НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет електроніки

Кафедра мікроелектроніки

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Дмитро ТАТАРЧУК

«___»_____20__ р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньо-професійною програмою «Мікро- та наноелектроніка»

спеціальності 153 «Мікро- та наносистемна техніка»

на тему: «Модель тонкоплівкового п'єзоелектричного резонатора на нітриді галію»

Виконав:
студент IV курсу, групи ДП-01
Андрійченко Денис Геннадійович _____

Керівник: проф. каф. МЕ, к.т.н., проф.
Орлов Анатолій Тимофійович _____

Консультант з нормоконтролю: доц. каф. МЕ, к.ф.-м.н., с.н.с.,
Свєчніков Георгій Сергійович _____

Консультант з інформаційних питань: доц.каф.МЕ, к.т.н., доц.,
Діденко Юрій Вікторович _____

Рецензент: Посада, науковий ступінь, вчене звання,
Прізвище, ім'я, по батькові _____

Засвідчую, що у цій дипломній роботі немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.
Студент _____

Київ – 2024 року

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет електроніки

Кафедра мікроелектроніки

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри
_____ Дмитро ТАТАРЧУК
«___»_____20__ р.

Завдання

на дипломну роботу студенту
Андрійченко Денис Геннадійович

1. Тема роботи «Модель тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора на нітриді галію», керівник роботи Орлов Анатолій Тимофійович к.т.н., проф., затверджені наказом по університету від «___» _____ 20__ р. №_____
2. **Термін здачі студентом закінченої роботи:** 3 червня 2024 року.
3. **Дані до роботи:** частотний діапазон - 0.3 - 3 ГГц, тип резонатора - FBAR
4. **Питання, які мають бути розглянуті:**

   актуальність використання тонкоплівкових резонаторів на основі нітридів елементів третьої групи; п’єзоелектричні властивості нітриду галію; принципи моделювання тонкоплівкових резонаторів; створення моделі тонкоплівкового резонатора на нітриді галію.
5. **Графічні матеріали:**

   еквівалентні схеми використовуваних моделей, амплітудно-частотні характеристики, інші частотні характеристики, презентація до доповіді.
6. **Дата видачі завдання:** 18 квітня 2024 року.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Відмітка про виконання
1	Огляд сучасного стану проблеми	28.04.2024	
2	Вивчення моделей п’єзоелектричних резонаторів	05.05.2024	
3	Вивчення даних про п’єзоелектричні характеристики GaN	05.05.2024	
4	Побудова широкосмугової моделі тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора	19.05.2024	
5	Аналіз частотних характеристик п’єзоелектричного резонатора на основі GaN	26.05.2024	
6	Формулювання висновків	26.05.2024	
7	Оформлення кінцевого вигляду дипломної роботи	02.06.2024	

Студент Денис АНДРІЙЧЕНКО

Керівник Анатолій ОРЛОВ

Реферат

Роботу викладено на 51 сторінці, вона містить 3 розділи, 36 ілюстрацій, 3 таблиці та 22 посилання в переліку посилань.

Об’єктом дослідження є тонкоплівкові п’єзоелектричні резонатори.

Предметом роботи - моделювання тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів на основі нітриду галію.

Метою роботи є дослідження моделей тонкоплівкових резонаторів та отримання частотних характеристик досліджуваних резонаторів.

В першому розділі було розглянуто актуальність використання тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів, існуючі структури таких резонаторів, а також було проведено огляд характеристик нітриду галію.

В другому розділі було розглянуто існуючі моделі, які використовуються для моделювання тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів.

В третьому розділі було проведено розрахунок параметрів та моделювання тонкоплівкові п’єзоелектричні резонатори з використанням модифікованої моделі Баттерворта-Ван Дайка та RLC-моделі. Також було отримано амплітудно-частотні характеристики та залежності імпедансу від частоти.

Ключові слова: тонкоплівковий п’єзоелектричний резонатор, модель тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора, модифікована модель Баттерворта-Ван Дайка.

Abstract

The work is laid out on 51 pages, it contains 3 chapters, 36 illustrations, 3 tables and 22 references in the list of references.

The object of research is thin-film bulk acoustic resonators.

The subject of the work is the modeling of thin-film bulk acoustic resonators based on a gallium nitride.

The aim of the work is to research thin-film bulk acoustic resonator models and to obtain the frequency response of studied resonators.

In the first chapter, the relevance of using thin-film bulk acoustic resonators, the existing structures of such resonators, and the properties of gallium nitride were reviewed.

In the second chapter, the existing models used for simulating thin-film bulk acoustic resonators were reviewed.

In the third chapter, parameters were calculated and thin-film bulk acoustic resonators were modeled using the modified Butterworth-Van Dyke model and the RLC model. Frequency responses and dependences of impedance on frequency were also obtained.

Key words: thin-film bulk acoustic resonator, thin-film bulk acoustic resonator model, TFBAR, modified Butterworth-Van Dyke model, mBVD.

ЗМІСТ

Перелік скорочень, символів, умовних позначень і термінів

ТПР - тонкоплівковий п’єзоелектричний резонатор;

TFBAR - thin-film bulk acoustic resonator;

МПЕ - молекулярно-променева епітаксія;

ПЕ - парофазна епітаксія;

ПАХ - поверхневі акустичні хвилі;

ЗГП - зустрічно-гребінчастий перетворювач;

МЕМС - мікроелектромеханічні системи;

HEMT - high electron mobility transistor;

GaN - нітрид галію;

мБВД - модифікована (модель) Баттерворта-Ван Дайка;

RLC - опір - індуктивність - ємність;

АЧХ - амплітудно-частотна характеристика.

Вступ

В сучасному світі бездротові технології становлять невід'ємну частину повсякденного життя, але з їх розвитком, такі технології потребують розвитку високочастотних технологій, а зокрема фільтрів, які використовуються як приймачі для великого діапазону частот. Тому з підвищенням використовуваних діапазонів частот підвищуються і вимоги до використовуваних компонентів.

Так розглянутий в даній роботі тонкоплівковий п'єзоелектричний резонатор (ТПР) (thin-film bulk acoustic resonator, TFBAR) є хорошим варіантом для реалізації фільтрів у великому діапазоні частот, які відповідають сучасним вимогам ринку. Так на основі акустичного резонатора можна реалізувати високочастотний фільтр, який може бути використаний у бездротових приладах. Нітрид галію, який вибрано як основу для даного приладу, є відносно новим і перспективним п'єзоелектричним матеріалом, який відрізняється великою шириною забороненої зони, що результує у високих робочих температурах, а також у цьому матеріалі спостерігається висока рухливість електронів, що і робить можливим його використання у високочастотних приладах, які перевершують за робочою частотою попередні розробки.

Моделювання ж таких приладів, а також розрахунок та аналіз їх параметрів є попереднім кроком до їх виготовлення та експериментального дослідження.

1 Короткий літературний огляд

В сучасному світі, де швидкість і зручність стають ключовими факторами, люди все частіше використовують бездротові технології. Це помітно через стрімке зростання кількості користувачів смартфонів (рис. 1.1), які стають невід'ємною частиною нашого повсякденного життя.

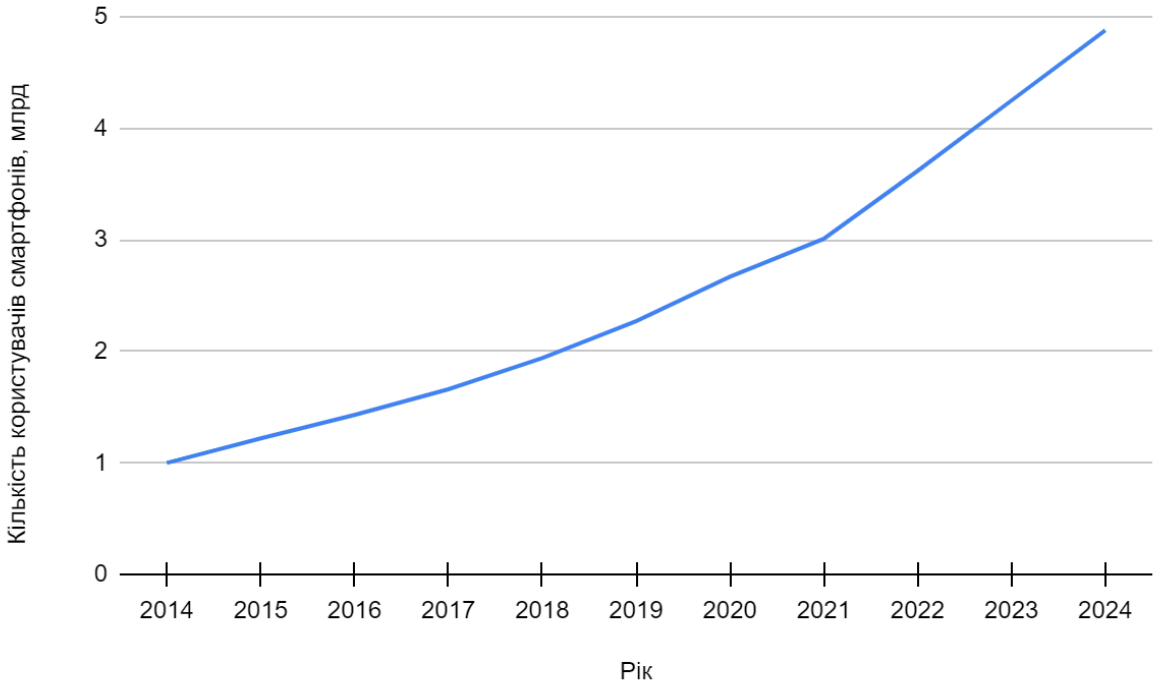

Рисунок 1.1 - Графік зростання кількості користувачів смартфонів (в мільярдах) в останньому десятилітті. Перероблено з [1].

Смартфони включають в себе різноманітні системи, такі як Bluetooth, GPS та LTE, які постійно розвиваються і вдосконалюються. Це особливо помітно, коли ми говоримо про протоколи високошвидкісного передавання даних. Після досягнення вимог четвертого покоління (4G), ці протоколи продовжують розвиватися, вимагаючи все нових технічних проривів.

Ці прориви в технічному забезпеченні відкривають шлях до технологій п'ятого і навіть шостого покоління. Це означає, що ми можемо очікувати ще більшої швидкості передачі даних і більшої надійності з'єднання в майбутніх приладах.

Різниця між поколіннями мобільного зв'язку, від четвертого (4G) до п'ятого (5G), полягає в основному у використовуваних діапазонах частот (рис. 1.2). Протоколи 4G працюють в діапазоні частот, що не перевищують десятків гігагерц (до 6 ГГц). Це дозволяє передавати великі обсяги даних з достатньою швидкістю для більшості сучасних застосувань.

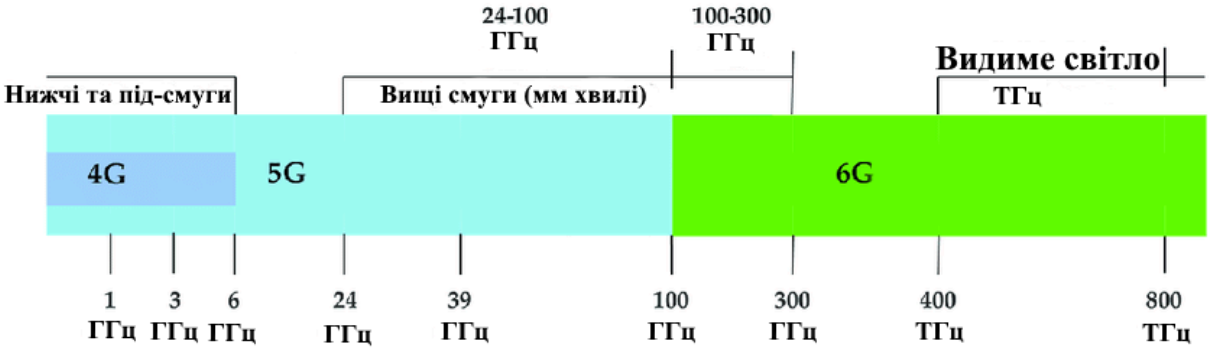

Рисунок 1.2 - Діапазони частот технологій 4G, 5G та 6G.

Перероблено з [2, с.10].

Однак, п'яте покоління (5G) розширює цей діапазон до десятків гігагерц (від 24 до 100 ГГц). Це значно збільшує потенційну швидкість передачі даних, дозволяючи реалізувати нові технології, такі як Інтернет речей (IoT), автономні автомобілі та передові сервіси віртуальної реальності.

Основним фактором, який мотивує перехід на вищі частоти, є необхідність підвищення швидкості передачі даних та зменшення затримок. Це особливо важливо для застосувань, які вимагають миттєвої реакції, наприклад, для автономних автомобілів. Завдяки 5G, ці технології стають більш ефективними та надійними.

Високошвидкісні протоколи передачі інформації вимагають використання спеціалізованого технічного забезпечення. Основними компонентами такого обладнання є генератори коливань та фільтри.

Генератори коливань використовуються для створення високочастотних сигналів. Ці сигнали можуть бути в діапазоні від декількох мегагерц до декількох гігагерц, в залежності від конкретного протоколу передачі даних. Генератори

повинні бути здатні створювати стабільні, точні сигнали, що не втрачають своїх характеристик під час передачі.

Фільтри використовуються для прийому та передачі цих високочастотних сигналів. Вони дозволяють пропускати сигнали в певному діапазоні частот, відкидаючи всі інші. Це важливо для забезпечення чистоти сигналу та запобігання перешкодам. Використання високочастотних сигналів дозволяє передавати великі обсяги даних з високою швидкістю, що є критично важливим для багатьох сучасних застосувань.

Для створення фільтрів в системах передачі даних можливо використання RC-контурів або резонаторів. Обидва цих типи пристроїв використовуються для відфільтровування сигналів на певних частотах, але вони мають різні характеристики та області застосування.

Пасивні RC-фільтри використовують комбінацію резисторів та конденсаторів для створення контура, який пропускає сигнали в певному діапазоні частот. Однак, ці фільтри не відповідають вимогам добротності для високочастотних застосувань, оскільки вони працюють на достатньо широкій смузі частот. Це не підходить для високочастотних сигналів, які використовуються в сучасних системах передачі даних, де частоти прийому та передачі сигналів є досить близькими (рис. 1.3), а тому ширина пропускної смуги повинна бути малою.

З іншого боку, п’єзоелектричні резонатори підходять для створення фільтрів в високочастотних системах. Їхня амплітудно-частотна характеристика має характерний максимум з вузькою пропускною смугою на частоті резонансу. Ця частота резонансу визначається з геометричних та фізичних параметрів резонатора. Це робить їх ідеально підходящими для застосувань, де потрібна висока добротність та вузька пропускна смуга.

Найпростішим варіантом реалізації п’єзоелектричного резонатора є шматок діелектрику, затиснутий між двома металевими контактами (рис. 1.4). Цей простий дизайн є основою для широкого спектру пристроїв, включаючи кварцові резонатори.

Смуга	f_{oTR} (MHz)	BW_{TR} (MHz)	f_{oRE} (MHz)	BW_{RE} (MHz)	$f_{oRE} - f_{oTR}$ (MHz)	Регіон
1	1920-1980	60	2110-2170	60	190	Азія, ЕМЕА, Японія
2	1850-1910	60	1930-1990	60	80	Пн та Лат Америка
3	1710-1785	75	1805-1880	75	95	Азія, ЕМЕА
4	1710-1755	45	2110-2155	45	400	Пн та Лат Америка
5	824-849	25	869-894	25	45	Пн та Лат Америка
7	2500-2570	70	2620-2690	70	120	Азія, ЕМЕА
8	880-915	35	925-960	35	45	ЕМЕА, Лат Америка
12	699-716	17	729-746	17	30	Пн Америка

Рисунок 1.3 - Смуги частот, які використовуються в різних регіонах (ЕМЕА - Європа, Середній Схід та Африка). Перероблено з [3, с. 9].

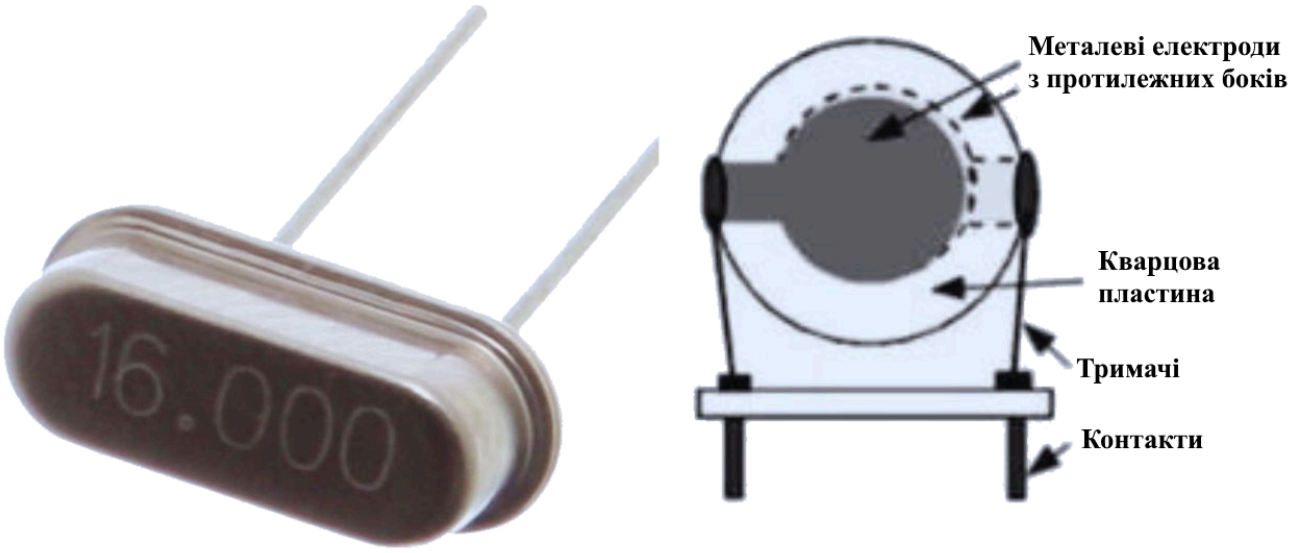

Рисунок 1.4 - Вигляд та структура звичайного кварцового резонатора. Перероблено з [4].

Кварцові резонатори використовуються у різноманітних приладах, де мініатюрність не є критично важливою, але потрібна велика точність. Вони використовуються в годинниках, комп’ютерах та інших пристроях, де потрібна висока стабільність частоти.

Однак, ці резонатори мають один важливий недолік - їхній розмір. З постійним трендом до мініатюризації в сучасних технологіях, кварцові резонатори

можуть виявитися занадто великими для деяких застосувань. Це особливо стосується високочастотних систем передачі даних, де потрібні малі за розмірами, але високоточні компоненти.

Тому, для застосувань, які розглядаються у даній роботі, можуть бути потрібні інші типи п’єзоелектричних резонаторів, які можуть надати необхідну точність в малому форм-факторі. Це може включати в себе використання нових матеріалів, дизайнів або технологій для створення мініатюрних, але високоточних резонаторів.

Існує можливість виконання п’єзоелектричних резонаторів у інтегральній технології. Структура таких резонаторів є схожою до звичайних дискретних резонаторів, але відрізняється тим, що всі шари матеріалів створюються методами утворення тонких плівок. Це дозволяє значно зменшити розмір резонатора, що є критично важливим для інтеграції в мікроелектронні пристрої.

В цьому контексті особливої уваги заслуговують п’єзоелектричні шари. Металеві шари вже досить широко використовуються в інтегральній технології, а тому технології їх нанесення є добре розвиненою. Однак, п’єзоелектричні шари вимагають більш складних методів нанесення.

П’єзоелектричні шари можуть наноситись за допомогою методів епітаксії або напилення. Методи напилення краще підходять для утворення товстих плівок, але плівки, отримані такими методами, мають велику кількість дефектів, що результує у великих втратах. Тому для створення тонких плівок, які розглядаються в даній роботі, краще підходить метод епітаксії.

Метод епітаксії широко зарекомендував себе через високу якість створюваних шарів. Для основного використовуваного матеріалу в даній роботі, а саме для нітриду галію, підходять такі методи епітаксії як молекулярно-променева епітаксія (МПЕ) та парофазна епітаксія (ПЕ). Ці методи дозволяють створювати високоякісні п’єзоелектричні шари з високою точністю та відмінними електричними характеристиками, що є важливим для високочастотних резонаторів.

Існує дві основні структури, які використовуються для реалізації п’єзоелектричних резонаторів в інтегральній технології: тонкоплівковий п’єзоелектричний резонатор (ТПР), відомий також як thin-film bulk acoustic resonator (TFBAR), і резонатор на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), (surface acoustic waves, SAW).

ТПР використовує тонкоплівкову структуру, в якій п’єзоелектричний матеріал затиснутий між двома електродами. Коли через електроди пропускається електричний струм, він викликає коливання в п’єзоелектричному матеріалі, що створює акустичні хвилі. Ці хвилі можуть бути використані для фільтрації сигналів на певній частоті.

З іншого боку, ПАХ використовує поверхневі акустичні хвилі, які рухаються вздовж поверхні п’єзоелектричного матеріалу. Ці хвилі можуть бути використані для створення резонаторів, які працюють на високих частотах і мають високу добротність.

Обидва типи резонаторів мають свої переваги та недоліки, і вибір між ними залежить від конкретних вимог до системи. ТПР зазвичай мають вищу добротність і можуть працювати на вищих частотах, але вони складніші в виробництві. ПАХ, з іншого боку, є простішими в виробництві і можуть працювати на великому діапазоні частот, але вони мають нижчу добротність.

Принцип роботи резонатора на поверхневих акустичних хвилях полягає в коливаннях, які відбуваються у двовимірному електронному газі. Це середовище формується на межі між алюміній галій нітридом і галій нітридом. У цьому газі концентрація носіїв може досягати 10^{13} $см^{-3}$[5, с. 5]. В цьому газі відбуваються акустичні коливання, які поширюються в площині, паралельній до поверхні, і не проникають углиб матеріалу. Ці резонатори широко використовуються у бездротовому зв’язку як спосіб передачі або прийому електричного сигналу через його перетворення в акустичний. Такий резонатор складається з буферного шару нітриду металу третьої групи, на який нанесено п’єзоелектричний шар. На цьому шарі може бути утворений опціональний шар перовскітного оксиду, на який

наносяться електроди у вигляді зустрічно-гребінчастого перетворювача. (ЗГП) (interdigitated transducer, IDT) (рис. 1.5).

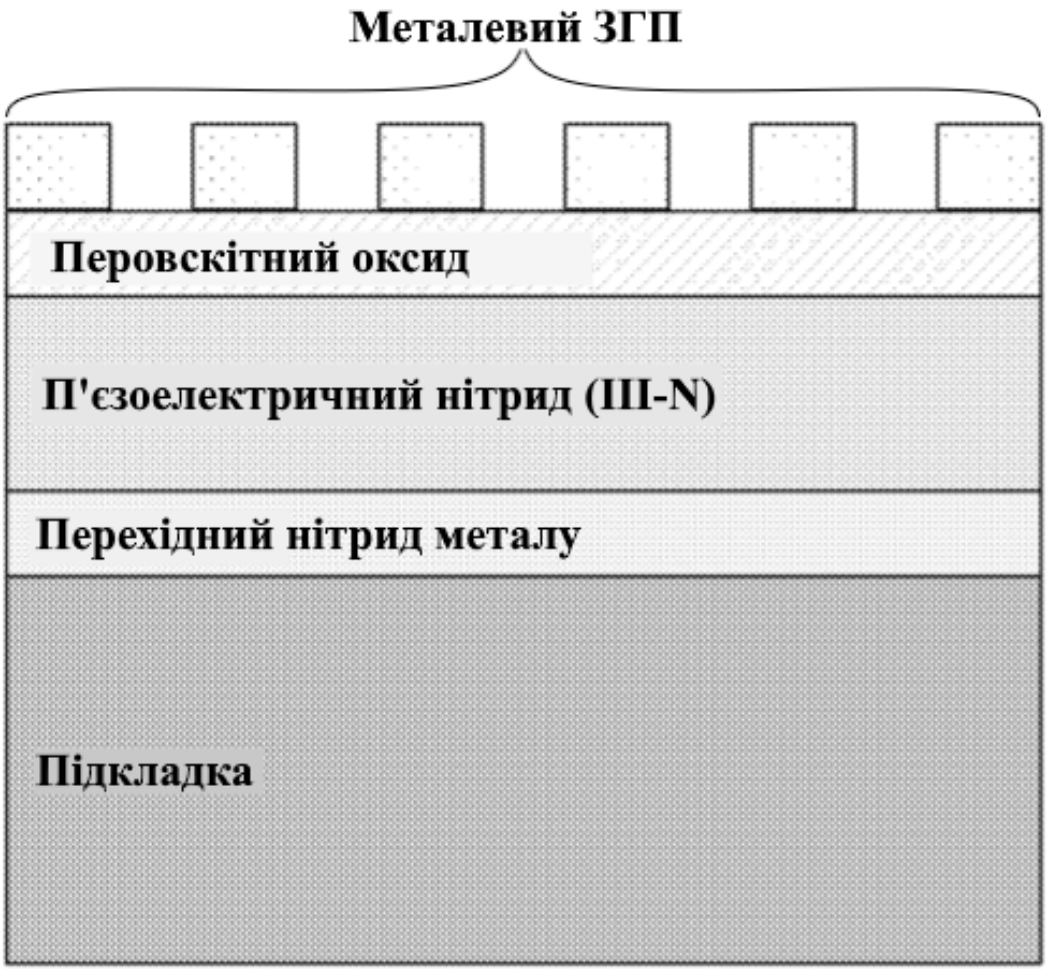

Рисунок 1.5 - Структура п’єзоелектричного резонатора на поверхневих акустичних хвилях. Перероблено з [6, с.3].

Тонкоплівковий п’єзоелектричний резонатор, який має структуру схожу до дискретного п’єзоелектричного резонатора, має унікальну структуру. Він складається з послідовних шарів металу, які використовуються як електроди, між якими розташовано шар п’єзоелектрику. Ця конструкція дозволяє ефективно використовувати п’єзоелектричні властивості матеріалу для генерації акустичних хвиль через повне використання площі електродів.

Однією з проблем при використанні таких резонаторів втрата енергії акустичної хвилі в глибині підкладки. Для цього використовуються різні методи

відбивання хвилі. Наприклад, можна використовувати шари матеріалів з різною швидкістю поширення звуку. Ці шари утворюють брегівське акустичне дзеркало, яке відбиває хвилі назад в резонатор. Такі резонатори, які використовують цей принцип, називаються міцно закріпленими (solidly mounted resonators, SMR) (рис. 1.6) Вони мають ряд переваг, зокрема низькі втрати енергії та високу частоту резонансу, але є досить складними виготовленнями через велику кількість шарів, які чергуються.

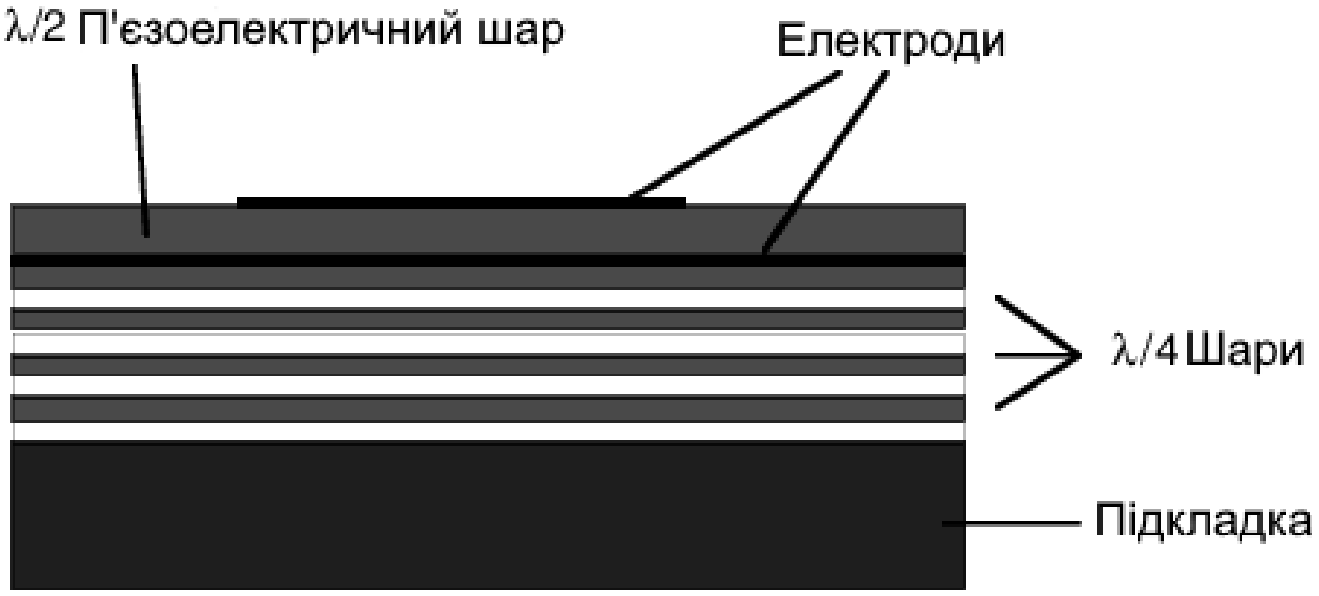

Рисунок 1.6 - Структура міцно закріпленого резонатора (SMR).
Перероблено з [7, с. 1].

Іншим підходом є використання повітряного проміжку під нижнім електродом (рис. 1.7). Одним зі способів утворення такого проміжку травлення з тильної сторони підкладки, що дозволяє створити проміжок між електродом і підкладкою. Однак, цей процес може призвести до зниження міцності резонатора, оскільки травлення може послабити структуру підкладки. Крім того, відсутність перпендикулярних стінок у проміжку може збільшити площу резонатора [8, с. 2], що може вплинути на його ефективність.

Альтернативний метод включає використання так званого “жертовного шару” під нижнім електродом. Цей шар пізніше піддається травленню через отвори в інших шарах, що дозволяє створити необхідний проміжок.

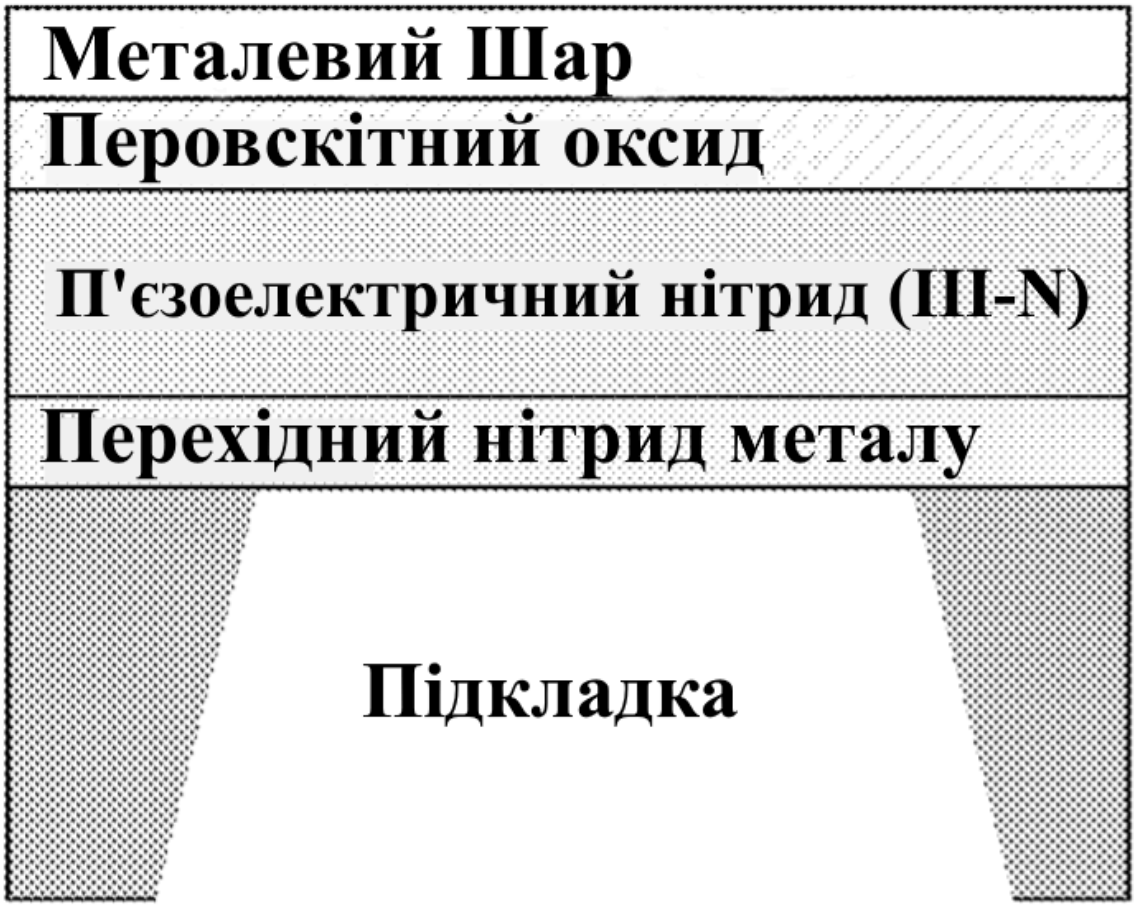

Рисунок 1.7 - Структура тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора з повітряним проміжком. Перероблено з [6, с. 11].

Тонкоплівкові п’єзоелектричні резонатори та резонатори на поверхневих акустичних хвилях мають різні максимальні робочі параметри, що визначаються їх конструкцією та матеріалами. У тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторах використовується товстіший шар п’єзоелектрика, що забезпечує кращі силові параметри. Це також дозволяє досягти вищих робочих частот, що є важливим для сучасних застосувань, таких як мобільний зв’язок, радіо- та телекомунікації.

Відбивання акустичних хвиль відбувається на границі між п’єзоелектриком та металевим електродом, що вимагає високої якості плівок для ефективного функціонування приладу. Однак, це також призводить до менших втрат, що може бути важливим для додатків, що вимагають високої енергоефективності. Вибір між цими двома типами резонаторів залежить від конкретних вимог до приладу, включаючи його розмір, вартість виробництва та вимоги до робочих параметрів.

Нітриди металів третьої групи, такі як алюміній та галій, відіграють важливу роль у сучасних технологіях, особливо в мікроелектромеханічних системах (МЕМС). Це пов’язано з їхніми унікальними п’єзоелектричними властивостями, які дозволяють їм перетворювати механічний тиск на електричний сигнал і навпаки. Це робить їх ідеальними для використання в сенсорах, актуаторах, резонаторах та інших пристроях, що вимагають точного контролю над механічними та електричними процесами.

Крім того, ці матеріали також є напівпровідниками, що робить їх корисними для використання в активних електронних компонентах, таких як транзистори. Вони мають високу рухливість електронів, що дає можливість виготовлення транзисторів з високою рухливістю електронів (HEMT)

Таким чином, нітриди металів третьої групи, зокрема алюміній та галій, відкривають нові можливості для розробки високоефективних, компактних та надійних пристроїв для широкого спектру застосувань, від мікроелектромеханічних систем до високошвидкісної електроніки.

В останні роки було активно досліджувано методи осадження плівок нітридів металів третьої групи, зокрема алюмінію та галію на підкладки з сапфіру та кремнію. Ці матеріали виявилися є досить цікавими, оскільки вони мають високу якість, не дивлячись на їх відносну новизну, що робить їх перспективними для використання в мікроелектроніці.

Однак створення високоякісних плівок нітридів металів є складним процесом, який вимагає дотримання строгих вимог до різниці сталих граток та використанні буферних шарів. Це обмеження є одним з головних викликів при створенні таких матеріалів.

Щодо методів осадження таких плівок, то найбільш широко використовуються молекулярно променева епітаксія (МПЕ) та парофазна епітаксія (ПЕ). МПЕ - це метод, при якому атоми або молекули випаровуються з твердого джерела та осідають на поверхні підкладки, формуючи тонку плівку. З іншого боку, ПЕ використовує хімічні реакції в газовій фазі для створення плівки на поверхні підкладки.

Ці методи дозволяють отримати високоякісні плівки нітридів металів, які можуть бути використані в різноманітних застосуваннях, включаючи електроніку, оптику та фотоніку. Однак, необхідно продовжувати дослідження, щоб подолати виклики, пов’язані з різницею сталих граток, та вдосконалити процеси осадження для отримання ще більш високоякісних плівок.

Нітрид галію, який був розглянутий в даній роботі, має ряд переваг порівняно з нітридом алюмінію, що робить його особливо привабливим для певних застосувань. Однак, ці два матеріали часто використовуються разом, що дозволяє їм взаємно доповнювати один одного та використовувати властивості обох матеріалів для досягнення оптимальних результатів.

Нітрид галію має широку заборонену зону (3,4 *eB* [5, с. 5]), що означає, що він може працювати при високих температурах без значного зниження ефективності. Це робить його ідеальним для застосувань, де потрібна висока температурна стабільність, таких як високотемпературна електроніка. Крім того, нітрид галію має високу максимальну напруженість електричного поля, що означає, що він може витримувати високі напруги без пошкодження. А також, нітрид галію відрізняється високою рухливістю електронів (близько 10000 $см^2/В \cdot с$ [5, с. 6]). Це важливо для електронних пристроїв, таких як транзистори, де швидкість переміщення електронів впливає на швидкодію пристрою.

Сам же нітрид галію (GaN) є бінарною III/V сполукою з прямою забороненою зоною. Він є досить міцним матеріалом з вюрцитною кристалічною структурою. Вюрцитна структура нітриду галію є гексагональною (рис. 1.8). Сталі гратки для цієї структури мають наступні значення: a = 3,189 Å і c = 5,186 Å[9, с. 2].

Щодо п’єзоелектричних властивостей нітриду галію, то вони сильно впливають на розробку електронних приладів на основі нітридів елементів третьої групи (III-N). Вюрцитний нітрид галію є поляризованим вздовж с-осі, що робить його подібним за п’єзоелектричними властивостями до алюмінію нітриду. Через велику механічну якість та хороші чутливість він може широко застосовуватись у МЕМС та у різноманітних сенсорах.

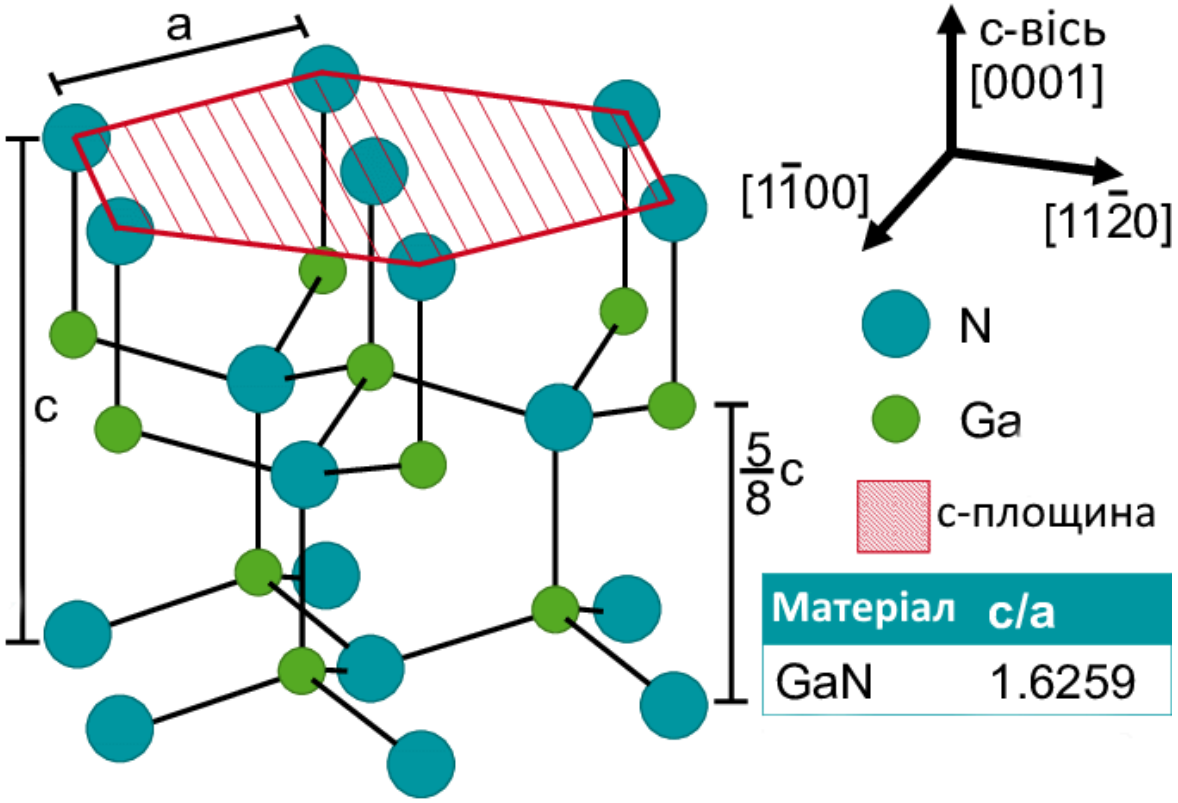

Рисунок 1.8 - Вюрцитна структура нітриду галію. Перероблено з [10, с. 6].

Висновок до розділу: нітрид галію є перспективним матеріалом, який має властивості цікаві для використання у мікроелектроніці, а зокрема у акустичних системах. До таких систем можна віднести тонкоплівкові п’єзоелектричні резонатори, які широко використовуються у бездротовому зв’язку, а тому привертають багато уваги і потребують подальших досліджень.

2 Існуючі моделі тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів

Моделювання тонкоплівкових п'єзоелектричних резонаторів є корисним через наступні причини:

- Передбачення продуктивності: моделі на кшталт модифікованої моделі Баттерворта-Ван Дайка та методу скінченних елементів дозволяють моделювати вихідні частотні характеристики та передбачати продуктивність. Це допомагає покращити розуміння поведінки п’єзоелектричних резонаторів, які утворенні багатьма шарами різних матеріалів.
- Оптимізація дизайну: такі моделі дозволяють завчасно розраховувати необхідні технологічні параметри структури, такі як товщина та площа кожного з окремих шарів.

2.1 Моделі еквівалентних схем

Модель Баттерворта-Ван Дайка є досить простою моделлю, яка може представляти поведінку тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора. Вона складається з індуктивності (L_m), ємності (C_m), і опору (R_m) з'єднаних послідовно, які відповідають акустичним властивостям резонатора, і ємності (C_0) з’єднаної паралельно, яка відповідає загальній ємності п’єзоелектричного шару[11. с. 47].

Хоча ця модель є досить простою і швидкою для використання і отримання результатів моделювання тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів, але тонкоплівкові прилади не можуть бути повністю описані такою моделлю.

Модифікована модель Баттерворта-Ван Дайка модель надає більш реалістичне відображення п’єзоелектричного резонатора, враховуючи при цьому омічні та діелектричні втрати додаючи опір (R_0) послідовно до ємності (C_0), який відповідає електричному опору п’єзоелектричного шару та опір (R_S) (рис. 2.1) послідовно до всього контуру, який відповідає електричному опору контактів, тому він ще може позначатись як $R_S/2$ і бути приєднаним з обох боків схеми.

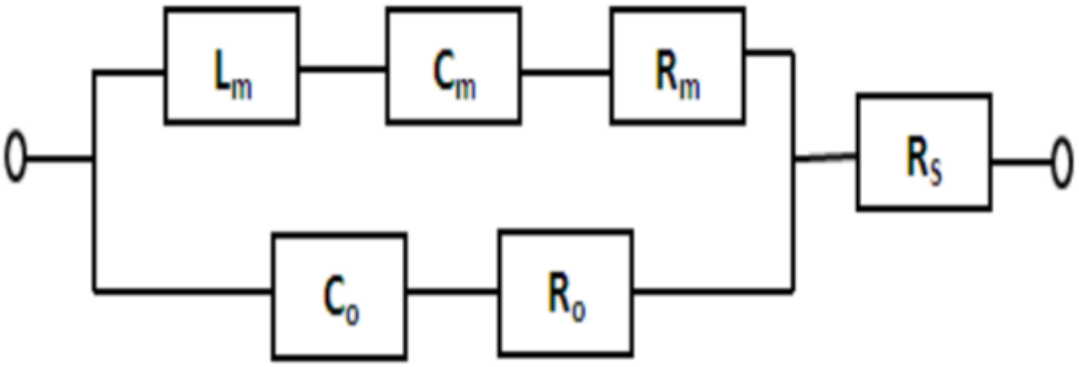

Рисунок 2.1 - Еквівалентна схема тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора з використанням модифікованої моделі Баттерворта-Ван Дайка[12, с. 2].

Параметри для використання модифікованої моделі Баттерворта-Ван Дайка можуть бути отримані з використанням інших методів а саме методу скінченних елементів[13] та інших методів розроблених саме для застосування в тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторах.

Модель Мейсона це широко застосовувана модель для моделювання багатошарових тонкоплівкових структур[14], зокрема тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів.

Модель Мейсона (рис. 2.2) надає точне представлення для випадку одновимірних багатошарових резонаторів. Вона використовується шляхом опису кожного з шарів через відповідні параметри, що дозволяє суттєво спрощувати представлення багатошарових структур.

2.2 Метод скінченних елементів

Метод скінченних елементів це потужний числовий метод, який широко використовується у багатьох сферах через його відносну універсальність, оскільки його робота і точність цілком залежить від ретельності підбору правильних рівнянь, які описують процеси в окремих областях та на межах даних областей. Цей метод також може бути використаний для моделювання тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів. Він дозволяє моделювати будь-які зміни в

структурі основних шарів резонатора та дає можливість врахування будь-яких додаткових шарів.

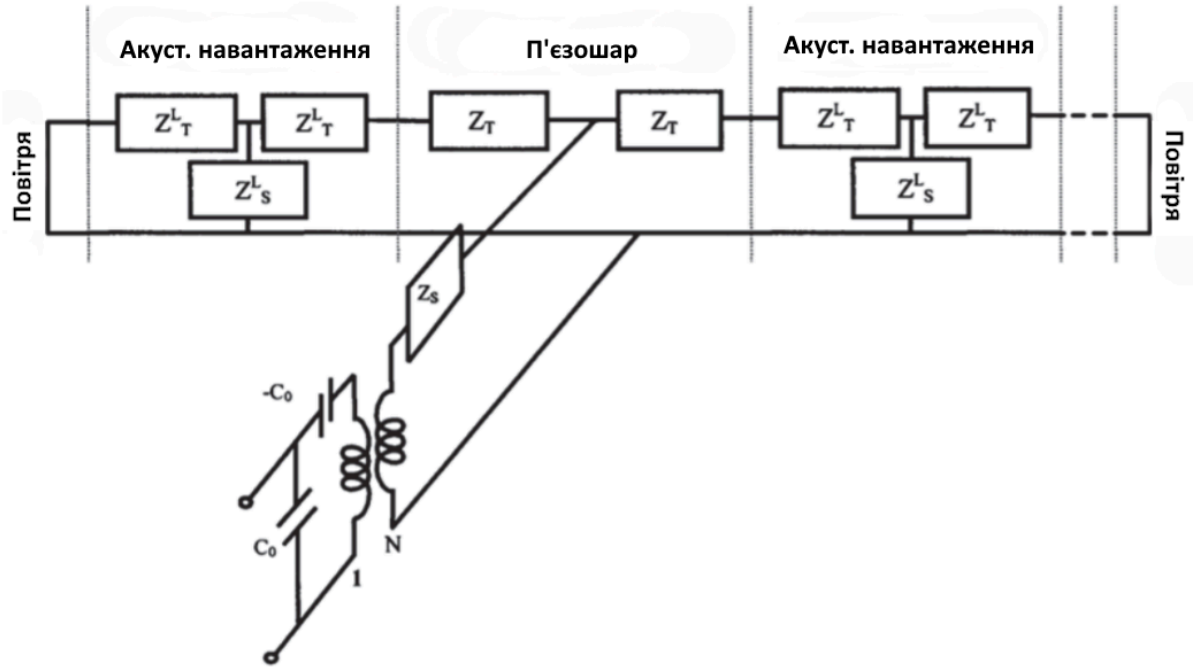

Рисунок 2.2 - Еквівалентна схема тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора з використанням моделі Мейсона. Перероблено з [17, с. 63].

Сам метод полягає в розділення простору, який займається об’єктом на скінченну кількість елементів[15], для кожного з яких розраховуються всі необхідні параметри.

Даний метод є найбільш близьким до реальних умов, що обумовлено дуже детальним моделюванням окремих елементів, але з цього і випливає головний його недолік, а саме довгий час проведення обчислень[16].

2.3 RLC-модель п’єзоелектричного резонатора

Модель, яка використовується в даній роботі заснована на моделі Мейсона, але є перетвореною для можливості більш точного розрахунку.

Після низки перетворень та апроксимацій описаних в [17] схема набуває наступного вигляду (рис. 2.3):

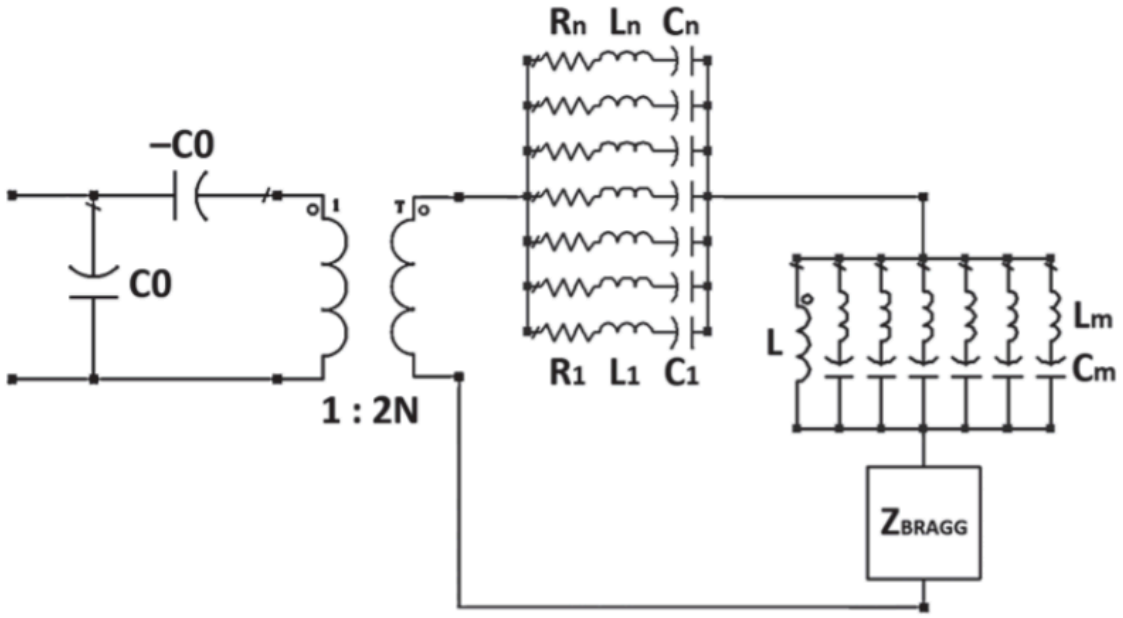

Рисунок 2.3 - Еквівалентна RLC-схема тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора [17, с. 70].

На даному малюнку можна побачити ємності C_0, які так як і в моделі Баттерворта-Ван Дайка відповідають ємності п’єзоелектрика. Масив же RLC-контурів описує резонансну природу п’єзоелектрика, при тому кількість даних контурів визначається необхідною точністю. Так само масив LC-контурів, який описує собою імпеданс навантаження, який утворюється електродами, при тому з ним також можливо зміна кількості контурів для досягнення необхідної точності.

Також можливо моделювання міцно закріпленого резонатора з брегівським зеркалом замість повітряного прошарку, але даний випадок не буде розглядатися в даній роботі. Змінна кількість контурів випливає з розкладання одного з отриманих імпедансів в ряд для гіперболічного тангенса та котангенса[17, с. 67].

Висновок до розділу: існує декілька способів моделювання тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів, але спосіб використаний в даній роботі поєднує простоту роботи з еквівалентними схемами та їх швидку обробку за допомогою сучасного програмного забезпечення, але при цьому має досить високу точність.

3 Моделювання тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора

Моделювання електронних приладів проводиться для того, щоб використовуючи модель можна було отримати конструктивні параметри, тнавикориставши які можна було б отримати прилад з заданими характеристиками. Можливо також і зворотнє застосування для знаходження характеристик приладу за його конструктивними параметрами. Такі підходи дозволяють з одного боку здешевити виробництво приладів, а з іншого боку можуть створювати можливість використання конкретних приладів у цифрових середовищах розробки, в яких цей прилад замінюється відповідною моделлю.

У нашому випадку буде розглядатись тонкоплівковий п’єзоелектричний резонатор, структура якого зображена на (рис. 3.1):

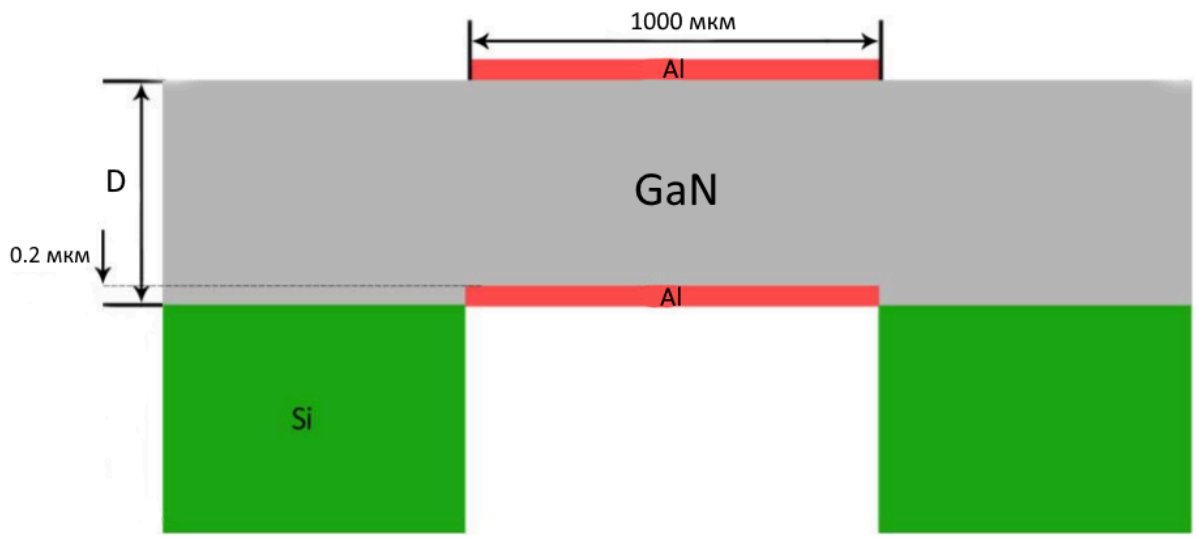

Рисунок 3.1 - Структура модельованого тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора. Перероблено з [18].

3.1 Модифікована модель Баттерворта-Ван Дайка

Для моделювання тонкоплівкового п'єзоелектричного резонатора було вибрано дві моделі з перелічених вище, а саме модифіковану модель Баттерворта-Ван Байка та RLC-модель. Для початку розглянемо простішу а використанні мБВД-модель.

Ця модель складається з трьох опорів, двох ємностей та індуктивності (рис. 2.1). Для обчислення параметрів елементів даної моделі скористаємося формулами наведеними в [13]:

$$C_0 = \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot A/D \tag{3.1}$$

де C_0 - власна ємність п’єзоелектричного шару, ε - відносна діелектрична проникність цього шару, ε_0 - діелектрична проникність вакууму, яка має відоме значення $8{,}85 \cdot 10^{-12}$ *Ф/м*, *A* - площа даного шару, *D* - товщина даного шару.

$$C_m = \frac{8C_0 \cdot k_{eff}^2}{\pi^2} \tag{3.2}$$

де C_m - рухова ємність, яка характеризує п’єзоелектричні властивості, k^2_{eff} - коефіцієнт електромеханічного зв'язку.

$$L_m = \frac{v}{64 f_s^3 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot A \cdot k_{eff}^2} \tag{3.3}$$

де L_m - рухова індуктивність, яка характеризує п’єзоелектричні властивості, *v* - швидкість звуку в п’єзоелектрику, f_s - частота резонансу.

$$R_m = \frac{\eta \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0}{16 \cdot \cdot \rho \cdot A \cdot v \cdot k_{eff}^2} \tag{3.4}$$

де R_m - руховий опір, який характеризує п’єзоелектричні властивості, η - коефіцієнт п’єзоелектричних втрат, ρ - питомий опір п’єзоелектрика.

Також необхідно врахувати власні опори п’єзоелектрика та металевих електродів, які розраховуються за звичайною формулою для опору провідника за нормальних умов:

$$R_0 = \rho \cdot D/A \quad (3.5)$$

де R_0 - власний опір п’єзоелектрика.

$$R_s = 2\rho_m \cdot D_m/A \quad (3.6)$$

де R_s - власний опір металевих електродів, ρ_m - питомий опір металу електрода. D_m - товщина електрода. Також можна зауважити, що оскільки електроди присутні з обох сторін то цей опір буде вдвічі більшим.

Відповідно підставивши дані наведені в (табл. 3.1) в формули (3.1-3.6) можемо отримати параметри для моделювання тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора за допомогою модифікованої моделі Баттерворта-Ван Дайка, при тому варто зауважити, що використовуються значення для нітриду галію та для алюмінію, як п’єзоелектрика та металу відповідно.

Таблиця 3.1 - Дані для розрахунку елементів для мБВД- та RLC-моделей.

ε	*A, мкм²*	*D, мкм*	k^2_{eff}	*v, м/с*	f_s, *ГГц*
9,5[5]	10^6	4	0,02[5]	8000[5]	2
η	ρ, *Ом/м*	ρ_m, *Ом/м*	D_m, *мкм*	e^{33}, *К/м²*	v_m, *м/с*
10^{-3}	30[19]	$2{,}65 \cdot 10^{-8}$ [20]	0,2	0,65[5]	6320[21]

Коефіцієнт втрат η є досить малим і не грає великого значення у визначенні поведінки моделі, оскільки результуюче значення опору R_m є досить малим. Що ж до геометричних параметрів структури, вони є подібними до використовуваних в [17, с. 53] та [18]. А товщина визначається з необхідної частоти за формулою наведеною в [22]:

$$f = v/D \quad (3.7)$$

Тому вибирається така товщина п’єзоелектричного шару, яка забезпечить частоту, яка потрапляє в діапазон від 0,3 до 3 *ГГц*, тому частота в 2 *ГГц* є придатною для моделювання.

Обчисливши необхідні параметри маємо наступні значення:

$$C_0 = 21\ пФ;$$

$$C_m = 341\ фФ;$$

$$L_m = 9{,}29\ нГ;$$

$$R_m = 5{,}47 \cdot 10^{-22}\ Ом;$$

$$R_0 = 120\ Ом;$$

$$R_s = 10{,}6\ нОм.$$

Утворена схема створена в середовищі Proteus з розрахованими параметрами має наступний вигляд (рис. 3.2):

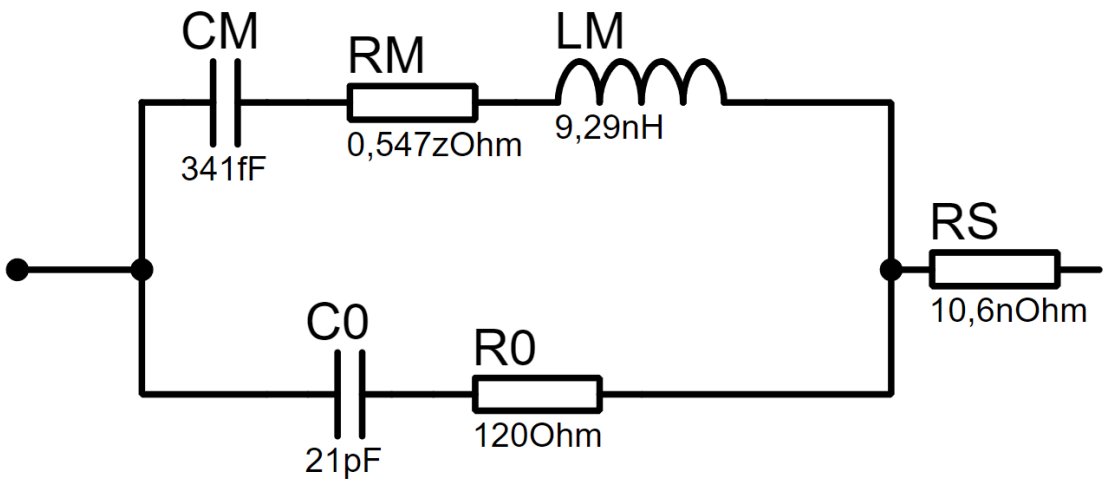

Рисунок 3.2 - Еквівалентна схема мБВД-моделі для частоти в 2 ГГц.

Саме ж моделювання буде проводитись в середовищі MATLAB Simulink**,** в якому установка для вимірювання має наступний вигляд (рис. 3. 3), притому для отримання характеристик використовується схема дільника напруги з послідовно увімкненим опором $R_{ref} = 10\ Ом$:

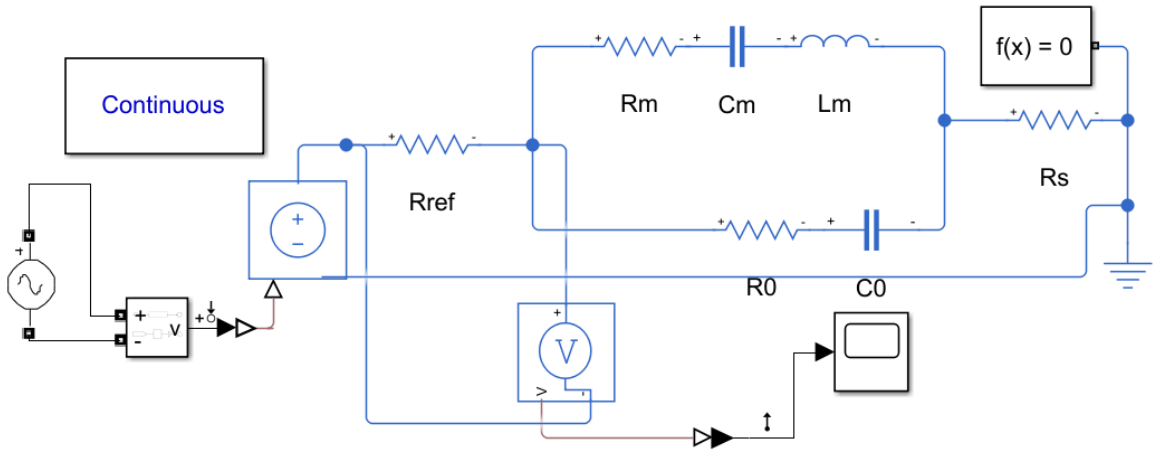

Рисунок 3.3 - Установка для вимірювання параметрів мБВД-моделі.

Провівши моделювання отримаємо АЧХ з характерним для резонатора максимумом на частоті резонансу (рис. 3.4):

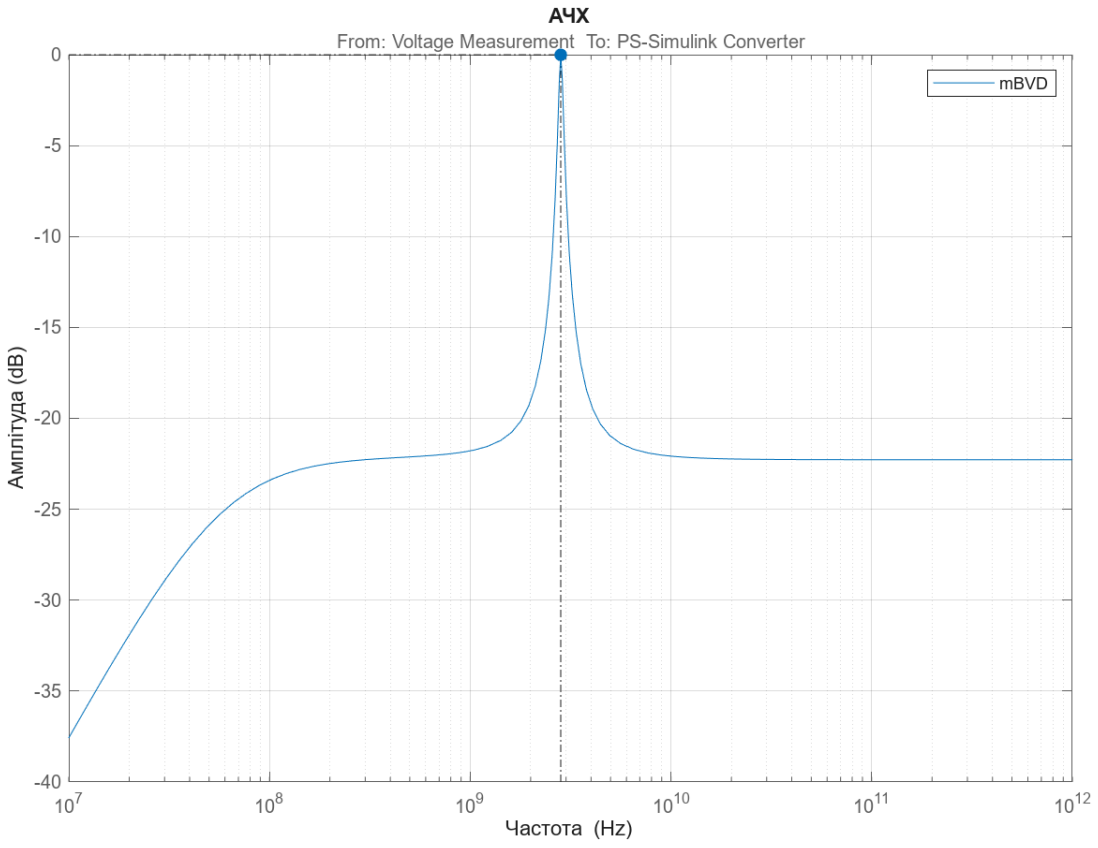

Рисунок 3.4 - Перша ітерація результату моделювання з використанням мБВД-моделі для частоти 2 *ГГц* (АЧХ).

Але ми можемо помітити, що частота резонансу (2,83 ГГц) не співпадає з частотою, яка використовувалась при обчисленнях, це зумовлено помилкою в

використовуваній формулі, а саме при обчисленні рухової індуктивності, або ж рухової ємності і при заміні в даній формулі числа 64 на 32 або 8 на 16 (далі буде використовуватись перший варіант за яким L_m = 18,6 *нГ*) відповідно ми отримаємо наступний результат (рис. 3.5), який краще відповідає очікуваному. Ця дія є доступною для нас оскільки мБВД - це модель, а не репрезентація реального резонатора.

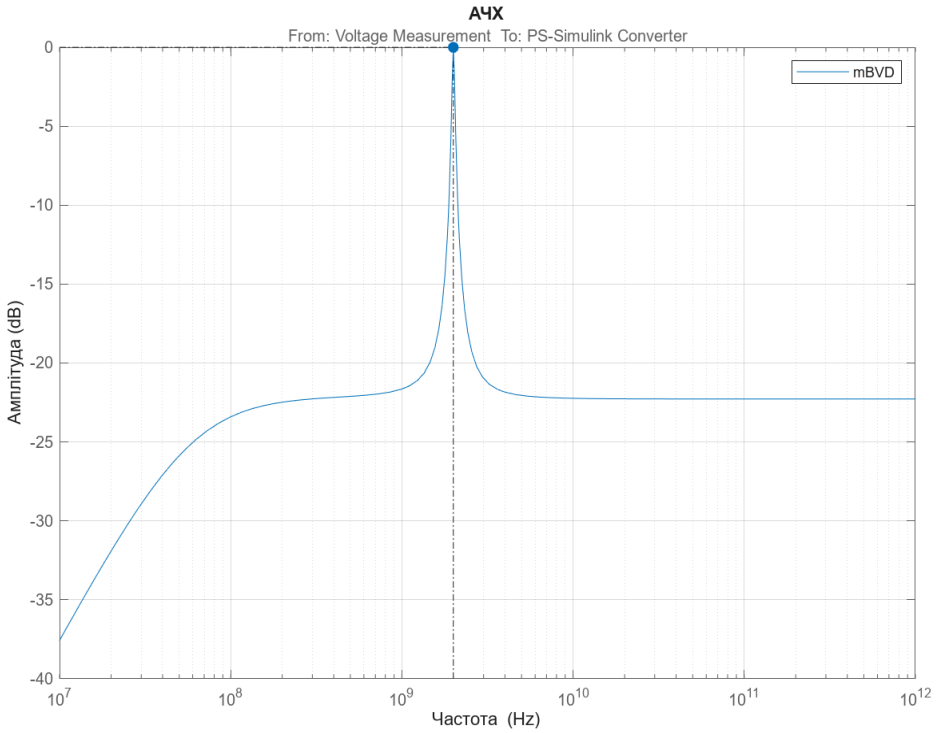

Рисунок 3.5 - Результат моделювання з використанням мБВД-моделі для частоти 2 *ГГц* (АЧХ).

Наступним кроком буде обчислення добротності резонатора за отриманими результатами для цього ближче розглянемо даний графік (рис. 3.6).

Є простий метод визначення добротності за АЧХ, а саме відношення частоти резонансу до ширини смуги пропускання на рівні - 3 *дБ*:

$$Q = \frac{f_s}{f_h - f_l} \tag{3.8}$$

де Q - добротність, f_h - верхня частота смуги пропускання, f_l - нижня частота смуги пропускання.

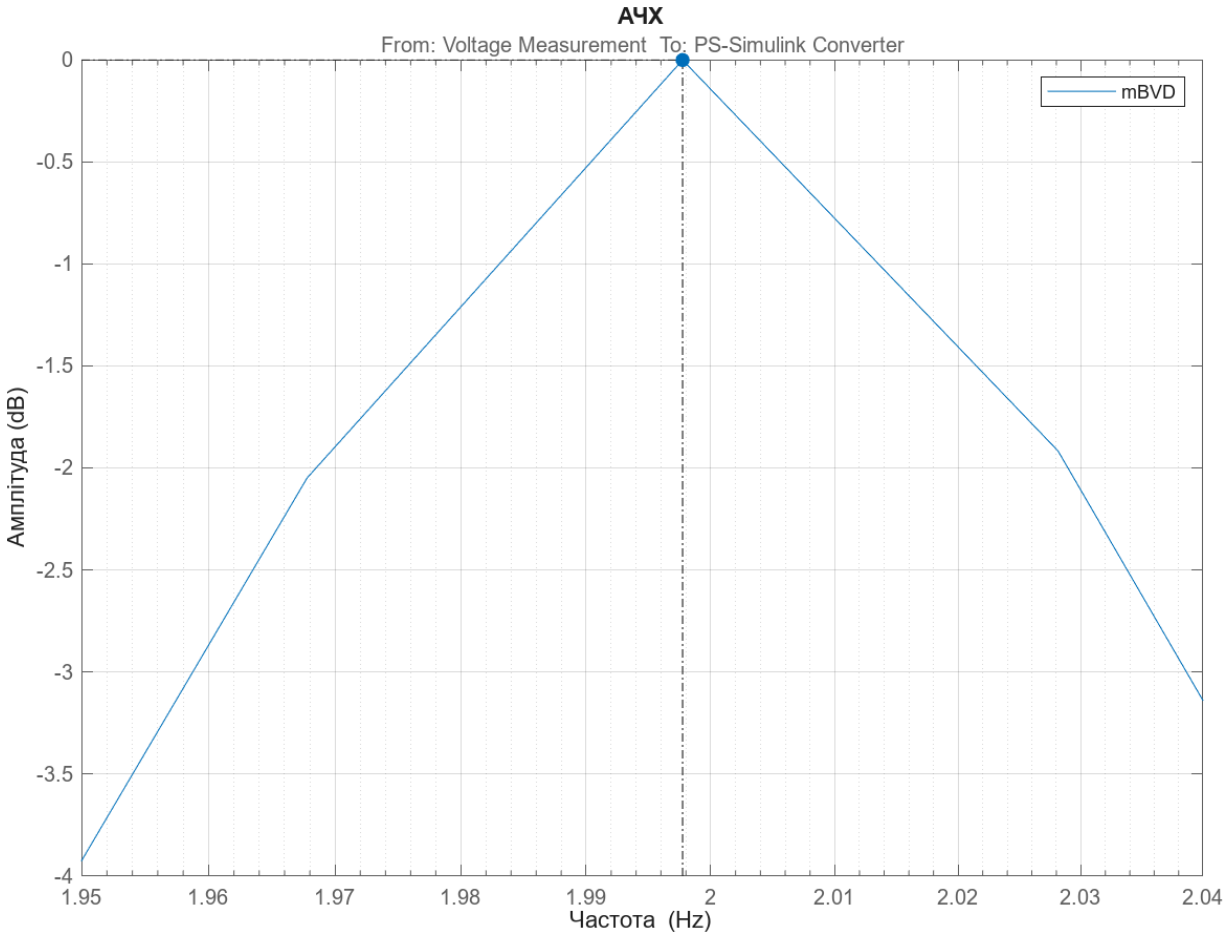

Рисунок 3.6 - Наближена ділянка АЧХ мБВД-моделі для визначення добротності.

Відповідно до графіку можемо побачити, що на даному рівні нижня частота має значення 1,958 *ГГц*, а верхня 2,038 *ГГц*, а тому добротність $Q = 25$.

3.2 RLC-модель

Наступним кроком буде використання RLC-моделі (рис. 2.3) та порівняння отриманих результатів з результатами, які надає більш звична мБВД-модель.

Для розрахунку параметрів, які необхідні для утворення еквівалентної схеми будемо використовувати формули, які наведено в [17], які мають наступний вигляд:

$$Z_0 = A \cdot \rho \cdot v \tag{3.9}$$

де Z_0 - імпеданс п’єзоелектричного шару.

$$N = C_0 \cdot e^{33}/\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \quad (3.10)$$

де N - коефіцієнт перетворення трансформатора, e^{33} - елемент тензора п’єзоелектричних коефіцієнтів.

$$L_n = Z_0 \cdot D/2v \quad (3.11)$$

де L_n - індуктивність RLC-контура, який визначає резонансні властивості.

$$C_n = \frac{2D}{(2n+1)^2 \pi^2 Z_0 v} \quad (3.12)$$

де C_n - ємність RLC-контура, який визначає резонансні властивості, n - натуральне число.

$$R_n = \pi \cdot (2n + 1) \cdot Z_0/2Q \quad (3.13)$$

де R_n - опір RLC-контура, який визначає резонансні втрати.

$$L = R_s \cdot D_m/v_m \quad (3.14)$$

де L - послідовна індуктивність, яка визначає імпеданс навантаження, v_m - швидкість звуку в алюмінії.

$$L_m = R_s \cdot D_m/8v_m \quad (3.15)$$

де L_m - індуктивність LC-контура, яка визначає імпеданс навантаження.

$$C_m = 2D_m/R_s \cdot v_m \cdot m^2 \cdot \pi^2 \quad (3.16)$$

де де C_m - ємність LC-контура, яка визначає імпеданс навантаження, m - натуральне число (незалежне від n).

Для розрахунку параметрів, які необхідні для проведення моделювання за допомогою RLC-моделі використаємо дані наведені в (табл. 3.1). Приймемо значення n і m рівними 1. Отримаємо наступні значення:

$$Z_0 = 0{,}24\ Ом;$$

$$N = 0{,}163;$$

$$L_n = 60\ нГ;$$

$$C_n = 46{,}9\ нФ;$$

$$R_n = 45{,}2\ мОм;$$

$$L = 3{,}35 \cdot 10^{-19}\ Г;$$

$$L_m = 4{,}19 \cdot 10^{-20}\ Г;$$

$$C_m = 605\ мкФ.$$

Відповідно еквівалентна схема має вигляд (рис. 3.7), при тому варто зауважити, що коефіцієнт перетворення трансформатора помножено на 2, як і показано на (рис. 2.3):

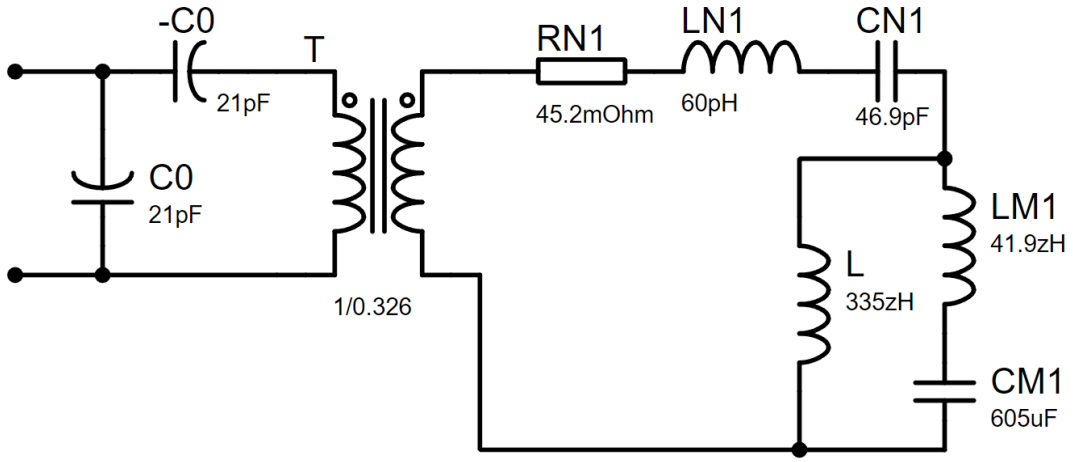

Рисунок 3.7 - Еквівалентна схема RLC-моделі для частоти в 2 ГГц.

А відповідна установка утворена у середовищі MATLAB Simulink для вимірювання характеристик даної моделі має вигляд (рис. 3.8), так само я і перед цим для вимірювання характеристик використовується резистор номіналом 10 *Ом*:

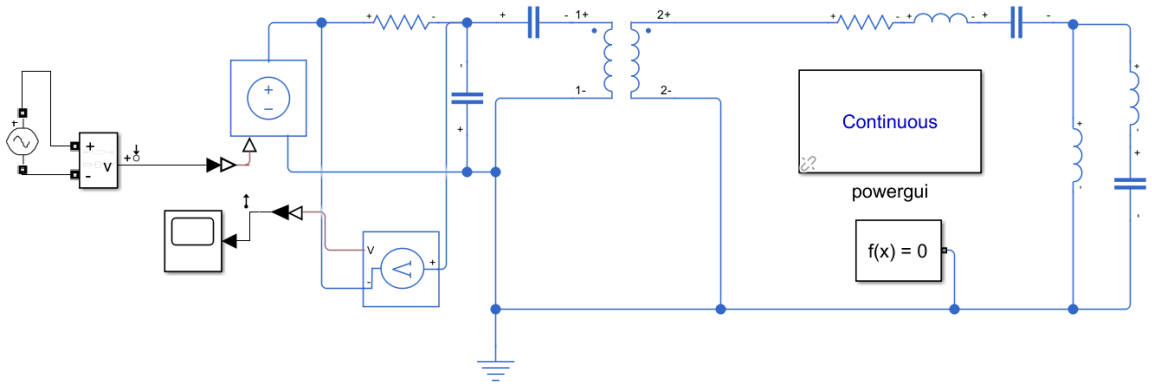

Рисунок 3.8 - Установка для вимірювання параметрів RLC-моделі.

Провівши моделювання отримаємо наступний результат (рис. 3.9):

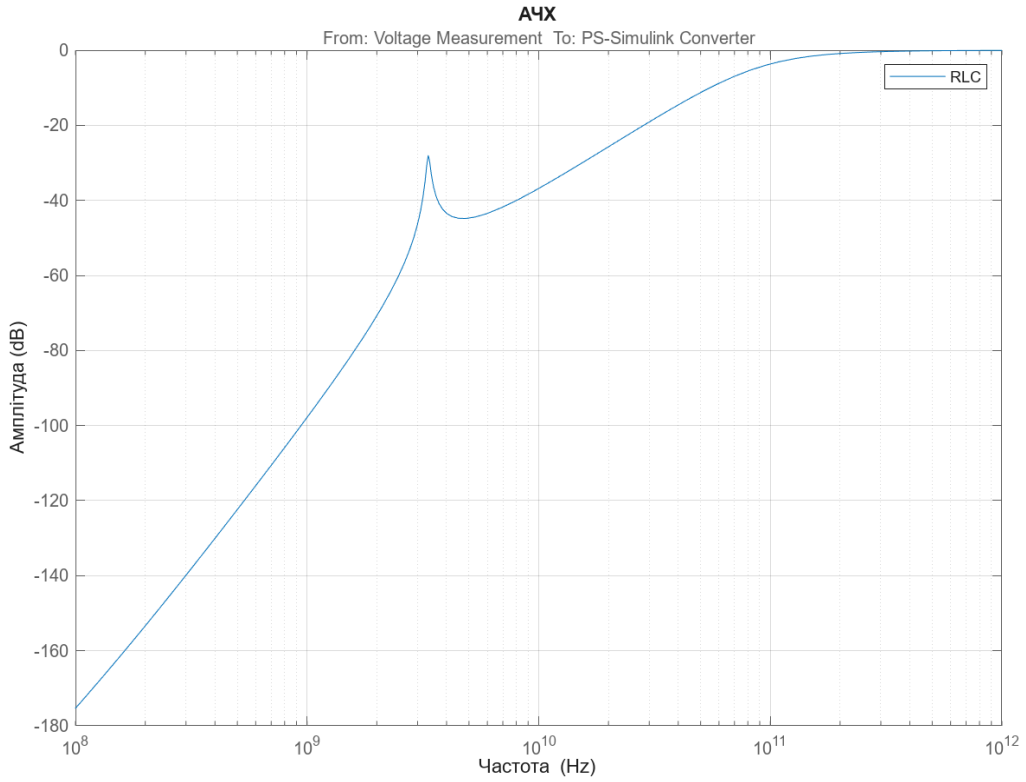

Рисунок 3.9 - Перша ітерація результату моделювання з використанням RLC-моделі для товщини 4 *мкм* (АЧХ).

Не дивлячись на те, що на даному графіку присутній локальний максимум, але при збільшенні частоти збільшується і амплітуда, а також сам максимум знаходиться на частоті 3,33 *ГГц*, радше ніж на частоті 2 *ГГц*. Але спочатку ми розглянемо добротність, даного змодельованого резонатора, а потім перейдемо до розгляду наведених вище проблем. Для цього, як і перед цим, ближче розглянемо ділянку (рис. 3.10), що знаходиться біля цього локального максимуму:

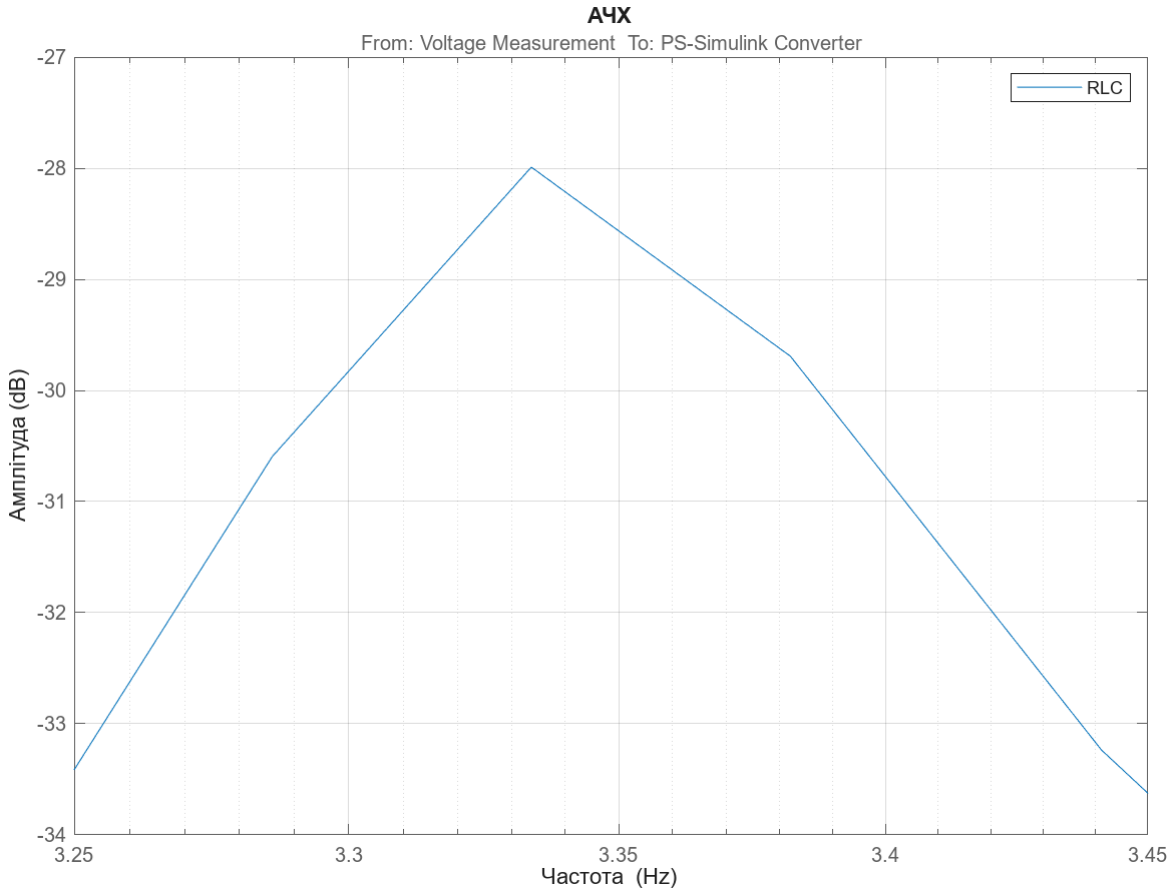

Рисунок 3.10 - Наближена ділянка АЧХ першої ітерації RLC-моделі для визначення добротності.

Відповідно зі значеннями 3,28 та 3,4 на рівні -3 *дБ* маємо значення добротності Q = 28. Оскільки в даній моделі як вхідний параметре використовується добротність від якої залежать значення опорів R_n, то можна використати значення, знайдені в інших роботах, зокрема в [18]. Підставивши значення добротності Q = 1548. Використавши це значення для обчислення опору отримаємо значення R_n = 731 *мкОм*, відповідно застосувавши це значення для моделювання отримаємо нову характеристику (рис. 3.11). Як бачимо зі

збільшеною добротністю локальний максимум стає абсолютним і одна із проблем зникає, але при тому відгук на вищих частотах досі є досить високим. Також можна помітити, що сам максимум стає вужчим, що свідчить про збільшення добротності, яку ми обчислимо наближено розглянувши частину графіка (рис 3.12) біля максимуму.

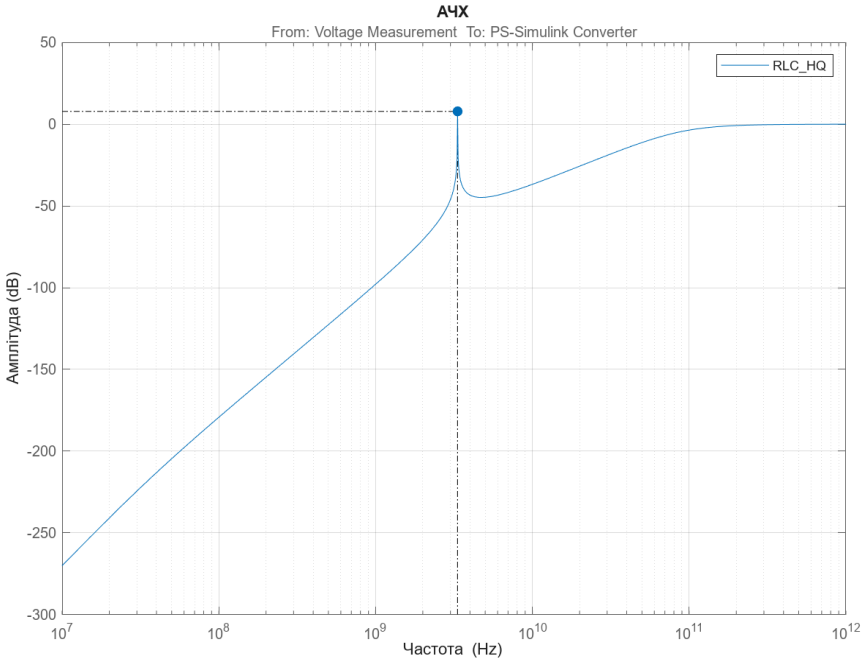

Рисунок 3.11 - Друга ітерація результату моделювання з використанням RLC-моделі для товщини 4 *мкм* (АЧХ).

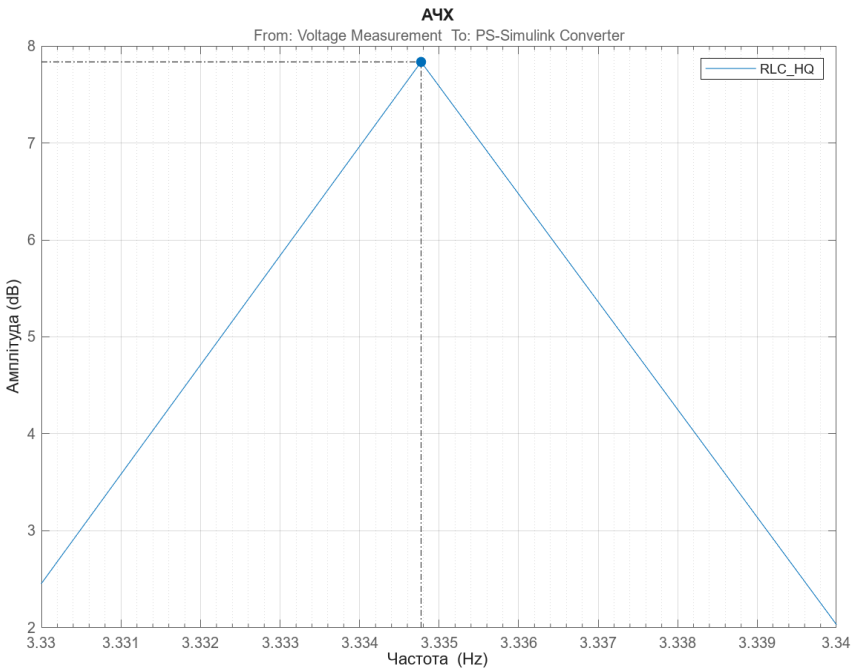

Рисунок 3.12 - Наближена ділянка АЧХ другої ітерації RLC-моделі для визначення добротності.

Відповідно зі значеннями 3,3375 і 3,3321 на рівні -3 *дБ* (5,84 *дБ*) добротність має значення Q = 618. Надалі наближені ділянки графіка наводитись не будуть.

Наступним кроком для уточнення амплітудно-частотної характеристики є приєднання додаткових контурів для *n* і *m* більше одиниці. Для початку візьмемо 4 RC- та RLC-контурів. Отримаємо наступну характеристику (рис. 3.13):

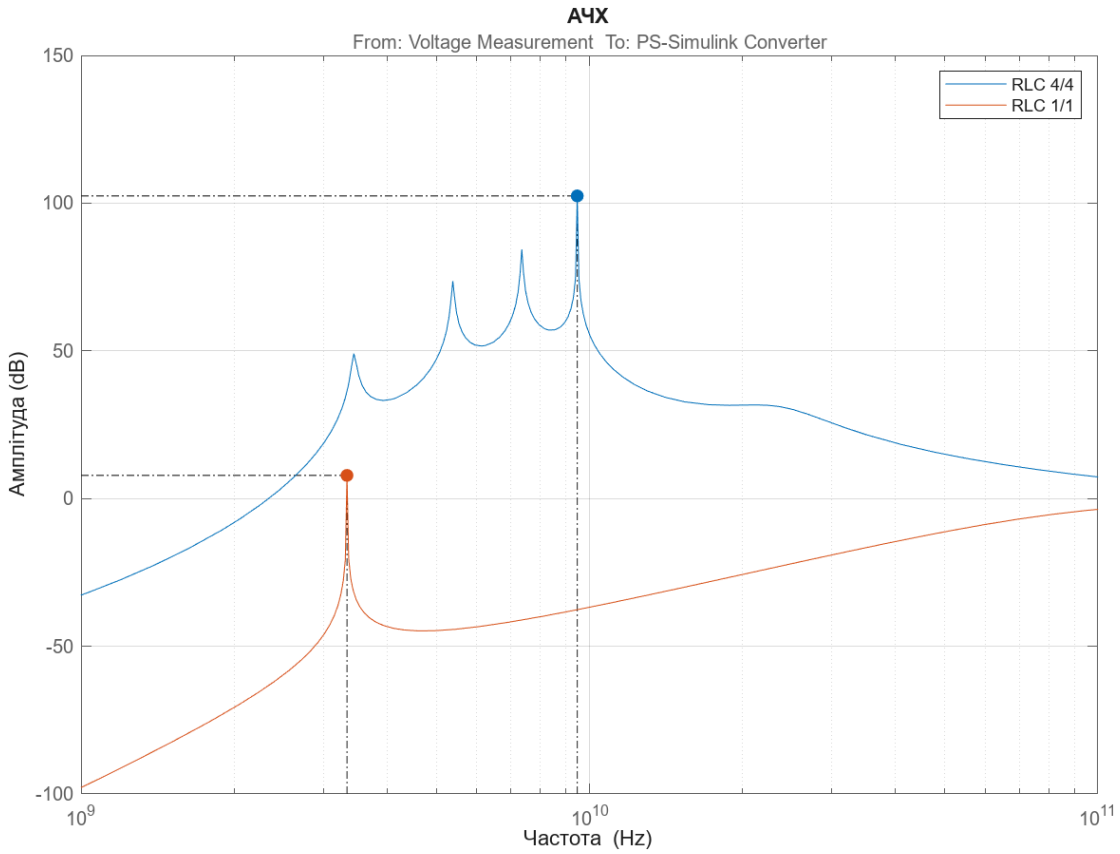

Рисунок 3.13 - Результат моделювання з використанням RLC-моделі з 4/1 контурами для товщини 4 *мкм* (АЧХ).

Як бачимо з додаванням додаткових контурів на характеристиці з’являються інші точки резонансу, які відповідають кратним частотам. При тому частота резонансу, яка нас цікавила зміщується в бік вищих частот до частоти 3,43 ГГц, при тому навіть без обчислень можна зауважити, що суттєво зменшується добротність на даній резонансній частоті. Також можна зауважити, що найвищий максимум відповідає найбільшій з резонансних частот (близько 9 ГГц) та має добротність вищу за всі попередні.

Для отримання повної картини розглянемо більшу кількість контурів, а саме 10 та 30. Так для 10 контурів характеристика має вигляд (рис. 3.14):

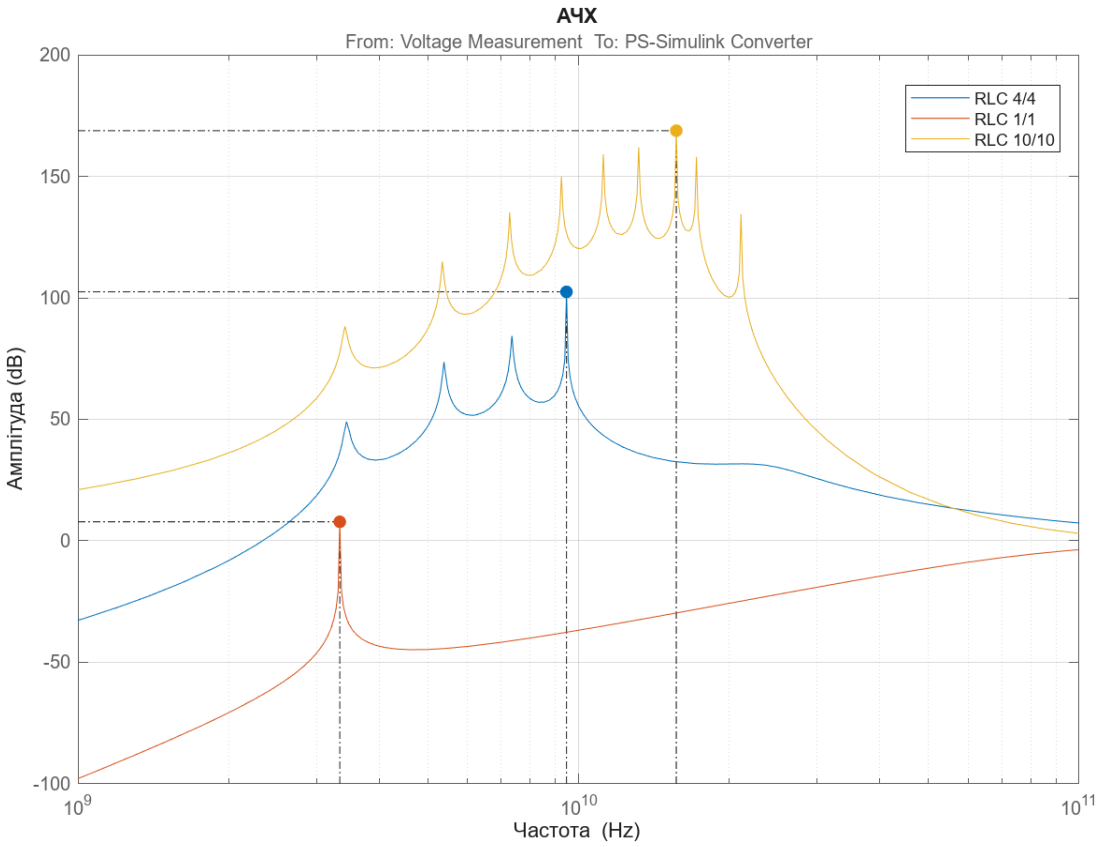

Рисунок 3.14 - Результат моделювання з використанням RLC-моделі з 10/4/1 контурами для товщини 4 *мкм* (АЧХ).

На даному рисунку можна помітити, що біля частоти, яка досліджувалась не спостерігається суттєвих змін, окрім зміщення по осі амплітуди, що свідчить лише про різницю опорів. Але цікавий ефект можна спостерігати при розгляді вищих резонансних частот, а саме те, що тепер абсолютний максимум знаходиться не на максимальній резонансній частоті, а на частоті, яка відповідає сьомому максимуму (приблизно 15 *ГГц*).

Дана тенденція в значній мірі спостерігається при розгляді 30 контурів, в результаті отримуємо характеристику (рис. 3.15) на якій можна зауважити, що резонанси на частотах, які розглядались перед цим стають ледь помітними, але не зникають. Домінують же саме високі частоти з абсолютним максимумом на 26

резонансній частоті (приблизно 53 *ГГц*). Сама ж загальна характеристика набуває цілком окресленого вигляду (рис. 3.16).

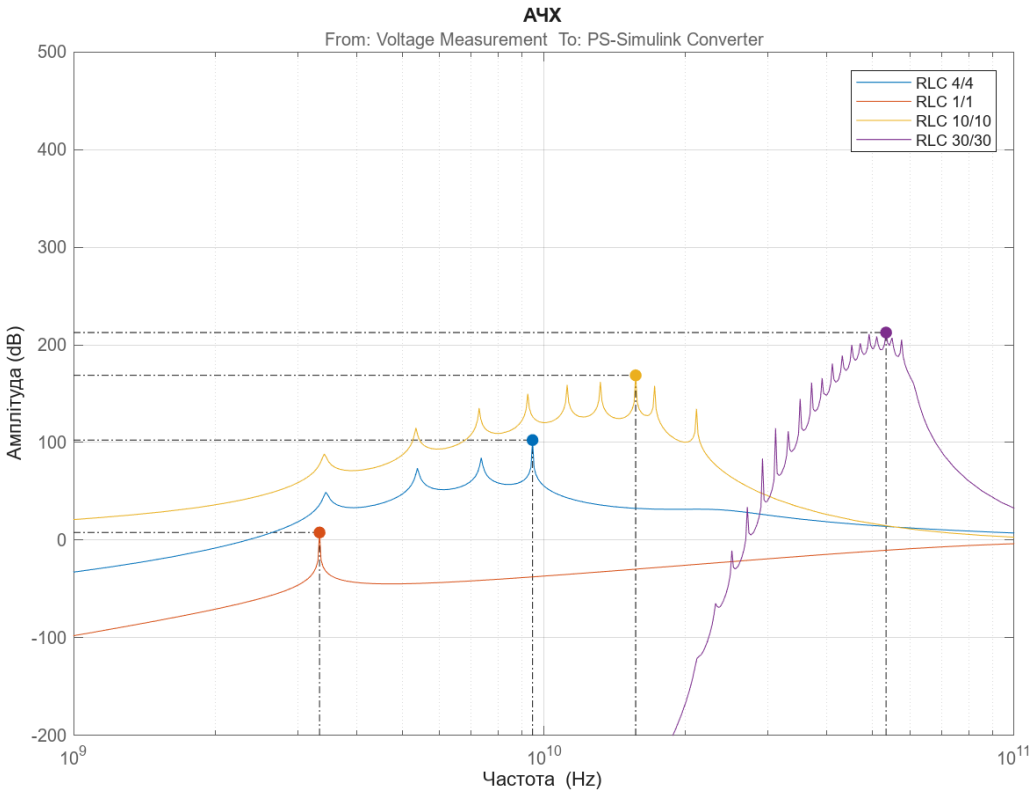

Рисунок 3.15 - Результат моделювання з використанням RLC-моделі з 30/10/4/1 контурами для товщини 4 *мкм* (АЧХ).

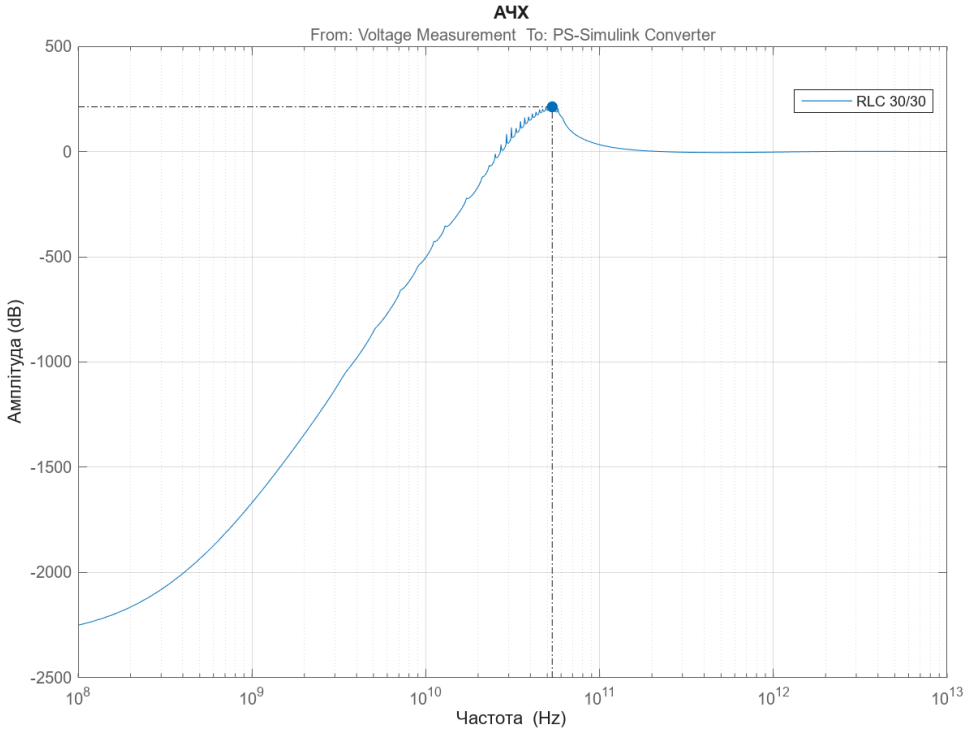

Рисунок 3.16 - Результат моделювання з використанням RLC-моделі з 30 контурами для товщини 4 *мкм* (АЧХ).

Відповідно для моделювання поведінки резонатора на частотах, які нас цікавлять, досить використовувати лише один RLC-контур, а для розгляду його поведінки в ширшому діапазоні частот можливо використання більшої кількості контурів.

Наступним же кроком розглянемо вплив зміни кількості LC-контурів з лише одним RLC-контуром, і спробуємо знайти підходящу кількість для такого моделювання. Відповідно розглянемо комбінації з 1 та 1 і 1 та 4, 1 та 10 і 1 та 30 RLC- та LC-контурів відповідно. Результат даного моделювання має вигляд (рис 3.17):

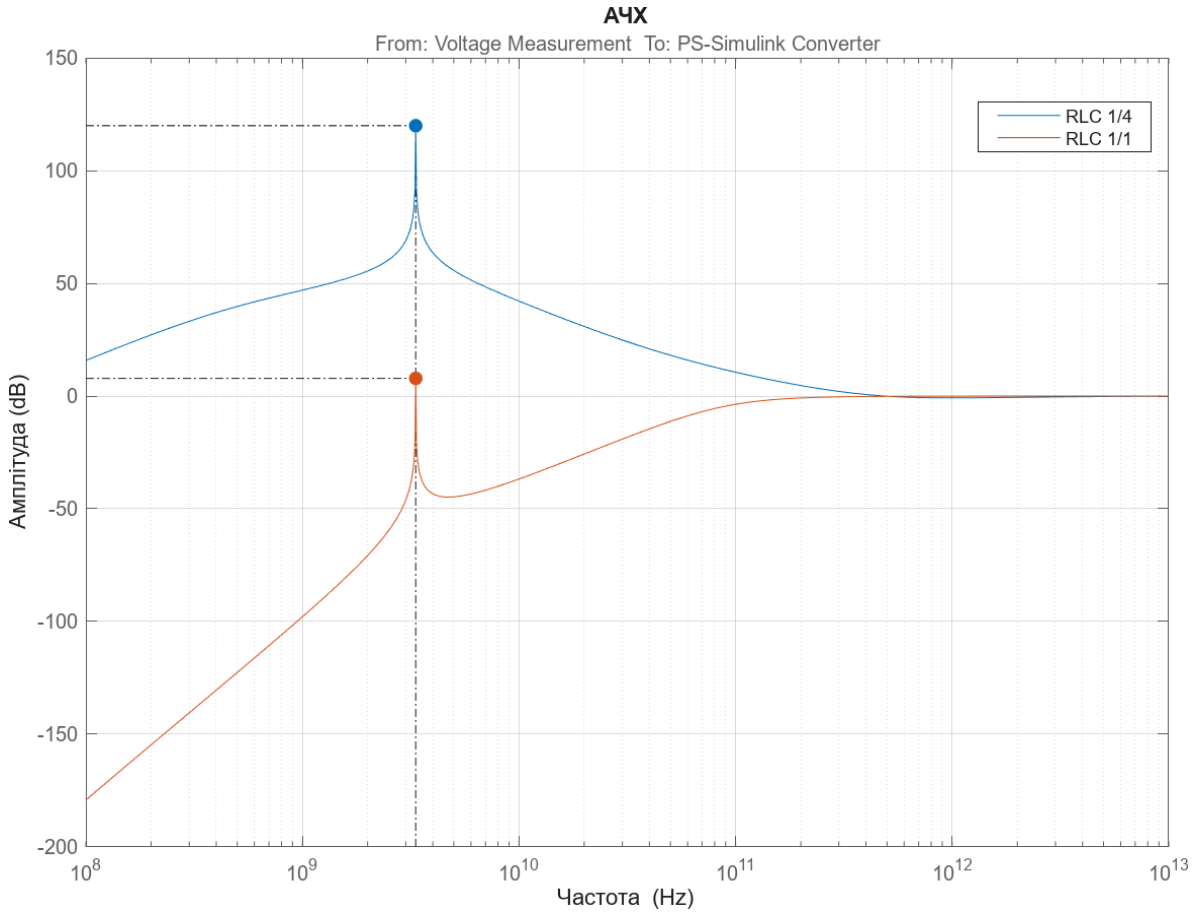

Рисунок 3.17 - Результат моделювання з використанням RLC-моделі з 4/1 LC-контурами для товщини 4 *мкм* (АЧХ).

Як бачимо з чотирма LC-контурами характеристика має кращий вигляд, оскільки максимум знаходиться на більш монотонній ділянці, а не на зростаючій як в випадку з одним таким контуром. Відповідно можна припустити, що зы

збільшенням кількості LC-контурів якість даної характеристики буде підвищуватись, але отримана характеристика показує зворотнє (рис. 3.18):

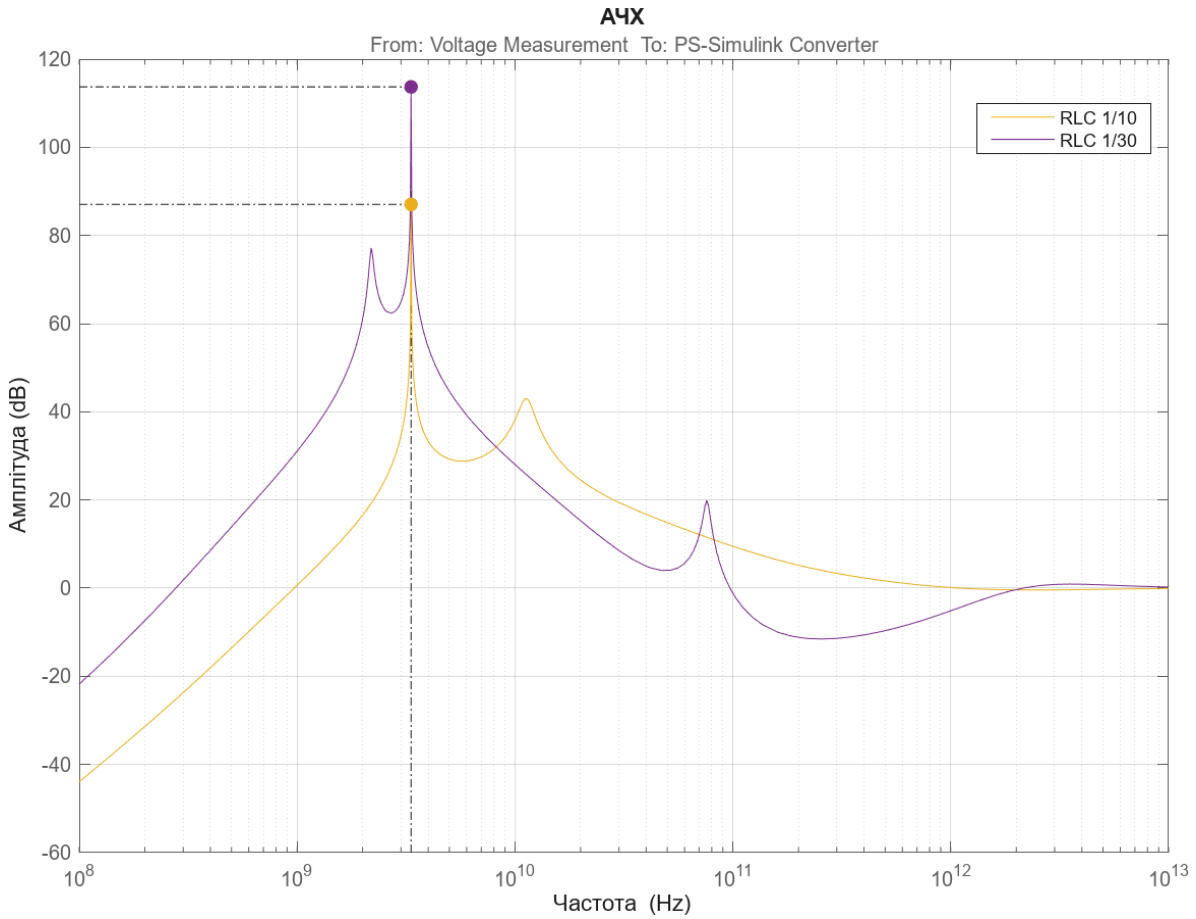

Рисунок 3.18 - Результат моделювання з використанням RLC-моделі з 30/10 LC-контурами для товщини 4 *мкм* (АЧХ).

Як бачимо на характеристиці з'являються небажані максимуми, хоча й максимум на частоті 3,33 *ГГц* є абсолютним, але варто уникати таких небажаних явищ для зменшення можливих похибок, тому подальші моделювання будуть проводитись в конфігурації 1 RLC-контур та 4-LC контури.

З попередніх моделювань ми змогли побачити, що резонансна частота отримана при моделюванні перевищує отриману при розрахунках, а саме 3,33 *ГГц* та 2 *ГГц*, а тому ми висунемо припущення про певний коефіцієнт, який потрібно враховувати при розрахунку частоти, а саме для формули (3.7), тому для його знаходження поділимо дані частоти, отримавши наступну формулу:

$$f = 1.66v/D \quad (3.17)$$

Відповідно складемо таблицю (табл. 3.2) для розглядуваних частот та відповідних їм товщин п’єзоелектричного шару:

Таблиця 3.2 - Значення досліджуваних частот (*f*) та відповідних товщин (*D*).

f, ГГц	0,3	0,6	0,9	1,2	1,5	1,8	2,1	2,4	2,7	3
D, мкм	44,3	22,1	14,8	11,1	8,85	7,38	6,32	5,53	4,92	4,43

Для наочності наведемо декілька графіків з отриманими результатами, поєднавши частоти (0,3 - 0,9), (1,2 - 1,8) та (2,1 - 3) на окремих рисунках (рис. 3.19-3.21):

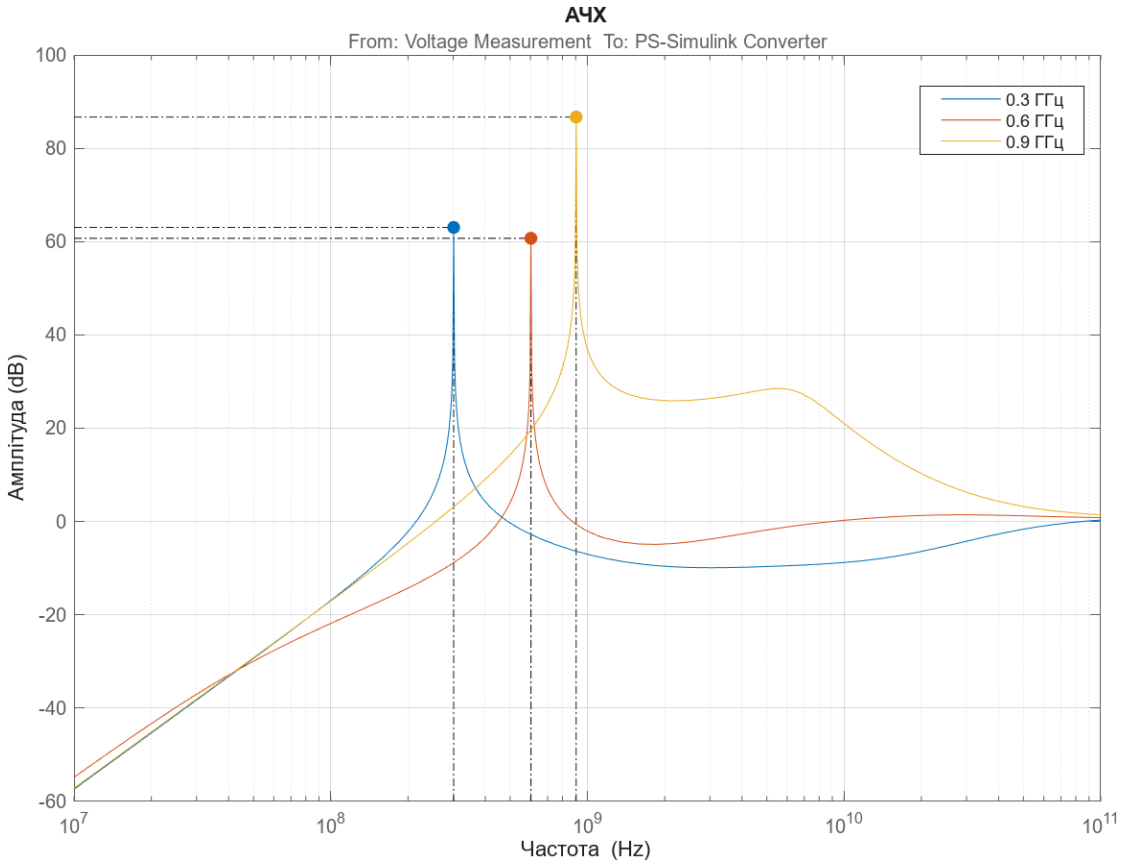

Рисунок 3.19 - Результат моделювання для частот (0,3 - 0,9) *ГГц* (АЧХ).

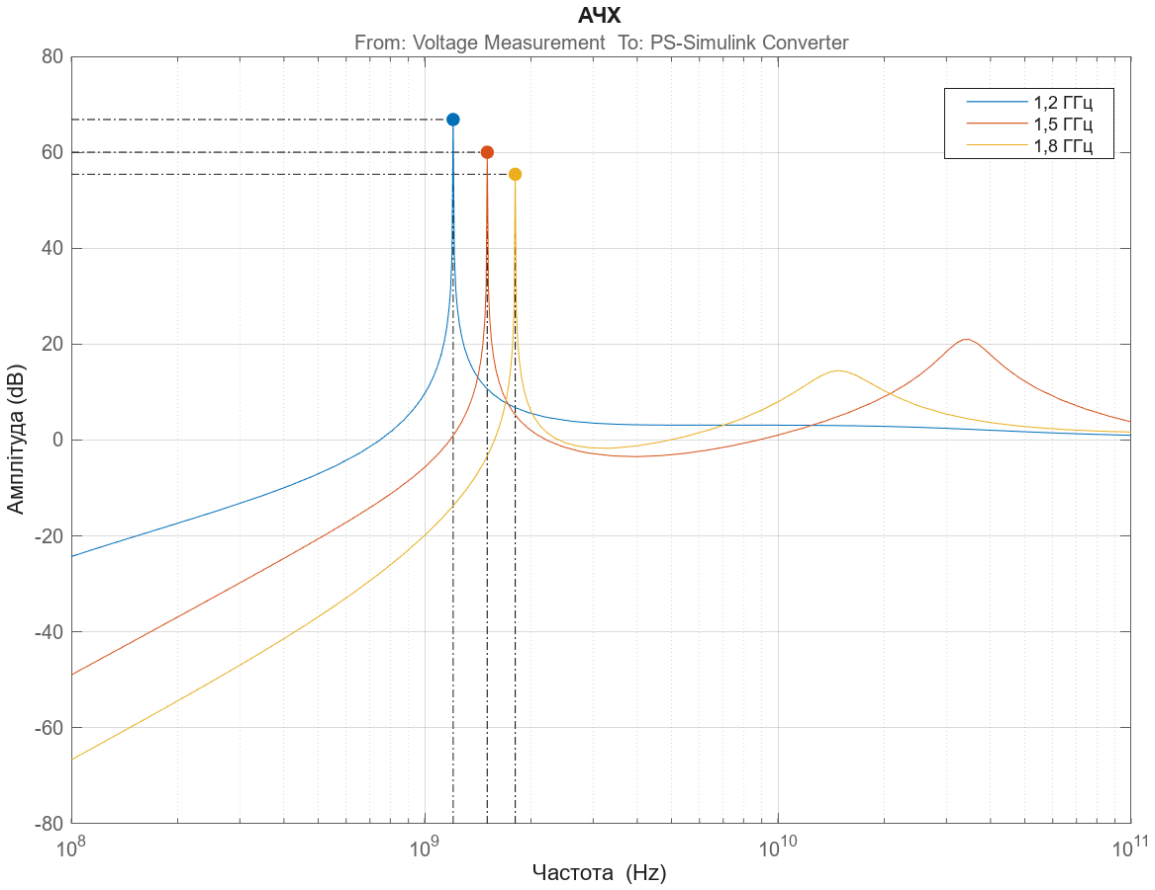

Рисунок 3.20 - Результат моделювання для частот (1,2 - 1,8) *ГГц* (АЧХ).

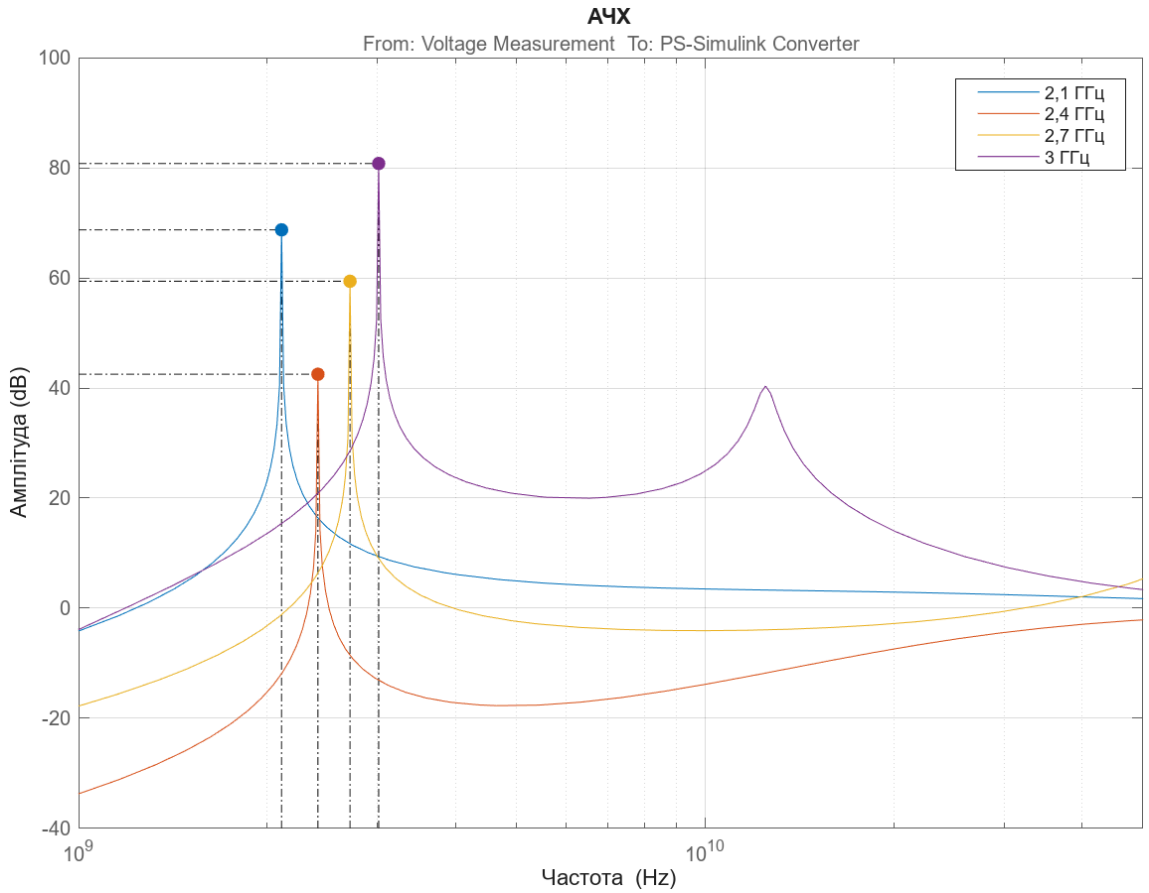

Рисунок 3.21 - Результат моделювання для частот (2,1 - 3) *ГГц* (АЧХ).

Для всіх отриманих характеристик притаманна досить велика, але не ідеальна точність щодо резонансної частоти та висока добротність, але на графіках можна побачити, що у деяких з моделювань наявні певні небажані локальні максимуми, але вони не повинні впливати на отримані результати. Далі наведемо зведену таблицю (табл. 3.3) результатів для даних 10 моделювань.

Таблиця 3.3 - Результати моделювання в смузі частот 0,3 - 3 *ГГц*.

f, *ГГц*	0,3	0,6	0,9	1,2	1,5	1,8	2,1	2,4	2,7	3
D, *мкм*	44,3	22,1	14,8	11,1	8,85	7,38	6,32	5,53	4,92	4,43
$f_{мод}$, *ГГц*	0,3013	0,6024	0,904	1,2046	1,5045	1,8052	2,1088	2,4102	2,7116	3,0128
Q	603	634	623	634	627	633	620	634	631	685

Можна побачити, що добротність є досить стабільною протягом всіх експериментів, окрім найменшої та найбільшої частот, але варто зауважити, що через присутню точність вимірювання зміна четвертого знака після коми може призводити до змін добротності порядку ±20 одиниць, а тому можна вважати, що добротність є стабільною протягом всіх експериментів. Що ж до отриманих резонансних частот, які не зовсім співпадають з розрахованими, то це зумовлено неточним обчисленням коефіцієнта в формулі (3.16), але це не є суттєвою перешкодою для використання даного методу.

Наступним кроком буде розгляд іншої характеристики, яка також є важливою для резонатора, а саме його вхідного імпедансу, з характеристик якого можна знайти частоти резонансу та антирезонансу. Дані дослідження ми будемо проводити для схеми з резонансною частотою 2,1 *ГГц*, а тобто товщиною п’єзоелектричного шару 6,32 *мкм*.

Оскільки на відміну від амплітудно-частотних характеристик, імпеданс вимірюється як відношення вихідної напруги до вхідного струму, то і установка для вимірювання була модифікована наступним чином (рис. 3.22):

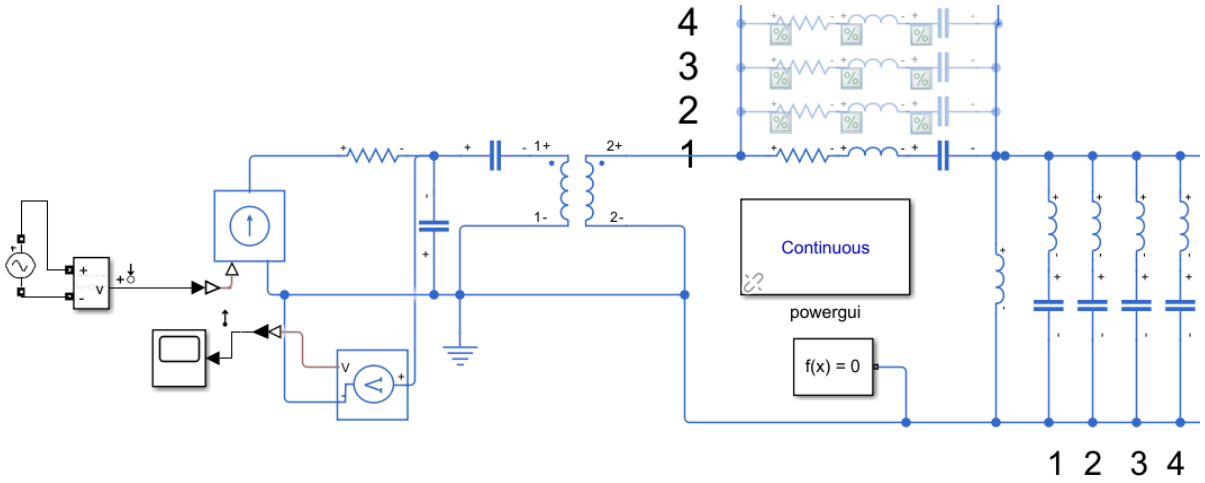

Рисунок 3.22 - Установка для вимірювання імпедансу RLC-моделі.

Отримана за допомогою даною установки характеристика наведена на (рис. 3.23), на ньому синім позначено характеристику отриману з використанням одного RLC-контуру, а червоним - чотирьох, а тому для отримання імпедансу з використанням даної моделі необхідно розглядати декілька таких контурів, а тому є можливість досліджувати кратні резонансні і антирезонансні частоти.

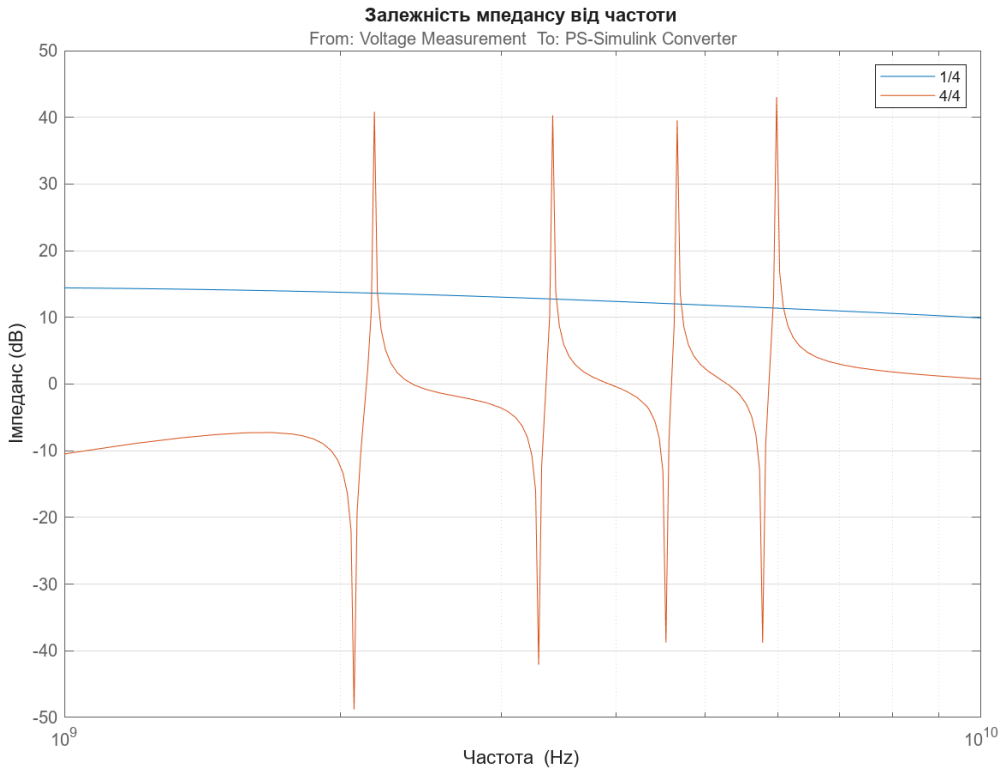

Рисунок 3.23 - Результати моделювання RLC-моделі з 4/1 RLC-контурами (Залежність імпедансу від частоти).

Також варто зауважити, що шкала ординат (імпеданс) наведено в децибелах, а не в абсолютних значеннях, оскільки таким чином краще можна спостерігати антирезонанс, оскільки в абсолютних значеннях графік опускається майже до нуля і цю частоту знайти неможливо. Також досить цікавим для розгляду є моделювання для 10 RLC-контурів (рис. 3.24).

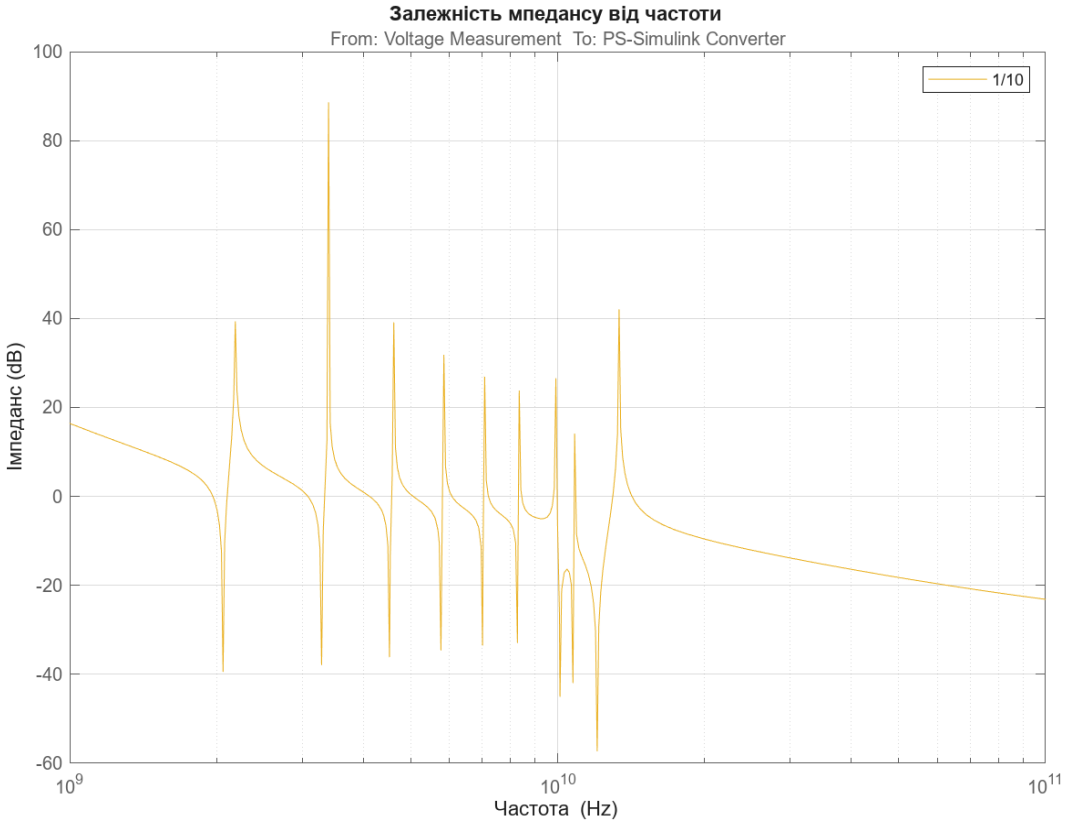

Рисунок 3.24 - Результати моделювання RLC-моделі з 10 RLC-контурами (Залежність імпедансу від частоти).

На ній ми можемо спостерігати зворотній порядок резонансу та антирезонансу для сьомого мінімуму та максимуму, що відповідає зміні ширини проміжку між максимумами на (рис. 3.14). Для того, щоб визначити чи це відображає реальну поведінку чи є недоліком моделі необхідно проводити реальні експерименти.

Повертаючись до модифікованої моделі Баттерворта-Ван Дайка можемо також провести подібні вимірювання, щоб порівняти розглянуті моделі. Тому подібно змінивши вимірювальну установку для мБВД-моделі отримаємо наступну характеристику (рис. 3.25).

Як можемо побачити на даній характеристиці також спостерігається мінімум характерний для резонансної частоти, але повністю відсутній антирезонансний максимум, що свідчить про неповноту даної моделі.

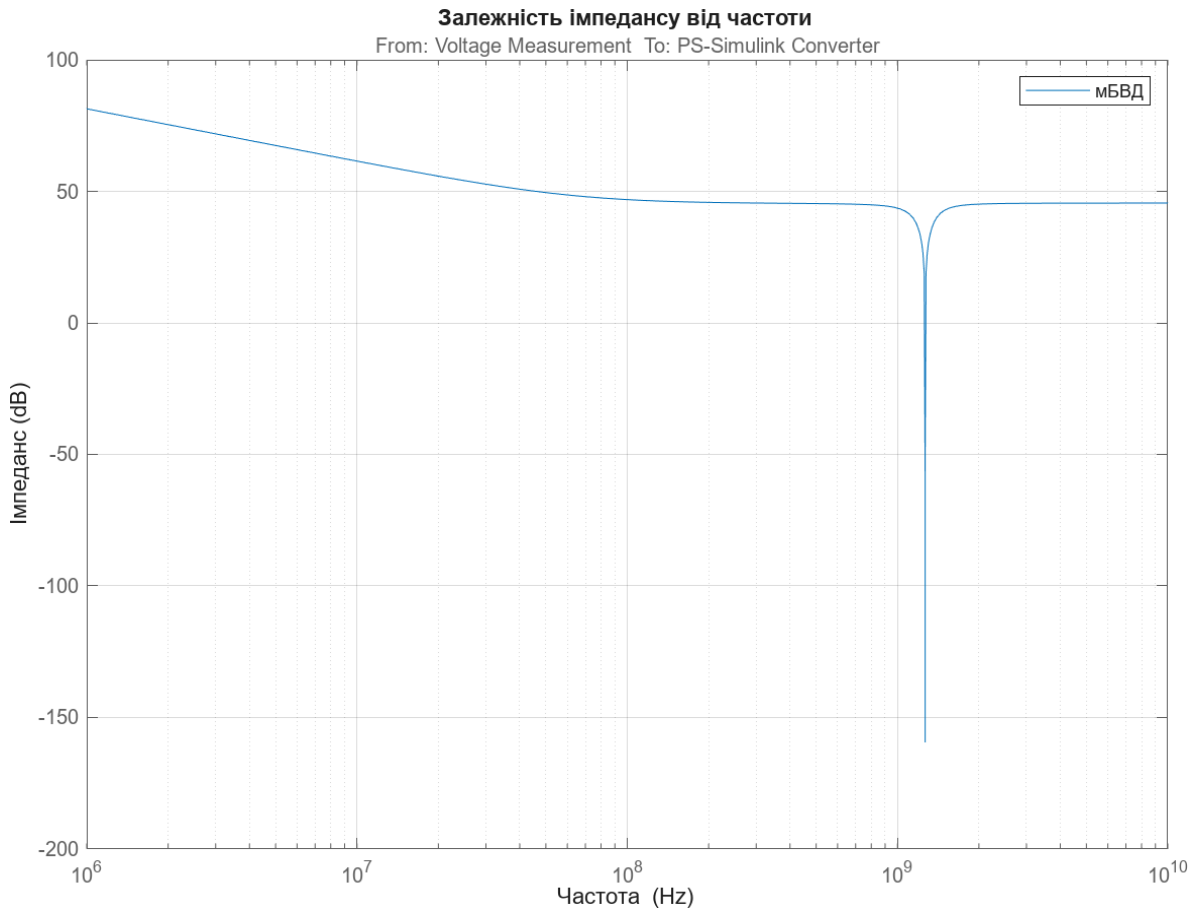

Рисунок 3.25 - Результати отримані з допомогою мБВД-моделі. (Залежність імпедансу від частоти).

Висновок до розділу: провівши вивчення та використавши розглянуті моделі для моделювання тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів, було отримано результати, які свідчать про можливість використання даних моделей для моделювання таких резонаторів. Але потрібно обачно відноситись до використання цих моделей разом, оскільки вони надають відмінні результати, а тому дані моделі при використанні варто перевіряти більш потужними методами, такими як метод скінченних елементів або ж реальними експериментами.

Модифікована модель Баттерворта-Ван Дайка дала можливість отримати відносно хороші результати, оскільки розрахунок частоти підтвердився таким

самим модельованим відгуком, але отримана добротність була суттєво меншою за отримані в дослідженнях. Але варто зауважити, що дана модель складається всього з 6 компонентів, що суттєво спрощує розрахунки.

RLC-модель навпаки є складнішою, оскільки навіть в найпростішому випадку складається з 9 елементів, а в найскладнішому з роглянутих випадків з 30 контурами в обох ланках кількість елементів досягає 154. Але попри це отримані результати набагато краще моделюють поведінку тонкоплівкового п’єзоелектричного резонатора, оскільки дають можливість впливати на добротність, а також на кількість кратних резонансних частот, що дозволяє використовувати дану модель для дослідження поведінки прилада у широкому діапазоні частот. Але недоліком цієї моделі є нестандартна формула розрахунку частоти, що відрізняється від відповідної у моделі Баттерворта-Ван Дайка.

Висновки та результати

Розглянувши проблематику використання тонкоплівкових п’єзоелектричних резонаторів, було встановлено, що дані прилади є одними з ключових в високочастотних застосуваннях, а тому потребують постійних досліджень і нових розробок, а використання в них відносно нових матеріалів, таких як нітрид галію може забезпечити ще вищі робочі частоти та кращі якісні параметри.

Дослідивши питання ТПР та провівши їх моделювання використовуючи дві моделі, а саме мБВД- та RLC- модель було знайдено, що дані моделі є одними з найпростіших для використання, що є суттєвою перевагою для їх використання в виробництві подібних приладів. Хоча й в обох моделях були знайдені певні недоліки, але їх можливо виправити співставивши результати отримані експериментальним шляхом та шляхом моделювання.

Підсумовуючи можна стверджувати про те, що розглянута в даній роботі RLC-модель є є хорошою альтернативою іншим широко застосовуваним моделям, оскільки вона має суттєво кращу точність і відповідність реальності у порівнянні з модифікованою моделлю Баттерворта-Ван Дайка, а також є відносно простою і швидкою для розрахунку в порівнянні з методом скінченних елементів.

Перелік посилань

1. Smartphone usage statistics for 2024 (surprising). *Backlinko*. URL: https://backlinko.com/smartphone-usage-statistics (date of access: 16.05.2024).
2. Revolution or evolution? Technical requirements and considerations towards 6G mobile communications / S. Alraih et al Sensors. 2022. Vol. 22, № 3. P. 762. URL: https://doi.org/10.3390/s22030762 (date of access: 16.05.2024).
3. Tunable film bulk acoustic resonators and FBAR filters with digital to analog converters : patent US010784840B2 United States : US010784840B2. No. 15 / 998,066 ; applied on 25.06.2018 ; published on 22.09.2020. 20 p.
4. Crystal Oscillator: Frequency, Circuit and Working - Soldering Mind. Soldering Mind. URL: https://solderingmind.com/crystal-oscillator-frequency-circuit-and-working/ (date of access: 16.05.2024).
5. Gallium Nitride as an Electromechanical Material / M. Rais-Zadeh et al. Journal of Microelectromechanical Systems. 2014. Vol. 23, no. 6. P. 1252–1271. URL: https://doi.org/10.1109/jmems.2014.2352617 (date of access: 17.05.2024).
6. Multifunctional integrated acoustic devices and systems using epitaxial materials : patent US11831295B2 United States : US11831295B2. No. 17/019,611 ; applied on 14.09.2020 ; published on 28.11.2023. 22 p.
7. Solidly mounted resonator based on aluminum nitride thin film / M. A. Dubois et al. 1998 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings, Sendai, Japan. URL: https://doi.org/10.1109/ultsym.1998.762291 (date of access: 17.05.2024).
8. Thin film bulk wave acoustic resonators (FBAR) for wireless applications / R. C. Ruby et al. 2001 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium, Atlanta, GA, USA. URL: https://doi.org/10.1109/ultsym.2001.991846 (date of access: 17.05.2024).
9. Properties of advanced semiconductor materials: GaN, AlN, InN, BN, SiC, SiGe / ed. by L. M. E, R. S. L, S. Michael. New York : Wiley, 2001. 194 p.
10. Lükens G. [., Vescan A. [. B., Lemme M. C. [. B. Normally-off transistor topologies in gallium nitride technology / Gerrit Lükens ; Andrei Vescan, Max

Christian Lemme. 2020. URL: http://d-nb.info/1215171552/34 (date of access: 17.05.2024).

11. Marathe R. (. A. Analysis and modeling of piezoelectric resonant body transistors : thesis. 2011. 58 p. URL: http://hdl.handle.net/1721.1/66873 (date of access: 31.05.2024).
12. Reddy P. R., Mohan B. C. Design and Analysis of Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) Filter for RF Applications. International Journal of Engineering Business Management. 2012. Vol. 4. P. 28. URL: https://doi.org/10.5772/54921 (date of access: 17.05.2024).
13. Extraction of modified butterworth – Van Dyke model of FBAR based on FEM analysis / I. S. Uzunov et al. 2017 XXVI International Scientific Conference "Electronics" (ET), Sozopol, 13–15 September 2017. 2017. URL: https://doi.org/10.1109/et.2017.8124394 (date of access: 31.05.2024).
14. Simulation and fabrication of thin film bulk acoustic wave resonator / X. Han et al. Journal of Semiconductors. 2016. Vol. 37, no. 7. P. 074009. URL: https://doi.org/10.1088/1674-4926/37/7/074009 (date of access: 31.05.2024).
15. Detailed Explanation of the Finite Element Method (FEM). COMSOL - Software for Multiphysics Simulation. URL: https://www.comsol.com/multiphysics/finite-element-method (date of access: 31.05.2024).
16. FEA LIMITATIONS IN MECHANICAL ENGINEERING. Welcome to Nkuleon Consulting. URL: https://nkuleon.com/FEA-LIMITATIONS/ (date of access: 31.05.2024).
17. Зазерин А. И. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ : дис. канд. техн. наук : 05.27.01. Киев, 2016. 242 с.
18. Enabling the 5G: Modelling and Design of High Q Film Bulk Acoustic Wave Resonator (FBAR) for High Frequency Applications / N. Ashraf et al. 2020 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Sevilla, 12–14

October 2020. 2020. URL: https://doi.org/10.1109/iscas45731.2020.9180652 (date of access: 31.05.2024).

19. Conductivity and Hall-effect in highly resistive GaN layers / P. Kordoš et al. Applied Physics Letters. 2000. Vol. 76, no. 25. P. 3762–3764. URL: https://doi.org/10.1063/1.126773 (date of access: 31.05.2024).
20. Aluminium - Electrical Resistivity and Electrical Conductivity. Periodic Table. URL: https://www.periodic-table.org/Aluminium-electrical-resistivity/ (date of access: 31.05.2024).
21. Material Sound Velocities | Olympus IMS. Olympus Inspection Solutions–NDT, Microscopes, XRF, RVI. URL: https://www.olympus-ims.com/en/ndt-tutorials/thickness-gauge/appendices-velocities/ (date of access: 31.05.2024).
22. Adhesive Bonding. Elsevier, 2021. URL: https://doi.org/10.1016/c2019-0-00395-0 (date of access: 31.05.2024).