочої частоти від генератора подається на досліджуваний об'єкт. Перетворювач формує дві напруги, одна з яких (U_T) пропорційна струму, що проходить через досліджуваний зразок, а інша (U_H) – напрузі на ньому. Відношення цих напруг дорівнює комплексній провідності (Y) або комплексному опору (Z) об'єкта.

Рис. 4.4. Структурна схема вимірювача імітансу «Е7-20»

Вимірювання відношення напруг відбувається апаратно-програмним логометром. Апаратна частина логометру складається з комутатору, масштабного підсилувача та аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Підсумком роботи програмної частини логометра є розрахунок відношення напруг. На рис. 4.5 показані вектори U_T , U_H та опорна допоміжна напруга з будь-якою фазою. Проекції векторів U_T , U_H на опорну напругу U_{Op} та jU_{Op} виділяються синхронним детектором (СД) та вимірюються в деякому довільному масштабі вимірювачем інтегруючого типу. З рис. 4.5 очевидне відношення:

де G – активна частина провідності;
 B – реактивна частина провідності;
 U_X – чисельник вимірюваного співвідношення;
 U_0 – знаменник вимірюваного співвідношення;

A , B , C , D це проекції векторів U_T та U_H на опорну напругу U_{Op} та jU_{Op} звідки:

Аналогічно:

де R – активна частина опору;
 X – реактивна частина опору.

Або:

При дослідженні зразків з великим опором (межа вимірювань $|Z| = 1 \text{ кОм} \div 10 \text{ МОм}$), коли генератор сигналу є джерелом напруги, краще всього проводити вимірювання у вигляді складових провідності ($U_X = U_T$, $U_0 = U_H$).

У випадку дослідження низькоомних зразків, джерело сигналу працює як генератор струму (межа вимірювань $|Z| = 1 \text{ Ом} \div 100 \text{ Ом}$), більш зручним є вимірювання в формі повного опору ($U_X = U_H$, $U_0 = U_T$). Необхідна форма емітансу досягається перерахунком з початкової форми (G , B або X , R) і здійснюється контролером. Розширення меж вимірювань відбувається за рахунок зміни коефіцієнту передачі підсилювального тракту логометру при зміні складової чисельника U_X в 10, 100 та 1000 разів.

Рис. 4.5. Векторна діаграма напруг на зразку

Прилад інтерфейсу RS-232C забезпечує узгодження рівнів сигналів та гальванічну розв'язку вимірювальних ланцюгів приладу та апаратури що підключається.

4.3 Основні параметри та характеристики вимірювача емітансу «Е7-20»

Згідно з [19], прилад може досліджувати наступні параметри:

- Індуктивність – L_P , L_S ;
- Ємність – C_P , C_S ;
- Активний опір – R_P , R_S ;
- Реактивний опір – X_S ;
- Провідність – G_P ;
- Тангенс кута втрат – $tg \delta$;
- Добротність – Q ;
- Модуль комплексного опору - $|Z|$;

- Кут фазового здвигу комплексного опору – φ ;
- Струм витіку – I .

Примітка: $L_p, C_p, R_p, G_p (L_s, C_s, R_s, X_s)$ – вимірювальні параметри при паралельній (послідовній) схемі заміщення.

Діапазон вимірювання відповідає значенням наведеним в табл. 4.1, [19].

Табл. 4.1. Діапазони вимірювання величин

Клас точності С та М по ГОСТ 25242-93 [20]:

1. Діапазон встановлення робочої частоти - від 25 Гц до 1 МГц с дискретністю в 1 Гц в діапазоні від 25 до 999 Гц та в 1 кГц в діапазоні від 1 кГц до 1 МГц.

Границя допустимої похибки встановлення робочої частоти $\pm 0,02\%$.

2. Діапазон встановлення напруги вимірювального сигналу від 40 мВ до 1 В (середньоквадратичне значення) с дискретністю 20 мВ.

3. Вихідний опір джерела вимірювального сигналу (100 ± 20) Ом.

4. Діапазон встановлення напруги зміщення внутрішнього джерела від 0 до 40 В з дискретністю 20 мВ (0-4) В та 200 мВ (4-40) В.

5. Час одного вимірювання складає (400 ± 4) мс в режимі «НОРМА», (40 ± 4) мс – в режимі «БІСТРО».

6. Прибор забезпечує автоматичну компенсацію начальних параметрів підключених приладів (корекція нуля).

7. Прибор забезпечує автоматичний та ручний вибір границі вимірювання.

Висновки

На початку розділу було розглянуто теоретичні основи методу вольтметра-амперметра, а саме, вимірювання активного опору, ємності та індуктивності. Далі було розглянуто принцип роботи вимірювача імітансу Е7-20, а саме, його функціональну схему, показаний принцип дії апаратно-програмного логометра, наведені його основні параметри та характеристики.

5 РЕЗУЛЬТАТИ ВИМІРЮВАННЯ МЕТОДОМ ВОЛЬТМЕТРА-АМПЕРМЕТРА

В якості зразку була використана напівпровідникова гетероструктура CdS-ZnS-Cu₂S нанесена на молибденову основу. Молибденова основа використовується як перший струмознімаючий контакт. В якості другого струмознімаючого контакту використовується вироджений напівпровідник р-типу Cu₂S.

Використовуючи вимірювач імітансу «Е7-20» були виміряні залежності ємності, індуктивності та опору від частоти на зразку.

Характеристики наведені на рис. 5.1 – 5.3.

Рис. 5.1. Залежність ємності зразку 3.439 CdS-ZnS-Cu₂S від частоти

Рис. 5.3. Залежність індуктивності зразку 3.439 CdS-ZnS-Cu₂S від частоти

Рис. 5.3. Залежність опору зразку 3.439 CdS-ZnS-Cu₂S від частоти

Висновки

В ході дослідження були виміряні залежності опору, ємності та індуктивності зразків 3.439 CdS-ZnS-Cu₂S від частоти на відрізьку від 1 кГц до

1 МГц. На основі отриманих даних побудовані графіки залежностей в логарифмічному масштабі по частоті. Загалом зразки демонструють класичне зниження параметрів при збільшенні частоти прикладеної напруги.

6 МОДЕЛЮВАННЯ ДІОДНОЇ СТРУКТУРИ

6.1 Теоретичні основи моделювання компонентів схеми (резистор, конденсатор та індуктивність)

Реальні компоненти ланцюгів (резистори, конденсатори, котушки індуктивності) представляють у вигляді складних схем заміщення, в яких враховують активні втрати різного виду і частотну залежність імітансу [21].

6.1.1 Схема заміщення резистора

Розглянемо схему заміщення резистора, в якій, крім активного опору R , враховані паразитні реактивні параметри елемента (рис. 6.1).

Рис. 6.1. Схема заміщення:

- а – послідовна для дротових резисторів,
- б – паралельна для плівкових резисторів

Якщо резистор зроблений з відрізка дроту з високим питомим опором, то він зазвичай має паразитну індуктивність L_R .

Для плівкових резисторів з високим опором більше позначається паразитна ємність C_R . Частотна характеристика модуля $|Z|$ резистора буде мати відхилення від постійного значення R на високих частотах.

6.1.2 Схема заміщення котушки індуктивності

Втрати в котушках індуктивності складаються з активних втрат в дроті, втрат в феромагнітному осердді (яке застосовують в котушках великий індуктивності) і втрат в екрані (для екранованих котушок). Схема заміщення реальної котушки індуктивності L враховує паразитні параметри - міжвиткову ємність C_L , опір втрат в дроті R_s для послідовної схеми заміщення (Рис. 6.6, а) і опір втрат в феромагнітному осердді R_p для паралельної схеми (рис. 6.6, б).

Рис. 6.6. Схеми заміщення котушки індуктивності:

- а - послідовна, б - паралельна

Міжвиткова ємність C_L особливо помітна в багатощарових котушках з великою кількістю витків. Вона позначається на високих частотах і призводить до залежності ефективної (діючої) індуктивності від частоти.

6.1.3 Схема заміщення конденсатора

Для реального конденсатора C активні втрати враховують шунтуючим опором витоку R_p (втрати в діелектрику) і опором втрат в провідниках і обкладинках R_s (рис. 6.3). На високих частотах необхідно враховувати також індуктивність виводів конденсатора L_C . У високочастотних керамічних конденсаторів основним паразитним параметром є паралельний опір витоку. Для конденсаторів великої ємності більш сильним є вплив послідовного опору втрат. Особливо це проявляється у електролітичних конденсаторів великої ємності, у яких еквівалентний послідовний опір R_s в ряді випадків може бути порівняним з ємнісним опором конденсатора і навіть може його перевершувати. Це опір визначається втратами в електроліті при протіканні змінного струму і втратами в діелектрику конденсатора.

Рис. 6.3. Схема заміщення реального конденсатору

6.1.4 Діючі значення компонентів схеми

Наявність паразитних реактивних параметрів у реальних компонентах призводить до того, що частотна залежність реактивної складової імпедансу індуктивності або адмітансу конденсатора відрізняються від лінійної. Тому при вимірах визначають діючі значення параметрів компонентів на кожній частоті. Діючі значення індуктивності і ємності вводять з умови рівності реактивних опорів (провідностей) реального елемента і еквівалентної індуктивності (ємності) на частоті вимірювання. Як видно на рис. 6.4, частотна залежність

модуля повного опору котушки відрізняється від лінійної в області малих частот - через опір втрат, - а в області високих частот - через міжвиткову ємність. Діюче значення індуктивності L_0 в припущенні малих втрат ($R_s \ll 2\pi fL$), згідно з [21], визначають формулою:

де f_0 – власна резонансна частота котушки.

Частотна залежність діючого значення індуктивності котушки представлена на рис. 6.4.

Рис. 6.4. Частотна залежність діючого значення індуктивності котушки

Для трьохелементної схеми заміщення конденсатора частотна залежність модуля повного імпедансу в логарифмічному масштабі лінійна практично до частоти власного резонансу конденсатора (рис. 6.3). При малих втратах ($R_p \gg 1/\omega C$) діюче значення ємності конденсатора, згідно з [21], визначається формулою

де f_0 – власна резонансна частота конденсатора.

Таким чином, реальна котушка індуктивності і конденсатор мають паразитні резонанси на частотах $f_{рез} = f_L$ (або f_C). При цьому характер реактивності елемента на частотах $f_{рез} < f$ відповідає призначенню елемента (для котушки характер реактивності - індуктивний, для конденсатора - ємнісний), а на частотах $f_{рез} \geq f$ характер реактивності змінюється на протилежний. На резонансній частоті кожен елемент являє собою коливальний контур паралельного (для котушки) або послідовного (для конденсатора) виду з чисто активним опором.

З вищесказаного випливає, що для визначення властивостей реальних котушок індуктивності, конденсаторів і резисторів потрібно знати залежність їх параметрів від частоти. Вимірювання проводять в діапазоні, відповідному робочим частотам досліджуваного елемента. Значення паразитних реактивностей котушки і конденсатора знаходять потім розрахунковим шляхом за результатами вимірювань діючих значень їх індуктивностей (ємностей), як мінімум, на двох частотах.

6.2 Теоретичні основи моделі напівпровідникової діодної структури

Поведінка р-п переходу при зворотній напрузі $U_{обр}$ аналогічний конденсатору у якого значний струм витоку. Замикаючий шар має високий опір та грає роль діелектрика, а по обидва боки від нього розташовані два різнойменні об'ємні заряди $+Q_{обр}$ та $-Q_{обр}$, що створенні іонізованими атомами донорної та акцепторної домішок. Тому р-п перехід має ємність, що

подібна конденсаторній. Цю ємність називають бар'єрною ємністю. При постійній напрузі вона визначається, у відповідності до [22], відношенням:

А при змінній напрузі, згідно з [22]:

Як видно з рисунку 6.5, бар'єрна ємність C_b під впливом зворотної напруги $U_{обр}$ змінюється в декілька разів.

Бар'єрна ємність, як і ємність звичайних конденсаторів, збільшується при збільшенні площі р-п переходу, діелектричної проникності напівпровідника та зменшенні товщини замикаючого шару.

В залежності від площі переходу значення C_b може складати від одиниць до сотень піко фарад. Особливість цієї ємності в тому, що вона не лінійна, тобто, змінюється при зміні напруги на переході. Якщо зворотна напруга збільшується, то товщина замикаючого шару збільшується і ємність C_b зменшується. Характер цієї залежності показаний на графіку що на рис. 6.5.

Рис. 6.5. Залежність бар'єрної ємності C_b від зворотної напруги.

Загалом можна сказати що бар'єрна ємність відображає процеси зменшення – збільшення не скомпенсованого заряду безпосередньо в р-п переході [23].

При прямій напрузі на р-п переході крім бар'єрної ємності проявляється дифузійна ємність $C_{диф}$, яка теж нелінійна і зростає при збільшенні напруги $U_{пр}$. Дифузійна ємність характеризується накоплення рухомих носіїв заряду в п- та р-областях при прямій напрузі на переході. Однак вона практично існує тільки при прямій напрузі, коли велика кількість носіїв заряду дифундує через зменшений потенціальний бар'єр, і не встигає рекомбінувати, накопичуюсь в п- та р-областях. Так, наприклад, якщо в якій діодній структурі р-область це емітер, а п-область це база, то при подальшій подачі прямої напруги із р-області в п-область через перехід проходить велика кількість дірок, і, відповідно, в п-області з'являється позитивний заряд. Одночасно під дією джерела прямої напруги в п-область надходять електрони, в цій області з'являється негативний заряд. Дірки та електрони в п-області не можуть рекомбінувати миттєво, тому кожному значенню прямої напруги відповідає значення двох різноіменних зарядів $+Q_{диф}$ та $-Q_{диф}$, які накопичені в п-області за рахунок дифузії носіїв заряду через перехід. Ємність $C_{диф}$, представляє собою відношення заряду до різниці потенціалів, та при постійній напрузі, відповідно до [22], визначається:

А при змінній напрузі, відповідно до [22], як:

При збільшенні $U_{пр}$ прямий струм зростає значно швидше чим напруга, тому що, ВАХ для прямого струму нелінійна, через це $Q_{диф}$ зростає швидше чим $U_{пр}$, а $C_{диф}$ при цьому збільшується. Загалом можна сказати що дифузійна ємність характеризує накоплення нерівноважного заряду в базі [23].

Маючи на увазі що діодна структура має ємність, можна скласти її еквівалентну схему для змінного струму (рис. 6.6, а).

Опір R_0 на цій схемі представляє собою сумарний, порівняно невеликий опір п- та р-області та контактів цих областей з виводами. Нелінійний опір $R_{нл}$

при прямій напрузі дорівнює $R_{пр}$, тобто він невеликий, а при зворотній $R_{ил. \equiv R_{обр}}$, воно дуже велике. Повна еквівалентна схема, зображена на рис. 6.6.

Рис. 6.6. Повна еквівалентна схема напівпровідникової діодної структури

В різних часткових випадках може бути спрощена. На низьких частотах ємнісний опір дуже великий, при цьому його можна не враховувати. Тоді при прямій напрузі в еквівалентній схемі залишаються лише опір R_0 та $R_{пр}$ (рис. 6.7).

Рис. 6.7. Еквівалентна схема напівпровідникової діодної структури на низьких частотах при прямій прикладеній напрузі

При зворотній напрузі – тільки опір $R_{обр}$, так як $R_0 \ll R_{обр}$ (рис. 6.8).

Рис. 6.8. Еквівалентна схема напівпровідникової діодної структури на низьких частотах при зворотній прикладеній напрузі

На високих частотах ємність має порівняно невеликий опір, тому при прямій напрузі схема заміщення має вигляд як на рис. 6.9, (при невисокій частоті, $C_{диф}$ практично не впливає), а при зворотному залишаються тільки $R_{обр}$ та $C_б$ (рис. 6.10).

Рис. 6.9. Еквівалентна схема напівпровідникової діодної структури на високих частотах при прямій прикладеній напрузі

Рис. 6.10. Еквівалентна схема напівпровідникової діодної структури на високих частотах при зворотній прикладеній напрузі

Ємність $C_б$ існує між выводами діодної напівпровідникової структури, та може помітно шунтувати її на дуже високих частотах. Вона показана на рис. 6.6, штрихами. Також на дуже високих частотах може проявлятися індуктивність выводів L (рис. 6.6).

6.3 Моделювання напівпровідникової діодної структури на високих та низьких частотах

6.3.1 Моделювання на низьких частотах

Розглянемо режим, при якому всі зовнішні сигнали приводять до малих змін положення робочої точки, заданої величини $U_{D,A}$ та $I_{D,A}$. Такий режим називають режимом малих сигналів. В цьому випадку нелінійну ВАХ характеристику діодної структур и можна замінити дотичною до неї в робочій точці (при малих сигналах) [24]:

Звідки отримуємо, що:

При цьому диференційний опір діодної структури r_D можна представити як, [24]:

Таким чином, еквівалентна схема діодної структури в режимі малих сигналів та на низьких частотах (0 – 100 кГц) складається тільки з диференційного опору діодної структури r_D (рис 6.11) що визначається в межах робочої точки. Але при великих струмах r_D може бути вкрай малим, тоді необхідно враховувати також прямий опір R_B .

Рис. 6.11. Малосигнальна низькочастотна схема заміщення діодної структури

В конкретно нашому випадку на частоті в 100 кГц значення R_B можна опустити через те що, напруга, яка була прикладена до зразку, складала

всього 0,5 В, а диференційний опір r_D зразку 3.439 CdS-ZnS-Cu₂S дорівнює 64.8 кОм згідно с графіком що зображений на рис. 5.3.

6.3.2 Моделювання на високих частотах

Високочастотна модель діодної структури отримується шляхом додавання бар'єрної та дифузійної ємності до статичної малосигнальної моделі, при цьому малосигнальна динамічна модель має вигляд як показано на рис 6.12.

Рис. 6.12. Малосигнальна високочастотна схема заміщення діодної структури
При цьому C_D , згідно з [24], визначається як сума бар'єрної та дифузійної ємностей:

При цьому також враховується паразитний вплив корпусу та виводів структури. На рис. 6.13 показана розширена модель що враховує вплив індуктивності виводів L_G та ємності корпусу C_G .

В загальному випадку, згідно з рис. 6.12, R_B можна опустити через незначну прикладену напругу. На частоті в 1 МГц диференційний опір r_D зразку 3.439 CdS-ZnS-Cu₂S складає 2.54 кОм згідно з графіком на рис. 5.3, а загальна ємність C_D складає 189 пФ (рис. 5.1).

Рис. 6.13. Малосигнальна високочастотна розширена схема заміщення діодної структури

Висновок

На початку розділу викладені основні теоретичні відомості що до схем заміщення резистора, конденсатора та індуктивності та залежності їх основних параметрів, а саме, опору, ємності на індуктивності, від частоти. Далі наведені теоретичні основи моделі схеми заміщення діодної структури, показані повна та спрощені еквівалентні схеми заміщення. Після цього наведені моделі для низьких та високих частот.

ВИСНОВОК

В першому розділі в ході огляду науково-технічної літератури за темою дипломного проекту було розглянуто історію розвитку п'єзoeлектрики, оцінено найбільш значні вклади західних та вітчизняних науковців. Далі було розглянуто основні властивості та характеристики п'єзоматеріалів, а саме ознайомилися з фізичною природою п'єзоefекту, розглянули перспективні п'єзоелектричні матеріали, їх переваги та недоліки, визначили основні сфери використання ПЕ. Далі була дана загальна характеристика ПЕ та п'єзоматеріалів, пояснена суть механічного та електричного боку ПЕ, розглянуто ПЕ з точки зору його еквівалентної електричної схеми. Після цього були розглянуті параметри ПЕ та п'єзоматеріалів.

В другому розділі було розглянуто основні положення що покладено в основу методу резонансу-антирезонансу. Розглянуто ВККП «Обзор – 103», а саме, його характеристики, функціональну схему, принцип роботи та взаємодію функціональних блоків між собою, режими вимірювання та порядок проведення вимірювань.

В третьому розділі представлені результати вимірювання комплексних коефіцієнтів відбиття S11 гетеро структур CdS-Cu₂S та CdS-ZnS-Cu₂S. На їх основі були зроблені висновки що плівки мають п'єзоелектричні властивості.

Зразки на основі ZnS демонструють найбільше значення добротності 62,65. Для структур з плівками CdS значення добротності менше 27,94. Отримані результати є новими і показують перспективність досліджень напівпровідникових гетеро структур для розробки нових п'єзо електричних пристроїв.

В четвертому розділі на початку було розглянуто теоретичні основи методу вольтметра-амперметра, а саме, вимірювання активного опору, ємності та індуктивності. Далі розглянули принцип роботи вимірювача імітансу «Е7-20», а саме, його функціональну схему, показаний принцип дії апаратно-програмного логометра, наведені його основні параметри та характеристики.

В п'ятому розділі показані результати дослідження залежностей опору, ємності та індуктивності зразків $3.439 \text{ CdS-ZnS-Cu}_2\text{S}$ від частоти на відрізьку від 1 кГц до 1 МГц. На основі отриманих даних побудовані графіки залежностей в логарифмічному масштабі по частоті. Загалом зразки продемонстрували класичне зниження параметрів при збільшенні частоти прикладеної напруги.

На початку шостого розділу були викладенні основні теоретичні відомості що до схем заміщення резистора, конденсатора та індуктивності та залежності їх основних параметрів, а саме, опору, ємності на індуктивності, від частоти. Далі наведені теоретичні основи моделі схеми заміщення теоретичної структури, показані повна та спрощені еквівалентні схеми заміщення. Після цього наведені моделі діодної структури на низьких та високих частотах.

SUMMARY

Modeling of equivalent circuits of thin-film piezoelectric converter

Keywords: amplitude-frequency characteristics, semiconductor films, heterostructures, piezoelectric properties, piezoelectric elements, piezoelectric materials, voltmeter-ammeter method, resonance-antiresonance method, substitution schemes of semiconductor structures.

Summary of the work: the work consists of an introduction of one and a half pages. It highlights the rationale for the position of existing piezoelectric transducers, which for the most part use bulky piezoelectric materials in their designs. The need for new film materials with piezoelectric properties is also highlighted. **The purpose of this work** is highlighted, which is to study the properties and characteristics of thin films of the A2B6 type, namely **CdS-Cu₂S** and **CdS-ZnS-Cu₂S** with the subsequent construction of the substitution scheme model.

The first section is devoted to the analysis of the literature on piezoceramics, piezoelectric elements and piezoelectric materials in general. This section is divided into 5 subsections. **The first subsection** tells about the history of piezoelectricity, about the greatest contributions of domestic and foreign scientists. It also tells about the current directions of the industry at different stages of its development. **The second subsection** is devoted to the properties and characteristics of piezoelectric materials. It deals with the physical nature of the

piezoelectric effect, which is considered on the basis of an example with a quartz crystal. It tells about the most promising piezomaterials until recently, namely piezoceramics and piezoelectric elements in general. **The third subsection** covers the general characteristics of piezoelectric elements and piezoelectric materials. Namely, it provides information on modern PE and the most commonly used PE geometry. Two main features of PE are considered, namely its mechanical and electrical sides. On the electrical side, PE can be considered as a capacitor, between the covers of which is placed a dielectric having piezoactive properties. On the mechanical side, PE is an oscillating system (resonator). It is shown that when measuring the parameters of PE, the fact that it is electrically modeled by a purely equivalent electrical circuit is widely used. The main feature of the equivalent electrical circuit PE is the presence of two oscillating circuits: series RLC circuit and parallel RLCC₀ circuit, which leads to the fact that the circuit has two resonances: mechanical resonance (series oscillating circuit) and electromechanical (parallel oscillating circuit). **The fourth subsection** discusses the main types of PE parameters, namely, electrical parameters, mechanical parameters and the parameters that connect electrical and mechanical. The fifth section presents the electrical and mechanical parameters of piezoelectric materials in general, which are most often determined in a weak electric field.

The second section is devoted to the theoretical substantiation of the study of piezoelectric properties of samples by the method of resonance-antiresonance using a meter of complex transmission coefficients "Obzor - 103". **The first subsection** provides the theoretical foundations of the method of resonance-antiresonance. Namely, it is explained that the values of the piezoelectric properties of the material can be obtained on the basis of the resonant behavior of the samples, when exposed to an electric field that varies according to the sinusoidal law. The behavior of the electrical equivalent circuit of the sample fluctuating at a frequency close to the resonant one is given and analyzed. Definitions of resonant and antiresonant frequencies are given. On the basis of mathematical calculations, the peculiarities of the frequency dependence are derived, namely the behavior of the circuit at frequencies below the antiresonant, at intermediate frequencies, and finally at the resonant. In **the subsection** the meter of complex transfer coefficients "Obzor - 103" is considered. This device uses two standardized methods for measuring resonance and antiresonance frequencies - amplitude and phase methods. The amplitude method of measurement is based on the measurement of the resonant and antiresonance frequencies of the sample at the minimum Z_m and Z_n maximum values of the impedance Z of the whole circuit. The phase method of measuring the resonant and anti-resonant frequency is based on comparing the phase between the input and output voltage. VKKP "Obzor - 103" measures the parameters of the signal origin through the sample and records the characteristics of the displayed signal from its ports. It is designed to measure S - parameters of devices. The measured parameters include the complex reflection coefficient S11 and the complex transmission coefficient S21. Each S-parameter contains the amplitude-frequency (frequency response) and phase-frequency (frequency response) characteristics of the test device in the appropriate direction.

The device has a frequency range from 0.3 to 1.5 MHz and a range of more than 130 dB. consists of a measuring unit, measuring section, personal computer and software installed on it and additional devices that ensure the operation of the device. The functional diagram was explained with an explanation of the relationships between the blocks. The measuring modes in which the device can work are resulted. Based on the connection diagram of the measuring units, the method of measuring the S-parameters and the modulus of the conversion factor C21 is shown. Namely, the exact definitions are given and the exact steps that need to be taken to get the results on the screen are shown.

The third section is devoted to the first experimental part of the diploma project. CdS-Cu₂S and CdS-ZnS-Cu₂S semiconductor heterostructures supported on a molybdenum base were used as samples. The molybdenum base is used as the first conductive contact. A degenerate p-type Cu₂S semiconductor is used as the second conductive contact. Using VKKP "Obzor - 103" complex reflection coefficients of S11 samples were measured and resonant bands from 883 to 1273 MHz were recorded. The obtained characteristics are presented in the explanatory note. To process the obtained results, the quality factor and capacitance of the studied semiconductor heterostructures were calculated. Comparison of values showed a significant difference in the behavior of samples based on CdS and ZnS. Compared with the data of capacity and quality factor for piezoelectric elements, presented in OST II 0444-78, the structures studied by us showed much lower values. This is explained by the fact that the paper investigated thin film structures, rather than three-dimensional piezoelectric elements whose values are given in OST II 0444-78. The quality factor of 62.65 for the structure of CdS-ZnS-Cu₂S is quite large in comparison even with the value for such well-known piezoceramics as CTS-19, the quality factor of which is 60 and which is a bulk material. Thus, studies to evaluate the piezoelectric properties of heterostructures with CdS-Cu₂S and CdS-ZnS-Cu₂S semiconductor films have demonstrated the presence of piezoelectric properties of these structures and the prospects for their development.

The fourth section is devoted to the theoretical substantiation of the study of piezoelectric properties of samples using the immittance meter "E7-20". **The first subsection** discusses the theoretical foundations of the voltmeter-ammeter method. It is shown that the method is indirect, as it is reduced to measuring the voltage and current in the circuit with the device under study and subsequent calculation of its characteristics according to Ohm's law. The essence of the method is explained by schemes and corresponding theoretical calculations. Its main advantage is that the parameters of the test sample can be put in real operating conditions, ie, to pass through the sample real current, which is important when measuring nonlinear characteristics that depend on current. All 3 possible cases for measuring active resistance, capacitance and inductance are demonstrated. For all three cases, schemes for measuring large and small values are shown, as well as the relative and absolute methodological errors. **The second subsection** considers the principle of operation and construction of the immittance meter "E7-20". The "E7-20" immittance meter is designed to measure the parameters of samples at sinusoidal voltage, represented by a parallel or series two-

element substitution scheme. The device is based on the voltmeter-ammeter method. The structural scheme is given and its main components are considered. The voltage ratio is measured by a hardware-software logometer. The hardware part of the logometer consists of a switch, a scale amplifier and an analog-to-digital converter (ADC). The result of the software part of the logometer is the calculation of the voltage ratio. To explain the principle of operation, a vector voltage diagram and corresponding mathematical calculations showing the calculation of active and reactive components of conductivity (resistance) based on the projections of the vectors U_T , U_N on the reference voltage U_{OP} and jU_{OP} were given. After that, the main parameters and characteristics of the emission meter "E7-20" are given. The device can measure inductance, capacitance, active resistance, reactance, conductivity, tangent of dielectric loss angle, Q factor, modulus of complex resistance, phase shift angle of complex resistance and leakage current. Ranges and exact measurement of all parameters are given.

The fifth section is devoted to the second experimental part of the diploma project. It demonstrates the results of measurement by voltmeter-ammeter using the immittance meter "E7-20". The same CdS-ZnS-Cu₂S semiconductor heterostructure deposited on a molybdenum base was used as a sample. The molybdenum base and the degenerate semiconductor p-type Cu₂S serve as the first and second current-carrying contacts, respectively. Using the impedance meter "E7-20", the dependences of capacitance, inductance and resistance on the frequency of the applied sinusoidal voltage were measured and plotted. In general, the samples showed the classical dependence of the current values of the parameters on the frequency, namely their gradual decrease with increasing frequency of the applied voltage.

In the sixth section, the simulation of a semiconductor diode heterostructure is considered. **The first subsection** provides basic theoretical information on modeling the components of equivalent circuits, namely resistance, inductance, and capacitance. In general, it is shown that the real components of the circuits (resistors, capacitors, inductors) are presented in the form of complex substitution schemes, which take into account the active losses of various kinds and the frequency dependence of the immittance. For all three main components, substitution schemes are given with corresponding examples of graphical dependencies of parameters on frequency. It is shown that the presence of parasitic reactive parameters in real components leads to the fact that the frequency dependence of the reactive component of the impedance of the inductance or the admittance of the reactive elements of the circuits differs from the linear one. Therefore, the measurements determine the current values of the parameters of the components at each frequency. The current values of inductance and capacitance are introduced on the condition of equality of reactive resistances (conductivities) of the real element and equivalent inductance (capacitance) at the measurement frequency. **The second subsection** provides the theoretical foundations of the semiconductor diode structure model. The behavior of the p-n junction at the applied forward and reverse voltages is described. Diffusion and barrier capacitances are defined. Given that the diode structure has a capacitance, its equivalent circuit

for alternating current was drawn up. After that, partial cases of low-signal equivalent circuit at low and high frequencies are considered. The equivalent circuit of the diode structure in the mode of small signals and at low frequencies (0 - 100 kHz) consists only of the differential resistance of the diode structure r_D which is determined within the operating point on the volt-ampere characteristic. But at high currents r_D can be extremely small, then the resistance R_B is also taken into account. The high-frequency model of the diode structure is obtained by adding the barrier and diffusion capacitance to the static low-signal model. At high frequencies (100 kHz - 1 MHz) it is also necessary to take into account the parasitic influence of the housing and the terminals of the structure

The next section is conclusions. This section describes the operation. The result from VKKP "Obzor - 103" and with the immittance meter "E7-20" is generalized among themselves. These results show a good ability and ability to generate heteromagnets CdS-Cu₂S and CdS-ZnS-Cu₂S and their results are reduced in terms of OST II 0444-78.

After that the actual **list of the used literature**. A total of 28 different literature sources were used.

Appendix A is suitable for work. **Appendix A** contains a diagram of the electrical structure, which contains complex transmission coefficients "Obzor - 103".

Схожість

Схожість із джерелами з Інтернету

15

1	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/28948/1/Kalachnykov_bakalavr.pdf	1.49%
3	https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/22901/1/Zhovnir_diss.pdf	0.98%
4	http://um.co.ua/4/4-16/4-161661.html	2 Джерело 0.91%
5	https://megaleksii.ru/s3520t5.html	2 Джерело 0.46%
6	https://bibl.com.ua/fizika/10211/index.html?page=10	0.42%
7	http://4ua.co.ua/life/sb3ac68a5d43b88421316d27_0.html	2 Джерело 0.22%
10	https://studfile.net/preview/1851521/page:5	0.09%
13	http://msk.edu.ua/s-k/downloads/publications/zbirka_nubip_2016.pdf	0.08%
14	https://zoek.officielebekendmakingen.nl/blg-473284.pdf	2 Джерело 0.08%
17	https://svitppt.com.ua/fizika/rentgenivski-promeni1.html	0.07%
18	http://facta.junis.ni.ac.rs/eao/eao201302/eao201302-04.pdf	0.07%

Схожість по Бібліотеці акаунту

47

2	Dis_Zhovnir_M.F_1 ID файлу: 4517238 Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	1.05%
8	2020-bachelor-EDD_Balashov-Diodni_strukturny_fch ID файлу: 1004030964 Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	0.21%
9	2020-bachelor-EDS_Hurtovyy_Volokonno-optychna_fch ID файлу: 1004030971 Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	9 Джерело 0.1%
11	Котляревський ID файлу: 1000042713 Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	0.09%
12	2020-bachelor-EDD_Volyar_elektron_henerator_fch ID файлу: 1004040157 Institution: National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"	2 Джерело 0.08%
15	Студентська робота ID файлу: 1000544465 Institution: National University of Life and Environmental Sciences	30 Джерело 0.08%
16	Студентська робота ID файлу: 1000109022 Institution: Lviv Polytechnic National University	2 Джерело 0.07%
19	Студентська робота ID файлу: 1000098006 Institution: Lviv Polytechnic National University	0.07%

Цитати

Цитати 2

1 2.1, б, дорівнює нулеві ($X_3=0$).

2 2.1, б, знову дорівнює нулю ($X_3=0$).