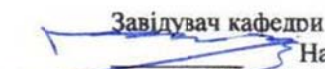


НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
 «КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»
 імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО
 ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
 КАФЕДРА АКУСТИЧНИХ ТА МУЛЬТИМЕДІЙНИХ
 ЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ

«На правах рукопису»
 УДК 534.121

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри


 (підпис) Найда С.А.
 (ініціали, прізвище)
 «12» 05 2020р.

Магістерська дисертація

зі спеціальності (спеціалізації) 171 Електроніка

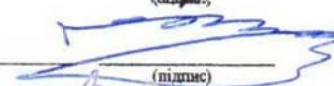
на тему: Акустична пасивна система для визначення критичних параметрів головного мозку людини

Виконав (-ла): студент (-ка) 2-го курсу, групи ДГ-81мн


Дарчук Алла Віталіївна
 (прізвище, ім'я, по батькові)


 (підпис)

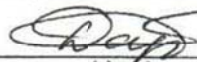
Науковий керівник д.т.н. проф. Найда С.А.
 (посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)


 (підпис)

Рецензент проф. д.т.н. Ямненко Ю.С.
 (посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)


 (підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає
 запозичень з праць інших авторів без відповідних
 посилань.

Студент 
 (підпис)

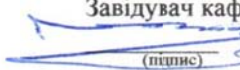
Київ – 2020 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»**

Інститут/факультет Факультет електроніки
Кафедра акустичних та мультимедійних електронних систем

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною
(освітньо-науковою) програмою

Спеціальність (спеціалізація) 171 Електроніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

(підпис) Найда С.А.
(ініціали, прізвище)
«12» 05 2020р.

**ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Дарчук Алла Віталіївна**

1. Тема дисертації: Акустична пасивна система для визначення критичних параметрів головного мозку людини

Науковий керівник дисертації: д.т.н. проф. Найда Сергій Анатолійович

затверджені наказом по університету від «17» 03 2020 р. № 887-С

2. Строк подання студентом дисертації 10 травня 2020 року

3. Об'єкт дослідження: Процес перетворення енергії в режимі прийому з механічної в електричну

4. Предмет дослідження: Фокусуючий п'єзоперетворювач працюючий в режимі прийому

5. Перелік завдань, які потрібно розробити Аналіз літератури, стан розробки акустотермометра, розрахунок та розробка окремих диталей, експериментальні дослідження та розробка стартап-проекту

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: 6 плакатів А1 (презентація)

7. Орієнтовний перелік публікацій А.О. Harasiuk, M.V. Myronov, V.V. Lozinsky, Nguyen Thanh Vy, A.V. Darchuk, A.M. Prodeus. Predictive Estimation of Speech Intelligibility Masked by Noise Interference Using Analytical Modeling, 2019, vol. 24, no. 5, pp. 48-55. ISSN 2523-4447. DOI.10.20535/2523-4455.2019.24.5.192893 www.doi.org/10.20535/2523-4455.2019.24.5.192893

Дарчук А.В. П'єзоелектричний приймач для акустотермометрії// XI міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка – 2018».-2018- С 54 - 57.

8. Дата видачі завдання 20 лютого 2020 року

Календарний план

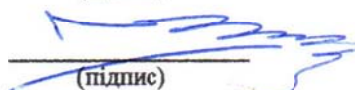
№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналітичний огляд літератури	3 березня 2020 року	
2	Розрахункові співвідношення методу акустотермометрії біологічних тканин	17 березня 2020 року	
3	Нульовий модуляційний метод	31 березня 2020 року	
4	Розрахунок п'єзоприймача	14 квітня 2020 року	
5	Експериментальні дослідження	28 квітня 2020 року	
6	Розробка стартап-проекту	6 травня 2020 року	

Студент


(підпис)

Дарчук А.В.
(ініціали, прізвище)

Науковий керівник дисертації


(підпис)

Найда С.А.
(ініціали, прізвище)

РЕФЕРАТ

Обсяг дипломної роботи складає 100 сторінок, 16 таблиць, 22 рисунків та 46 літературних джерел.

В даній роботі проводиться аналіз літератури та розрахунки параметрів акустичного термометра. А саме проводилися розрахункові співвідношення методу акустотермометрії біологічних тканин, параметри комплектуючих блоків та блок-схем. Досліджувався нульовий модуляційний метод, та його використання в розробці акустотермометра. Були проведені експериментальні дослідження. Порівняння експериментальних результатів з теоритичними дало розуміння проведення правельних розрахунків, та можливості використання пристрою в різних сферах. Оскільки даний пристад не має аналогів та заміників аналіз ринку допоміг зрозуміти важливість даного пристрою та легкість його виходу на ринок.

Annotation

The publications on the acoustic thermometer has been researched and the calculation of parameters are held in the article. The design ratio of the method for measuring the temperature of biological tissues by acoustic waves, parameters of component blocks and flow charts are carried out. The zero-modulation method and its use in the development of the acoustic thermometer are studied. The investigational studies were carried out. The comparison of the experimental results with the theoretical ones gave an understanding of the correct calculations, and the possibility of using the device in various fields. Since this device has no analogues and substitutes, the market analysis helped to understand the importance of this device and the effortlessness of its entrance to the market.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1	10
ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ	10
РОЗДІЛ 2	19
РОЗРАХУНКОВІ СПІВВІДНОШЕННЯ МЕТОДУ АКУСТОТЕРМОМЕТРІЇ БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИН.....	19
Розділ 3	28
НУЛЬОВИЙ МОДУЛЯЦІЙНИЙ МЕТОД	28
3.1 П'єзоперетворювач.....	29
3.1.1 П'єзоперетворювач без узгоджувальних шарів і лінзи	31
3.1.2. П'єзоперетворювач з одним узгоджуючим шаром без лінзи	32
3.1.3. П'єзоперетворювач з узгоджуючим шаром і плосковогнутою еліптичною лінзою.	33
3.1.4. Експериментальні літературні дані	33
3.2. Узгоджувальний трансформатор.....	36
3.3. Підсилювач високої частоти	38
3.5. Фільтр нижніх частот.....	40
3.6. Самописець	41
3.7. Висновки	41
РОЗДІЛ 4	42
П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНИЙ ПРИЙМАЧ ДЛЯ АКУСТОТЕРМОМЕТРА.....	42
4.1. Вибір частоти.....	42
4.2. Вибір п'єзоматеріала	42
4.4. Шумові характеристики п'єзоелектричних приймачів.....	61
4.5. Розрахунок параметрів лінзи	64
4.6 Висновки	69
РОЗДІЛ 5	71
ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ АКУСТОТЕРМОМЕТРА.....	71

5.1. Розрахунок напруги шумів від плоского нагрітого об'єкту.....	72
5.2 Порівняння еліптичної і сферичної лінзи при використанні в акустотермометрі.....	74
5.3 АЧХ електричного імпедансу п'єзокерамічного перетворювача акустотермометра.....	76
5.4 Аналіз експериментальних даних.....	80
5.5 Висновки	85
РОЗДІЛ 6	87
РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ	87
6.1 Опис ідеї стартап-проекту.....	88
6.2 Технологічний аудит ідеї проекту.....	88
6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	89
6.4 Розроблення ринкової стратегії проекту	92
6.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	93
6.6 Висновки	94
ВИСНОВКИ.....	95
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	96

ВСТУП

Останнім часом дуже швидко збільшується кількість захворювань людей психічними розладами. З кожним роком все більш молоді покоління починається страждати. Причин даної недуги є досить багато. Це може бути проблеми з вихованням у дитинстві, знущання однокласників в школі, стрес на роботі, скандали вдома, непорозуміння з оточуючими, погане навколишнє середовище, постійні нерви, та багато іншого. Але на жаль вирішення даної проблеми ми не є таким простим як причини її утворення. Незважаючи на це деякі люди є стійкими до даної проблеми. За все це відповідає наш головний мозок та його реакція. Мозок людини є напевно однією з найбільших загадок навіть до сьогодні. Було проведено досить багато спроб дізнатися як він працює та реагує на різні подразники. Проте на сьогоднішній день він ще не був вивчений. Але ми вже можемо з великою впевненістю сказати що даний орган повністю відповідає за роботу всього людського тіла. Що говорити лише про людський організм то причиною психологічних розладів є реакція мозку на ту чи іншу ситуацію. Тому для уникнення даної хвороби потрібно навчитися контролювати психологічну реакцію людини, а саме її емоції. Саме вони моментами заважають людині сконцентруватися та робити саме те, що їй необхідно для того щоб отримати бажані результати. Через те, що людина не має змоги отримати хороші результати, позитивні емоції та бути щасливою з часом вона стає досить агресивною та свою агресію розповсюджує на своє навколишнє середовище та оточення. З часом коли людина постійно знаходиться в такому стані в неї змінюється реакція на елементарні речі. Досить часто вона є неадекватною. І якщо така реакція весь час підсилюється це заважає людині нормально жити та функціонувати. Саме такий стан називається психічним розладом.

На сьогоднішній день існує лише декілька способів моніторингу ро-

боти людського мозку. До них відносяться електроенцефалографія, комп'ютерна томографія та ЯМР-томографія. Але вони не дають повної картини, та деякі з них не можна робити часто, оскільки вони є шкідливими. Тому за допомогою них неможливо повністю отримати картину реакції різних частин мозку на різні подразники та в різний період часу.

За допомогою неінвазивної пасивної акустичної системи ми будемо мати можливість спостерігати за реакціями мозку та в результаті передбачати психологічну реакцію людини та вироблення гормонів.

Метою таких досліджень є отримання повної картини реакції головного мозку на різні акустичні подразники, що в свою чергу дасть змогу пошуку та визначення акустичних характеристик, які допоможуть контролювати стан не лише емоцій а і організму в цілому. А саме стимулювати необхідні ділянки мозку для вироблення необхідних хімічних речовин, таких як гормони. За їх допомогою можна контролювати роботу як самого мозку, його реакцій на різні обставини, так і роботу окремих органів взагалом.

Перспективою подальших досліджень розробка та покращення системи для вивчення зміни температури головного мозку людини, а також визначення ефективних шляхів впливу на різні участки головного мозку людини та вдосконалення його роботи.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Останнім часом досить розповсюдженим і популярним напрямом В медицині є вивчення пасивного функціонального зображення біологічного об'єкту, а саме людського тіла, отриманого методами реєстрації фізичних полів різної природи, серед них можна виділити акустотермометрію . Тому появлення робіт по акустотермометрії тобто методиці отримання внутрішньої температури тіла яка ґрунтується на прийомі власного акустичного випромінювання було досить обнадійливе. Роботи по акустотермометрії як напрямленню в ультразвуковій діагностиці ведуться уже більше 20 років. [32] Його робота ґрунтується на прийомі акустичного випромінювання, створюваного броунівським рухом атомів та молекул в середовищі. Даний ефект полягає в тому що при зміні температури тіла змінюється і відображення акустичного шуму від внутрішніх його структур і навіть дуже слабкі зміни можна порівняти зі зміною температур глибоких шарів біологічних тканин. В залежності від частоти акустичних хвиль які розпространяються в тілі людини прямо пропорційно залежить і затування. Тому на відстані від 1 до 10 см із глибини тіла до поверхності доходять тільки теплові ультразвукові хвилі які мають мегагерцовий діапазон частот (субміліметровий та міліметровий діапазон довжини хвилі). Зазвичай абсолютна температура тіла є прямо пропорційна інтенсивності таких хвиль. [32]

В результаті обробки акустичного сигналу отримуються кольорові зображення з розкладом температур який вказується від найменшого до найбільшого, та по його аналогії, формується фінальне зображення. [33] Таке зображення дуже спрощує аналіз складних просторових розподілень температури та покращує сприйняття величин теплових контрастів.

Одною з найкращих переваг акустотермометрії є можливість дистанційного пасивного вимірювання внутрішньої температури тіла [33] з високим просторовим розширенням та в реальному часі.

Реалізувати фокусування ультразвукових хвиль в термометрії можливо декількома способами. До них відносяться сферичні п'єзоелементи, акустичні лінзи, кільцеві решітки п'єзоелементів [34]. Найбільш оптимальними з них є використання акустичних лінз, оскільки вони захищають п'єзоелемент від дії речовин і прості у виготовленні. Було розглянуто особливості використання акустичних лінз для акустотермометрії, в особливості для фокусування слабких шумових сигналів в режимі прийому.

Зазвичай основною сферою застосування акустотермометрії є діагностика за допомогою зміни глибинної температури людського тіла в часності лікування і профілактика серцево-судинних захворювань та спроби дослідження роботи різних частків головного мозку людини.

Різниця між температурою внутрішніх органів та поверхністю шкіри може складати до 5-10°C [35], що визначає задачу вимірювання саме глибинної температури тіла, а не поверхні. Оскільки магнітно-резонансна термометрія, яку спочатку повинні були використовувати для вирішення даної поставленої задачі потребує дорогого обладнання, спеціально підготовлених приміщень, підготовку та навчання персоналу, та на даний момент, ще не є досить точним та існує проблема з отриманням результатів в реальному часі або хоча б з невеликою затримкою, для змоги правильно оцінювати стан пацієнта. Тому наявність альтернативних не болючих методів досить актуальною, особливо в умовах дефіциту часу, для цього може підійти акустотермометр. Розрахунки показують що термометрія дозволяє виміряти температуру на глибині від 3-8см в об'ємі около 1 см³ з похибкою 0.5-1°C за час приблизно рівний 1хв.

На основі цього в Москві за участі двох дослідницьких центрів, медичного університету та інституту радіотехніки були проведені спроби виміряти глибину температури різних участків людського тіла.

В досліджах проведених на піддослідних вивчали зміну кровообігу і теплопродукції в передпліччі та литкового м'яза [35].

Одним з перших дослідів була спроба отримати інтегральну температуру печінки після вживання цукру. В даному напрямку було проведено декілька робіт. Одна з них була проведена з допомогою інфрачервоної термометрії. У піддослідних вимірювалась температура шкіри в області знаходження печінки після вживання глюкози. При цьому не було зареєстровано ніяких значних змін температури поверхні. Причиною цього вчені назвали внутрішнє розсіювання тепла в тілі людини.

В іншій роботі піддослідні приймали глюкозу та для виявлення зміни температури використовувалась радіотермографія. Датчики були розміщені на поверхні тіла. Але і в даному випадку було зареєстровано лише незначне збільшення температури.

В останньому досліді, який і був самим успішним, теплове акустичне випромінювання вимірювали за допомогою багатоканального акустотермографа, що був розроблений в Інституті прикладної фізики РАН з пороговою чутливістю $0,3^{\circ}\text{C}$, часом інтегрування в 10 секунд та полосою пропускання 1,6-2,5МГц. Датчики даного пристрою були діаметром в 5мм. Задля акустичного узгодження між тілом та датчиком був нанесений стандартний гель для УЗІ на шкіру. Сигнали що приймалися датчиками перетворювалися в електричні, проходили стадію підсилення та квадратичний детектор, та усереднювались на протязі 30мс. Після акустотермографа сигнали переходили на 14-розрядний багатоканальний АЦП, що мав частоту дискретизації 1 кГц на один канал та, поступав до комп'ютера. За допомогою нього та розробленій програмі були проведені подальші усереднення даних.

Використовувався портативний комп'ютерний термограф для вимірювання температури поверхні шкіри людини, що мав змогу реєструвати теплове електромагнітне випромінювання в діапазоні 3-5мкм, та мав чутливість $0,1^{\circ}\text{C}$.

В даному випадку був проведений і контроль концентрації глюкози в крові, для цього використовували глюкометр, який мав змогу реєструвати рівень глюкози в діапазоні 0,6-33,3 ммоль/л. Похибка вимірювання не перевищувала 3%.

Під час проведення експерименту піддослідний повинен вжити 200мл цукрового сиропу в якому концентрація цукру складала 30г на 100мл води. Піддослідний знаходився в лежачому положенні. Попереднє проведення УЗІ показало що печінка у піддослідного знаходиться на глибині від 3 см. Датчики були встановлені біля нижнього правого ребра, та за рахунок здавлення черевної порожнини направляли під ребро в сторону нижньої частини печінки. В ході проведення експерименту вимірювали температуру в двох випадках, коли піддослідний не вживав цукрового сиропу, а був лише нанесений на поверхню шкіри гель для УЗІ. В цьому випадку температура падала зі швидкістю 1,5 град/год. Причиною цього було охолодження поверхневих тканин за рахунок нанесення на шкіру гелю. На протязі всього експерименту температура тіла складала $26,5\pm 1^{\circ}\text{C}$. Оскільки температура поверхні була незмінною, а температура внутрішня мала постійний спад можна зробити висновок що акустична температура є інтегральною температурою тіла в яку вносять вклад як глибинні так і поверхневі участки [35].

Вході іншого експерименту в якому людина вживала цукровий сироп температура яка була виміряна мала той же самий характер на протязі півтори години. Але з часом, а саме з 85 по 115 хвилину акустична температура збільшилась на $2\pm 0,3^{\circ}\text{C}$.

До початку експеримента рівень концентрації глюкози в крові складала 4,1-4,4 ммоль/л, дане значення підтримувалася приблизно на протязі півгодини. Але через 80 хвилин після вживання цукрового сиропу рівень концентрації глюкози почав збільшуватись та, досягнув свого максимального значення у 8,2 ммоль/л. Збільшення аку 100 Ярд пісної температури проходило з затримкою в 20-30 хвилин порівняно зі збільшенням кількості глюкози в крові. Пояснення даного випадку є те що Температура печінки збільшується тоді коли вона засвоює глюкози, а не від її концентрації в крові. По різниці в часі коли концентрація глюкози в крові достигла максимального свого значення, Коли температура печінки стала максимальною можна прийти до висновку про рівень метаболізму піддослідного.

Також були проведені вимірювання глибинної температури мозку пацієнтів у яких частково були відсутніми кістки черепа що знаходились в реанімаційному відділенні нейрохірургії ім. ак. Бурденко. На протязі проведення лазерної гіпотермії щитовидної залози був проведений акустотермометричний моніторинг результатів нагріву [35].

Що до українських науковців то в останніх роботах для вимірювання внутрішньої глибинної температури тіла біологічного об'єкту був запропонований акустотермометр принцип дії якого базується на використанні нульового модуляційного методу. Даний метод дає змогу виділити досить не значне теплове акустичне випромінювання на фоні власних шумів п'єзоприймача. В результаті досліджень особливостей прийому теплового акустичного випромінювання в залежності від конструкції п'єзоприймача були сформульовані принципи побудови відповідного приймаючого тракту [32,35].

Було розроблено макетний зразок одно каналного пасивного неінвазивного акустотермометра який працював з фокусуванням. Макет даного пристрою складається з приймача акустичного випромінювання який був підключений до широкопasmового підсилювача верхніх частот, мав ам-

плітудний та синхронний детектор, з виходу посліднього сигнал потрапляє на реєструючий пристрій. Тримач акустичного випромінювання має в собі декілька важливих деталей це: акустичний перетворювач, імітатор шуму та електронний комутатор. В якості п'єзоелектричний перетворювач для теплового акустичного випромінювання використовується пластинчастий перетворювач з різних матеріалів. До них входили: п'єзокераміка PZT-8 з чверть хвильовим узгоджуючим шаром з епоксидного клея, та акустичної лінзою із полістиролу, який був механічно недемфирований з тильної сторони і електрично навантажений паралельно підключеній індуктивності .

Була запропонована електронна комутація двох важливих елементів. До неї входили імітатор шуму та еквівалентна схема п'єзоперетворювача. Особливостями даної схеми було те, що опір генерує тепловий шум з інтенсивністю, що дорівнює сумі інтенсивностей акустичного випромінювання біологічного об'єкту та шуму самого п'єзоперетворювача. Це рішення дало можливість виключити з відомої уже нам схеми, блок механічного модулятора, що використовувався в аналогах [32].

П'єзоелектричний перетворювач має таку ж амплітудно-частотну характеристику і близьке значення середнього квадрата напруги на виході як імітатор шуму. З періодичністю електронний комутатор переключує вхід підсилювача верхніх частот з фокусууючого перетворювача на імітатор та навпаки.

Макет включає в себе декілька оригінальних блоків. Блок комутації і детектування, а також 2 серійних пристрої: універсальний цифровий вольтметр В7-27 та мікрвольтметр В3-57. Призначенням останнього пристрою є зміна середньоквадратичного значення напруги змінного струму довільної форми. В ньому використовувався його широкосмуговий підсилювач. Призначенням цифрового вольтметра є зміна постійної змінної напруги, постійного струму, опору та температури за рахунок перетворення

вимірюваної величини в постійну напругу з подальшим її вимірюванням аналогово-цифровим перетворювачем інтегруючого типу. Для даної роботи в ньому використовується блок модуляції постійної напруги, синхронний детектор, підсилювач змінної напруги, фільтр нижніх частот, цифровий вимірювач напруги, пропорційно різниці температури імітатора шуму та біологічного об'єкту.

В якості імітатора шуму було запропоновано використовувати резистор з опором номінал 7700 Ом та реактивні елементи, що створюють полосовий фільтр для теплового шуму даного резистору [32].

В класичних акустотермометрах модуляція шумового сигналу біологічного об'єкту проходила за допомогою диску з отворами який обертася. Оскільки п'єзоприймач мав фокусуватися на глибину то створити таку модуляцію було неможливо, тому було запропоновано використовувати електронний комутатор.

Ще однією проблемою став ключовий режим напівпровідникових елементів, таких наприклад як діоди та транзистори, який широко використовується в переключачах та комутаторах напруги. У зв'язку з цим була необхідність розробити оригінальний блок комутації та детектування.

Розробляючи оригінальний блок детектування та комутації для модуляції вхідного шумового сигналу було використано ключовий режим роботи польових транзисторів з вбудованим n-каналом. Також був проведений розрахунок імітатора шуму та еквівалентних схем п'єзоприймача. Імітатор шуму був підібраний таким чином, що представляє собою зв'язані контури зі смугою пропускання, в якій середній рівень шумової напруги визначався напругою шуму на частоті електричного резонансу п'єзоелемента.

Були проведено декілька етапів експериментального дослідження макету. На підготовчому етапі, який був самим першим, був проведений комплекс вимірювань направлених на перевірку відповідностей характери-

стик еквівалентної схеми п'єзоперетворювача та імітатора шуму. А також відповідність розрахованим значенням напруг в контрольних точках макету [32].

Оцінювалась напруга шумів на окремому опорі номіналом 3850 Ом (7700 Ом) Одночасно був на вході ввімкнений мікро вольтметр ВЗ-57. Використовувалась еквівалентна схема замість сфокусованого п'єзоприймача. Дана схема була аналогічна схемі імітатора шуму в якому опором генерується тепловий шум, з такою ж інтенсивністю яка рівна сумі інтенсивностей отриманого власного шуму п'єзоперетворювача та акустичного випромінювання біологічного об'єкту.

Оскільки полоса частот на мікрвольтметрі, який використовується в схемі, складає 5Гц-5МГц тобто в 10 раз більше ніж 0,5МГц то приблизно напруга шума повинна бути 114 мкВ. Із результатів [32] було видно що експериментальні та теоретичні значення майже співпадають.

Наступні експерименти були присвячені вимірюванню частотних залежностей електричного імпедансу фокусуєчого п'єзоприймача задля визначення характеру зміни електричної напруги на електродах перетворювача який використовувався для контролю якості його реалізації.

За результатами проведеного експерименту було підтверджено можливість вимірювання внутрішньої температури біологічних об'єктів по тепловому акустичну випромінювання. Точність даних вимірювань була не нижчою ніж $0,2^{\circ}\text{C}$. За допомогою нульового модуляційного методу дані були отримані в реальному часі.

Було доведено можливість використання макету одноканальної неінвазивної пасивної акустичної системи з фокусуванням, що була побудована по схемі, яка реалізує модифікований нульовий модуляційний метод, що має змогу вимірювання шумових напруг в діапазоні 5 - 30 мкВ. Оскільки під час процесу виготовлення або експлуатації п'єзоелектричний перетворювач а можуть бути відхилення його параметрів від теоретичних

розрахованих була створена методика що дає змогу виміряти амплітудно-частотні характеристики активної і реактивної складових електричного імпедансу. було створено в контроль якості складання та експлуатації п'єзокерамічного електричного перетворювача фокусування та отримане залежність напруги електричних струмів на електродах п'єзоелектричний приймача фокусування від температури [32].

Але незважаючи на всі досягнення українських науковців варто взяти до уваги що проведені експерименти залежності напруги електричних шумів на електродах фокусуючого п'єзоприймача, навантаженого через акустичну еліптичну лінзу на воду, від температури не враховує неоднорідність структури реальних біологічних тканин. Даний випадок показує недостаток запропонованого методу та призводить до необхідності подальших досліджень. Такі дослідження повинні бути зорієнтовані на покращення даної методики з урахуванням особливостей біологічних об'єктів.

РОЗДІЛ 2

РОЗРАХУНКОВІ СПІВВІДНОШЕННЯ МЕТОДУ АКУСТОТЕРМОМЕТРІЇ БІОЛОГІЧНИХ ТКАНИН

Новим і в вищому ступені актуальним напрямком в ранній медичній діагностиці є діагностика за пасивним функціональним зображенням людського тіла, яка отримана методами реєстрування фізичних полів людини різної природи [1]. З таких методів найменш розробленим є акустотермометричний, який полягає в реєстрації власного теплового акустичного випромінювання тіла. З його допомогою можна вимірювати не тільки поверхневу, але і глибинну температуру, що принципово не може бути виконано засобами радіометрії, інфрачервоної техніки та ін., і на що була звернена увага ще в [23] і вказані такі галузі застосування як геофізика, океанологія, техніка. Контроль глибинної температури тіла при фізіотерапевтичному впливі на організм людини і гіпертермічному - на пухлини запропонований в [3]. З ціллю з'ясування перспективності методу в медицині порівнянно з радіотермометричним були проведені теоретичні і експериментальні дослідження методу і практичних схем його реалізації при використанні плоских п'єзоелектричних перетворювачів (ПП) для реєстрації акустичного випромінювання [4-10]. Проте, через неадекватний вибір в них моделей ПП і акустичних полів не вдалося пояснити значного кількісного розходження теоретичних і експериментальних результатів. В цій роботі на основі обґрунтованих моделей були одержані співвідношення, які дозволяють розрахувати оптимальні параметри акустотермометра.

В якості моделей біологічних тканин використовується вода, яка має близьке значення акустичного імпедансу. Оскільки фізичною причиною як електромагнітного (радіочастотного), так і акустичного теплових випромінювань будь-якого середовища є хаотичний рух його атомів і

молекул, вираз для спектральної густини акустичного випромінювання безмежного середовища аналогічно виразу закону випромінювання Релея-Джинса, який є окремим випадком закону випромінювання абсолютно чорного тіла Планка при $hf \ll k_{\sigma}T$, а саме:

$$\varepsilon(f, T) = \frac{dI}{df} = \frac{2\pi \cdot f^2 k_{\sigma} T}{v^2} \quad (2.1)$$

де $h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж/с - стала Планка; $k_{\sigma} = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - стала Больцмана; f, v - частота і швидкість акустичних коливань в середовищі; T - термодинамічна температура середовища. Якщо врахувати, що інтенсивність акустичних хвиль $I = P^2 / (2 \cdot \rho v) = P^2 / (2 \cdot Z_2)$, для квадрату акустичного тиску P^2 теплових акустичних коливань в інтервалі $\Delta f \ll f$ безмежного середовища з температурною T з (2.1) отримуємо:

$$P^2 = \frac{4\pi \cdot f^2 \rho k_{\sigma} T \Delta f}{v} \quad (2.2)$$

де ρ - густина, а $Z_2 = 1,54 \cdot 10^6$ Па·с/м - питомий акустичний імпеданс води.

Нехай датчиком тиску, як і в [4-10], є кругла п'єзоелектрична пластинка з діаметром $D \gg \lambda$ (λ - довжина хвилі в воді) і з питомим імпедансом Z_0 , яка навантажена з тильної сторони демпфером з питомим імпедансом Z_1 , а з передньої – має один чи два чвертьхвильових шара з питомим імпедансом $(z_3/Z_2)^2 = Z_0/Z_2$ чи $(Z_3/Z_4)^2 = Z_0/Z_2$ відповідно, причому, електричним навантаженням ПП є індуктивність $L \approx 1/(\omega_0^2 \cdot C_0)$, ω_0 - частота його механічного резонансу, а C_0 - статична ємність п'єзопластини. Користуючись представленням цієї системи в вигляді складного електромеханічного чотирьохполюсника, який описаний ланцюжковою (А - чи Брейзіга) матрицею, для коефіцієнта перетворення тиску в плоскій хвилі, яка падає нормально до поверхні ПП, у відсутності ПП, в напругу, отримуємо вираз:

$$K_{no} \equiv U/P = (z_0/z_2)^{1/2} \cdot (l_0 \cdot e_{33}) \quad (2.3)$$

де $l_0 = v^D / (2 \cdot f_0)$ - товщина п'єзопластини, v^D - швидкість звуку при сталій індукції D , e_{33} - електрична стала. Для найбільш поширеної п'єзокераміки

і води $(z_0/Z_2)^{1/2} \approx 4.5$. Видно, що шари діють як трансформатори тиску і збільшують $K_{\text{по}}$. Крім того, вони розширюють смугу пропускання Δf навіть у відсутності демпфера ($z_1 = 0$), так що у випадку двох шарів $\Delta f/f_0 \approx 0.6$. При цьому можна вважати, що $K_{\text{п}}(f) \approx K_{\text{по}}$ внутрішній смузі Δf і $K_{\text{п}}(f) = 0$ - поза цієї смуги.

Врахуємо ту принципову обставину, що поле теплових акустичних коливань є полем некогерентних джерел: має рівноймовірний напрям і випадковий характер фаз у просторі. Найбільш поширеною моделю такого поля в гідроакустиці є поле, в якому статистичні незалежні джерела рівної продуктивності рівномірно розподілені за поверхнею сфери в дальньому полі антени (ПП) [14]. В рамках цієї моделі коефіцієнт перетворювача тиску теплових коливань [15]:

$$K_{\text{ш}} = \frac{K_{\text{по}}}{\sqrt{K}} \quad (2.4)$$

де $K = 4\pi A_0 / \lambda^2 = (\pi D / \lambda)^2$ - коефіцієнт концентрації антени, A_0 - площа ПП.

Для використаного у [8] ПЕП з $D = 20$ мм, $f_0 = 2$ МГц ($\lambda = 0.7$ мм): $K_{\text{ш}} = K_{\text{по}}/90$, тобто майже на два порядки менша за $K_{\text{по}}$.

З врахуванням (2.2) і (2.4) вираз для квадрату напруги на електродах ПП, відповідного тепловим акустичним коливанням середовища, має вигляд:

$$U_{\text{ш.сп}}^2 = (K_{\text{ш}} P)^2 = \frac{z_2}{A_0} k_{\sigma} T_{\text{сп}} K_{\text{по}}^2 \Delta f \quad (2.5)$$

тобто представляє собою "білий" шум. Тут Δf може бути порядку f_0 . На виході ПП воно квадратично сумується з напругою його власних теплових шумів, яка, згідно теоремі Найквіста, дорівнює:

$$U_{\text{шн}}^2 = 4Rk_{\sigma} T_n \Delta f \quad (2.6)$$

де $R = \int_{f_u}^{f_s} R(f) \cdot df / \Delta f$ еквівалентний опір шумів;

$R(f)$ - дійсна частина електричного імпедансу ПП з електричним навантаженням; T_n - температура ПП; $\Delta f = f_b - f_n$

Можна показати, що висновком комплексної теореми взаємності ПП є співвідношення:

$$K_n(f) \approx 2 \sqrt{\frac{RA_0}{Gz_1 + z_2}} \quad (2.7)$$

де $G = 1$, $G = (z_2/z_3)^2 = Z_2/Z_0$, $G = (z_4/z_3)^2 = z_2/z_0$ для випадків відсутності, наявності одного чи двох шарів відповідно; точна рівність виконується на частоті f_0 . З врахуванням (2.7) співвідношення шумів середовища і ПП дорівнює:

$$\frac{U_{ш.сп}^2}{U_{ш.п}^2} = \frac{T_{сп}/T_n}{1 + Gz_1/z_2} \quad (2.8)$$

З (2.8) видно, що при $T_{сп} \approx T_n$, відсутності узгоджувачих шарів ($z_3=z_4=z_2$) і $z_1/z_2 \gg 1$, що у цьому випадку необхідно для отримання широкої смуги пропускання ПП, співвідношення значно менше за одиницю. Тому для використання в акустотермометрі цей випадок не представляє цікавості. При наявності шарів і $Gz_1/z_2 = z_1/z_0 \ll 1$: $U_{ш.сп}^2 \approx U_{ш.п}^2$

Із співвідношення (2.5) можна визначити температуру однорідного середовища. У випадку однорідного середовища з відомою температурою T_0 , в якій на глибині z є ділянка, яка нагріта відносно середовища на температуру ΔT , вимірювання температура дорівнює

$$T = T_0 + \Delta T \exp(-z/\delta),$$

і для визначення z і ΔT необхідне двочастотне зондування на частотах f_1 і f_2 , так що

$$T_1 = T_0 + \Delta T \exp(-z/\delta_1), \quad T_2 = T_0 + \Delta T \exp(-z/\delta_2),$$

де δ_1, δ_2 - довжина затухання на цих частотах. Розв'язуючи цю систему рівнянь відносно ΔT і z отримуємо:

$$\Delta T = \left(\frac{(T_1 - T_0)^{\delta_1}}{(T_2 - T_0)^{\delta_2}} \right)^{1/(\delta_2 - \delta_1)}$$

$$z = \ln \left[\frac{T_1 - T_0}{T_2 - T_0} \right] \frac{\delta_1 \delta_2}{\delta_1 - \delta_2}$$

Розглянемо тепер випадок ПП з фокусуною лінзою, яка в [8] використовувалась тільки для демонстрації великого поперечного просторового разрешення, але раніше не розглядалась. Візьмемо в якості радіуса сферу, яка синфазно випромінює у всі напрямки і яка знаходиться у фокусі лінзи, радіус просторової кореляції $\rho = \lambda/2$. При врахуванні розходження сферичної хвилі і її затухання з коефіцієнтом $\gamma = Af^n$ (для біологічної тканини $n \approx 1$), в площині ПП отримуємо плоску хвилю з тиском:

$$p^2 = \frac{\pi \cdot z_2}{F^2} k_s T(F) \int_{f_n}^{f_g} \exp(-AfF) df \quad (2.9)$$

де F , $T(F)$ - фокусна відстань лінзи і температура середовища в фокусі. Вираз для напруги на електродах ПП має вигляд:

$$U_{ш.ф}^2 = K_{no}^2 P^2 = U_{ш.сеп}^2 \left\{ \frac{\exp(-Af_n F) - \exp(-Af_g F)}{A \Delta f F} \cdot \frac{\pi D}{2F} \right\}^2 \quad (2.10)$$

де $U_{ш.сеп}^2$ визначається з (2.5) з заміною $T_{сеп}$ на $T(F)$. Якщо $\gamma_{в,н} \ll 1$, вираз переходить в наступний:

$$U_{ш.ф}^2 = U_{ш.сеп}^2 \left\{ \frac{\pi D}{2F} \right\}^2 \quad (2.11)$$

Спектр напруги представляє собою "білий" шум. Узявши $(D/F)_{\max} = 2$, отримуємо, $U_{ш.ф}^2 = U_{ш.сеп}^2 \pi^2$, тобто інтенсивність обумовлена сфокусованим сигналом, майже в 10 разів більша, ніж несфокусованим. Оскільки інтенсивність власних шумів ПП (2.6) від фокусування не залежить, то співвідношення $U_{ш.сеп}^2 / U_{ш.н}^2$ у стільки ж разів збільшиться. Цей випадок можна реалізувати, якщо для вимірювання поверхневої температури тіла ПП з лінзою розташувати на відстані F від тіла, а простір між ними в вигляді збіж-

ного конусу заповнити водою, закривши вершину конусу акустично прозорим вікном.

У випадку $\gamma F \approx 1$ коефіцієнт при $U_{ш.ср}^2$ у (2.11) все ще набагато більший за, тобто має вигоду і при визначенні глибинної температури. Другою важливою перевагою при цьому є те, що для цього достатньо одночасного зондування.

Що до спектра напруги у (2.11), то воно вже не є "білим" шумом. Проте, визначення із нього температури в фокусі $T(F)$ з врахуванням того, що $\gamma(f) = Af^n$ припущенно відомим, не представляє великих зусиль.

Особливістю акустотермометра біологічних об'єктів є вимога чутливості порядку 1°K чи $1/310 = 0.003$ (0.3 %). Для вимірювання інтенсивності шумових сигналів з високою чутливістю в радіоастрономії використовують ланцюги, які складаються з 3-х кілець [16]: смугового фільтра високої частоти (ФВЧ) з коефіцієнтом передачі k_1 ; квадратичного детектора (КД) з нелінійною характеристикою $y = \beta x^2$ і фільтра низьких частот (ФНЧ) з функцією передачі k_2 . Вважається, що $x(t)$ є стаціонарним випадковим процесом з нульовим середнім значенням, тобто $\langle x(t) \rangle = 0$. Тоді коефіцієнт згладжування флуктуацій Q , дорівнює співвідношенню відносної флуктуації $\sigma_y/y = \sqrt{2}$ на виході детектора до відносної флуктуації $\delta/\xi = \Theta/T_{cp}$ (при $U_{ш.ср}^2 \gg U_{ш.п}^2$) на виході ФНЧ, дорівнює:

$$Q \equiv \frac{\delta_y/y}{\delta/\xi} = \sqrt{\Delta W \Delta \Omega}$$

де $y = \beta x^2$, $\sigma_y^2 = 2\beta^2 \langle x^2 \rangle^2$, σ_y , σ , Θ - середньоквадратичне відхилення величин y , ξ , T_{cp} від їх середнього значення. Звідси :

$$\Theta = T \sqrt{\frac{2\Delta \Omega}{\Delta W}}$$

де ΔW - смуга ФВЧ, центроване коло W_0 , а $\Delta \Omega \ll \Delta W$ - смуга ФНЧ. Це граничне значення чутливості, яке досягається тільки тоді, коли відносна

чутливість вихідного приладу не гірша Θ/T . Для цього на вимірювальних приладах можна подати зустрічну постійну напругу - ξ_0 і зробити цей прилад більш чутливим. Але стабільність показників приладу порушується повільними флуктуаціями підсилення ("дрейфом нуля"). Від їх впливу позбавляє модуляційний метод вимірювання.

У [6-10] використовувалась механічна модуляція (нагадаємо, для нефокусуєчого ПП): періодичне з частотою 10 Гц перемикання випромінювання від об'єкта на випромінювання з води, яке знаходиться між ПП і модулятором. Розглянемо процес модуляції більш докладніше. При цьому на вхід ФВЧ (ПП + УВЧ) надходить випадковий процес:

$$U(t) = U_{ш.п}(t) + U_{ш.сеп}(t) \text{ протягом часу } 0 < t < \pi/\Omega;$$

$$U(t) = U_{ш.п}(t) + U_{ш.в}(t) \text{ протягом часу } \pi/\Omega < t < 2\pi/\Omega;$$

Оскільки $U_{ш.п}(t)$, $U_{ш.сеп}(t)$, $U_{ш.в}(t)$ - незалежні випадкові процеси, вони попарно квадратично сумуються, так, що середньоквадратичну напругу можна представити у вигляді:

$$U^2 = U_{ш.п}^2 + U_{ш.в}^2 + \mu(t) \cdot (U_{ш.о}^2 - U_{ш.в}^2)$$

де $\mu(t) = 1$ при $0 < t < \pi/\Omega$ і $\mu(t) = 0$ при $\pi/\Omega < t < 2\pi/\Omega$, а частина, яка змінюється з частотою Ω дорівнює $U_{ш.о}^2 - U_{ш.в}^2 \ll U_{ш.п}^2 + U_{ш.в}^2$. Слід відзначити, що в роботі [6] для середнього квадрату звукового тиску помилково був прийнятий вираз $P^2 = (z_2/A_0)k_\delta(T_0 - T_n)df$, в результаті чого для відповідної напруги виявилось набагато менше істинного, яке визначається виразом (2.5). Малий змінний додатак у (2.15) на фоні великої складової можна виділити за допомогою синхронного детектора (СД), який виконує перемноження ВЧ напруги шумів на напругу від модулятора, і ФНЧ. Приймаючи до уваги, що $x(t) = k_1 U(t)$, $y = \beta x^2(t) = \beta k_1^2 U^2(t)$, знаходимо постійну складову, яка вирізає ФНЧ, для нефокусуєчого ПП:

$$\xi = k_2 \frac{A a_1}{2} \beta \cdot k_1^2 \frac{z_2}{A_0} k_\delta (T_0 - T_e)$$

де A - амплітуда напруги, яка подається на СД від модулятора, $a_1 = 2/\pi = 0.64$ - коефіцієнт Фур'є розкладання функції $\mu(t)$. Суттєво, що величина змінної складової в (2.15) представляє різницю двох великих величин, які по черзі підсилюються УВЧ. Тому при нелінійному обмеженні в підсилювачі величини $[2 \cdot (U_{ш.п}^2 + U_{ш.о}^2)]^{1/2}$ значно зменшиться змінна додатка, а разом з ним - в стільки ж разів і чутливість визначення температури. Цим схема акустотермометра принципово відрізняється від тієї яку розглядаємо в [16], де на вхід ФВЧ надходить процес $f(t) = f_0(t) + \mu(t)\Delta f(t)$, де внутрішній шум $f_0(t)$ і зовнішній шум $\Delta f \ll f_0(t)$ - незалежні випадкові процеси. У випадку порушення лінійності для значень $f_0(t)$ (в [16] він не розглядався) для Δf підсилення зостанеться лінійним. Із-за зазначеної вище помилки автори [6] могли не звернути уваги на цю різницю, якою можна пояснити майже в 10 разів менше експериментально визначення значення чутливості порівнянно з теоретичним (1.14).

Оскільки для фокусування на глибину тіла перетворювача механічну модуляцію здійснити неможливо, можна скористатись нульовим модуляційним методом, при якому вхід УВЧ з частотою Ω' перемикається з ПП на шумовий еталон і назад. Якщо еталоном взяти резистор в термостаті з температурою T_e і підібрати опір резистора таким, щоб на виході ФНЧ був нуль, то з врахуванням малості інтенсивності власних шумів ПП можемо записати рівність:

$$4Rk_{\delta}T_{\delta}\Delta f = \frac{\pi z_2}{F^2} k_{\delta} t_{cp} \frac{\exp(-\gamma_n f) - \exp(-\gamma_e f) \Delta f}{A \Delta f F}$$

звідси

$$T_{on} = \frac{4R \left(\frac{F^2}{\pi z_2} \right) A F \Delta f}{\exp(-\gamma_n f) - \exp(-\gamma_e f)}$$

Зміна температури відносно цього значення на ΔT приведе до зміни ξ :

$$\xi = \frac{k_2 \frac{Aa_1}{2} \beta \cdot k_1^2 \frac{\pi \cdot z_2}{F^2} \exp(-\gamma_n f) - \exp(-\gamma_s f) \Delta T}{AF}$$

При такій модуляції, на відміну від механічної, частоту W , а разом з нею і $\Delta\Omega$, можна взяти значно більшими, а час $\tau = 1/\Delta\Omega$ - значно меншим. Так, відповідно з (2.14) для отримання $\Theta = 0.5$ К при $T = 310$ К і $\Delta\omega = 2 \cdot \pi \cdot 10^6$ с⁻¹ достатньо $\tau = 1/\Delta\Omega = 0.12$ с, що майже на два порядки менше, ніж $\tau = 30$ с в [5-10], і дозволяє вимірювати температуру в реальному масштабі часу.

РОЗДІЛ 3

НУЛЬОВИЙ МОДУЛЯЦІЙНИЙ МЕТОД

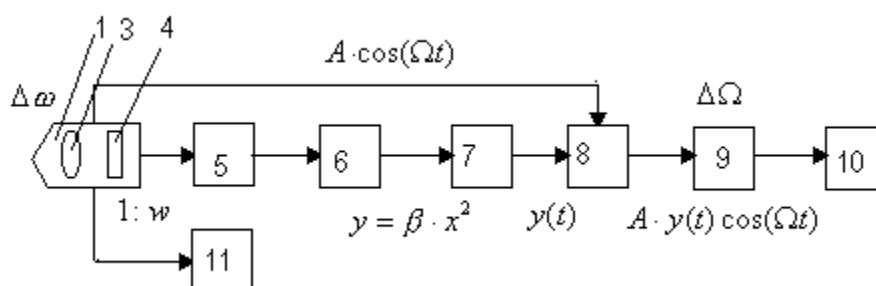


Рис. 3.1. Структурна схема акустотермометра

Акустотермометр через блок модулятора 1, заповнений водою, з акустично прозорим вікном 2 вводиться в зіткнення з об'єктом, наприклад, з шкірою пацієнта. Шумовий акустичний сигнал з тіла пацієнта модулюється обтюратором 3, який обертається електродвигуном, і надходить на п'єзопретворювач 4.

Сигнал з його виходу через трансформатор 5 подається на широкосмуговий ВЧ підсилювач 6, детектується квадратичним детектором (КД) 7 і подається на синхронний детектор (СД) 8, на який надходить опорна напруга з модулятора. З виходу СД сигнал подається для усереднення на фільтр низької частоти (ФНЧ) 9 і реєструється самописцем 10; температуру модулятора вимірює схема 11.

При відкритому модуляторі на ПП надходить випромінювання від досліджуваного об'єкта, а при закритому - випромінювання з водою, що заповнює модулятор. Цей сигнал є еталонним. Коли температура тіла і модулятора збігаються, самописець повинен встановитися на нульовому показнику. Звідси і назва методу: нульовий модуляційний [24].

Розглянемо послідовно кожен блок акустотермометра.

3.1 П'єзоперетворювач

Середній квадрат напруги на електродах ПП, відповідно тепловим акустичним коливанням об'єкта або води в модуляторі, дорівнює:

$$\langle U_{O,B} \rangle = \langle p_{\text{эфф}}^2 \rangle \cdot K_{\text{по}}^2 = (Z_2 / A_0) \cdot k_B \cdot T_{O,B} \cdot K_{\text{по}}^2 \cdot \Delta f, \quad (3.1)$$

де $Z_2 = 1,5 \cdot 10^6$ Па с / м - питомий акустичний імпеданс, однаковий для об'єкта і води; A_0 - площа ПП; $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж / К - постійна Больцмана; $T_{O,B}$ - температура тіла або води в К; Δf - ширина смуги частот ПП. в якій $K_{\text{п}}(f) = K_{\text{по}}$, а за межами якої $K_{\text{п}}(f) = 0$; $K_{\text{по}}$ - коефіцієнт перетворення тиск - напруга в плоскій хвилі з фронтом, паралельним площині ПП, на частоті його механічного резонансу (антирезонанса).

Електричним навантаженням ПП є індуктивність, підключена до його електродів і налаштована в резонанс з ємністю затиснутого ПП. Акустично ПП узгоджений з об'єктом (водою) за допомогою двох чвертьхвильових (на частоті) шарів з $Z_0 > z_3 > z_4 > z_2$, де Z_0, z_3, z_4 - питомі акустичні імпеданс ПП, першого і другого шарів відповідно. В цьому випадку:

$$K_{\text{по}} = (Z_3 / Z_4) \cdot l_0 / e_{33} = (Z_0 / Z_2)^{1/2} \cdot l_0 / e_{33}, \quad (3.2)$$

де l_0 - товщина, e_{33} - п'єзоелектрична постійна ПП. З (3.2) видно, що наявність узгоджувальних шарів збільшує $K_{\text{по}}$, причому в разі ПП, що використовує п'єзокераміка, це збільшення ~ 5 . Крім того, наявність шарів розширює смугу пропускання.

Ефективне напруга $\langle U_{O,B}^2 \rangle^{1/2}$ є е.р.с. еквівалентного генератора шумового сигналу, внутрішній імпеданс якого є комплексним, а матеріальна частина в смузі частот:

$$R = R(f_0) = (Z_2 / (4A_0)) K_{\text{по}}^2, \quad (3.3)$$

і є, згідно з теоремою Котельникова, джерелом власного теплового електричного шуму ПП:

$$\langle U_{\text{ш}}^2 \rangle = 4Rk_B T_{\text{ш}} \Delta f, \quad (3.4)$$

Із (3.1), (3.3) і (3.4) слідує:

$$\langle U_{III}^2 \rangle / \langle U_{o,e}^2 \rangle = T_{III} / T_{o,e}, \quad (3.5)$$

і при $T_{III} = T_e$, то відношення дорівнює одиниці.

Зауважимо, що в разі фокусованої ПП відношення може бути $\ll 1$.

Величини $\langle U_{o,v} \rangle$ і R в залежності від матеріалу п'єзоперетворювача і його площі можуть змінюватися в широких межах. Так, для пластини з ніобата літію ($z_0 = 34 \cdot 10^6$ Па с/м, $\epsilon_{33} = 1,22$ Кл/м²) площею (1×1) см², яка має частоту = 1,3 МГц, і яка узгоджена з водою за допомогою четвертьхвильової пластини хлористого калію ($Z_3 = 9 \cdot 10^6$ Па с / м) в смузі частот (0,9 ... 1,8) МГц,

$\langle U_0, B_2 \rangle^{1/2} = 83$ мкВ, а $\text{Re}Z = R = 450$ кОм. Для п'єзокераміки PZT - 8 з близькими, крім, $\epsilon_{33} = 13,2$ Кл / м², параметрами $\langle U_0, B_2 \rangle^{1/2} = 7$ мкВ, а $R = 3,8$ кОм.

Розглянемо більш докладно різні варіанти реалізації п'єзоприймача.

Дотримуючись [25], наведемо основні співвідношення для вимірювання температури і визначення точності по тепловому акустичному випромінюванню, яке приймали п'єзоприймачі без демпферів з тильного боку: а) без узгоджувальних шарів і лінзи (рис.3.2, а); б) з погоджувальними шарами, без лінзи (рис.3.2, б); в) з погоджувальними шарами і плосковогнутою лінзою (рис.3.2, в). Електричним навантаженням є індуктивність L , налаштована в резонанс з ємністю п'єзопластини з затиснутими електродами C_0^S ($S = 0$ - зсув поверхні пластини) і компенсує цю ємність на частоті $\cong f_0$, $L = 1/\omega_0^2 C_0^S$.

Точність вимірювання на кінцевому інтервалі часу за кінцевим числом N вибірковок точок T_i , коли визначається не справжня температура T і її дисперсія θ^2 , а їх оцінки \hat{T} і $\hat{\theta}^2$, визначається сумою оцінки дисперсії і середньоквадратичного відхилення оцінки дисперсії від температури:

$$\theta^2 = \hat{\theta}^2 + \hat{\theta}^2 / N. \quad (3.6)$$

У цитованих експериментальних роботах помилково, на що зверталася увага в [25], залишалася набагато менша величина. Ми будемо користуватися правильною формулою (3.6), відкидаючи малий член.

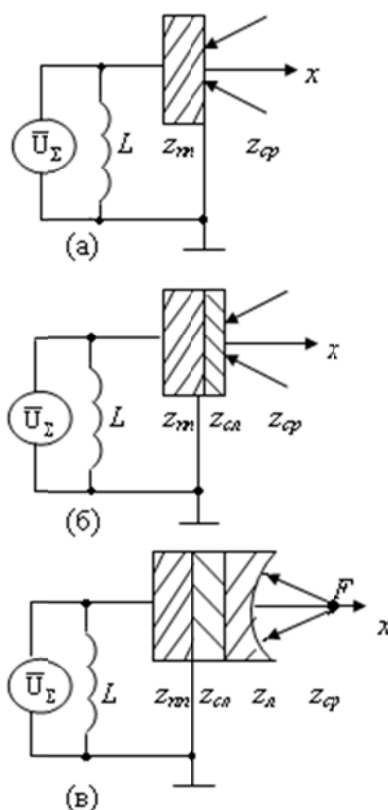


Рис. 3.2. Схематичне відображення п'єзоприймача теплового акустичного випромінювання: z_{mm} , z_{cl} , z_L , z_{cp} - питомі акустичні імпеданси ПП, шарів, лінзи і середовища; L - індуктивність; \bar{U}_Σ - сумарна напруга на виході ПП

3.1. П'єзоперетворювач без узгоджувальних шарів і лінзи (рис. 3.2, а)

Квадрат сумарної напруги на виході ПП дорівнює:

$$\overline{U_\Sigma^2} = \overline{U_{nn}^2} + \overline{U_{ak}^2} = 4R_0 k_\sigma T \Delta f + (z_{cp}/A_0) k_\sigma T K_{no}^2 \Delta f, \quad (3.7)$$

де

$$R_0 \equiv \text{Re } Z(f) = \frac{z_{cp}}{4A_0} K_{no}^2, \quad (3.8)$$

дійсна частина електричного імпедансу $Z(f)$ навантаженого ПП,

$$K_{no} = \frac{l_0}{e_{33}}, \quad (3.9)$$

в інтервалі Δf і $K_{no}=0$ поза ним - коефіцієнт перетворення акустичного тиску плоскої хвилі в відсутність ПП в електричну напругу; l_0 , A_0 , e_{33} - товщина ПП, площа приймаючої поверхні і електрична постійна; $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж / К - постійна Больцмана.

З (3.7) і (3.8) видно, що $\overline{U_{\Sigma}^2} = 2\overline{U_{ак}^2}$, а, отже,

$$(\theta/T) = 2(\theta/T)_{пор}. \quad (3.10)$$

Перша компонента в (3.7) являє собою «білий шум». При наявності істотного загасання другий спектр повинен являти собою спадаючий з частотою шум.

3.1.2. П'єзоперетворювач з одним узгоджувачим шаром без лінзи (рис.3.2, б).

Квадрат сумарної напруги на виході ПП дорівнює:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \left(\frac{z_{сл}}{z_{ср}}\right)^2 \overline{U_{nn}^2} + \alpha(z_{сл}/z_{ср})^2 (z_{ср}/A_0) k_B T K_{no}^2 \Delta f. \quad (3.11)$$

Тут $\alpha \ll 1$ - коефіцієнт, що враховує залежність коефіцієнта трансформації шару від кута падіння і прийнятий одиниці в [25]. У даній роботі на малість його звернуто увагу вперше. Мінімальне значення другого члена отримаємо, якщо покладемо $\alpha \cdot (z_{сл}/z_{ср})^2 = 1$ або:

$$\alpha_{мин} = (z_{ср}/z_{сл})^2. \quad (3.12)$$

В даному випадку:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = (z_{сл}/z_{ср})^2 \overline{U_{nn}^2} + \overline{U_{nn}^2} \cong (z_{сл}/z_{ср})^2 \overline{U_{nn}^2}, \quad (3.13)$$

$$\theta/T = \left(\frac{z_{сл}}{z_{ср}}\right)^2 (\theta/T)_{пор} \gg (\theta/T)_{пор}. \quad (3.14)$$

3.1.3. П'єзоперетворювач з узгоджувачим шаром і плосковогнутою еліптичною лінзою (рис.3.2, в).

Квадрат сумарної напруги на виході ПП дорівнює:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = (z_{cl}/z_{cp})^2 \cdot \overline{U_{nn}^2} \left[(1 + \alpha) + \frac{z_n}{z_{cp}} \left(\frac{\pi D}{2F} \right)^2 \right]. \quad (3.15)$$

З (2.15) видно, що при $\alpha \ll 1$ внесок в $\overline{U_{\Sigma}^2}$ дає акустичне теплове випромінювання з фокуса лінзи і електричні теплові шуми опору ПП

$$R = (z_{cl}/z_{cp})^2 R_0.$$

Тому:

$$\theta/T = \left[1 + \frac{z_{cp}}{z_n} \left(\frac{2F}{\pi D} \right)^2 \right] (\theta/T)_{nop}. \quad (3.16)$$

Для лінзи з оргскла ($z_{cp}/z_n \cong 0,5$ и $\left(\frac{2F}{\pi D} \right)^2 = 2$: $\theta/T = 2(\theta/T)_{nop}$, тобто всього в 2 рази більше порогового.

3.1.4. Експериментальні літературні дані

а) Оскільки ПП без шарів в експериментах не використовувався оцінимо його параметри для використовувалася в [26] пластини з ніобата літію, параметри якої – $z_{nn} = 33,87 \cdot 10^6$ Па·с/м; $e_{33} = 1,22$ Кл/м²; $N_t = f_0 l_0 = 3650$ Гц·м, откуда для $f_0 = 1,3$ МГц, $z_{cp} = 1,5 \cdot 10^6$ Па·с/м, $T = 300$ К, $\tau = 30$ с, $l_0 = 2,8 \cdot 10^3$ м; $A_0 = 10^{-4}$ м²; $\Delta f \cong 0,8$ МГц ($\Delta \omega = 5 \cdot 10^6$), використовуючи (3.7)-(3.10),

отримаємо: $(\overline{U_{\Sigma}^2})^{\frac{1}{2}} = 23$ мкВ, $(\theta/T)_{nop} = 2,3 \cdot 10^{-4}$, $\theta = 0,14$ К.

б) З шаром КСІ ($Z_{cl} = 8,95 \cdot 10^6$ Па·с/м) при $\alpha \ll 1$, використовуючи (3.11), отримаємо: $(\overline{U_{\Sigma}^2})^{\frac{1}{2}} \cong 100$ мкВ.

Тут корисно помітити, що ніобат літію володіє високою температурою Кюрі (1200К) і при $T > 300-400^{\circ}$ С застосовується в методі акустичної емісії, рівень шумів апаратури якої, привведений до входу, 10 мкВ.

Точність вимірювання температури згідно (3.14):

Взявши $\theta_{изм}=2,5\text{К}$ и $T=300\text{К}$, отримаємо: $(\theta/T)_{змін} = .8,3 \cdot 10^{-3}$

Близькість значень $(\theta/T)_{расч}$ и $(\theta/T)_{изм}$ в разі, в якому шуми установки малі в порівнянні з $\overline{U_{шн}^2}$, є доказом виявлення ефекту просторової фільтрації четвертьхвильовими шарами дифузного теплового випромінювання.

У [27] використовувався п'єзоперетворювач діаметром 10 мм з кераміки ЦТС-19 з антирезонансним частотою 2 МГц, з двома четвертьхвильовими шарами, електрично навантажений на індуктивність, $\Delta f \cong 64$ кГц ($\Delta \omega = 4 \cdot 10^5$), $\tau = 3\text{с}$:

$$(\theta/T)_{нор} \cong 2,55 \cdot 10^{-3}, \theta_{нор} \cong 0,83\text{К}.$$

З кривої частотної залежності сигналу на виході СД з ФНЧ, відповідної різниці температур $\approx 10\text{К}$ видно, що $2\theta = 3,2\text{К}$ або $\theta/T = 5,3 \cdot 10^{-3}$, що всього в 2 рази більше $(\theta/T)_{нор}$. Параметри шарів не наводяться.

У більш пізній роботі [28] без посилання на [27], ті ж вимірювання проводяться з смугою $\Delta f = 0,8$ МГц ($\Delta \omega = 5 \cdot 10^6$), $\tau = 3\text{с}$ і з вказаним перетворювачем, ширина шумовий доріжки для чорного тіла дорівнює $2\theta = 3,2\text{К}$ або $\theta/T = 5,3 \cdot 10^{-3}$, але уже при $(\theta/T)_{нор} = 7,2 \cdot 10^{-4}$.

Тут $(\theta/T)/(\theta/T)_{нор} = 7,4$.

Якщо взяти параметри шару п'єзоперетворювача з розрахункової роботи в порівнянні чутливості акустотермометров різних типів $f_0 = 2$ МГц, $\Delta f = 0,8$ МГц, $z_{сл}/Z_{ср} = 3$, то отримаємо, що значення $7,4 \cong (z_{сл}/z_{ср})^2 = 9$, що також підтверджує формулу (3.14) і існування ефекту фільтрації і в [27]:

В [17] $f_0 = 2,2$ МГц, $\Delta f = 0,2$ МГц, $\tau = 1\text{с}$, $2\theta = 5\text{К}$: $\theta/T = 8,35 \cdot 10^{-3}$, $(\theta/T)_{нор} = 2,5 \cdot 10^{-3}$; $(\theta/T)/(\theta/T)_{нор} = (1,9)^2$.

Звернемо увагу, що значення 1,9 практично збігається зі значенням $z_{сл}/z_{ср} \cong 2$ для оргскла і води, що свідчить про матеріалі шару завтовшки

$\lambda/4=0,3$ мм, який легко нанести і проконтролювати поверхню контакту через приймаючу поверхню візуально.

в) Не мала продовження спроба фокусування теплового акустичного випромінювання була зроблена в [29] для демонстрації високої (≈ 1 мм) поперечної роздільної здатності в порівнянні зі здатністю радіометра з частотою 1 ГГц ($\lambda= 0,3$ м). Використовувалася сферична акустична лінза з оргскла з діаметром $D = 20$ мм і ПП з $f_0 = 2,0$ МГц ($\lambda/2 \approx 0,4$ мм) і фокусною відстанню $F = 30$ мм. Від еліптичної, сферична лінза відрізняється тим, що осьова координата фокуса променів, при збільшенні їх відстані від осі, наближається до лінзи. Можна показати, що зцінення від центру сфери дорівнює:

$$\Delta F = R_l \left(\frac{n}{1-n} - \frac{1}{\cos \varphi_i / n - \cos \theta_i} \right) \quad (3.17)$$

$$F = \frac{R_l}{1-n} \quad (3.18)$$

де $N = c_{жс}/c_l < 1$ - показник заломлення, $c_{жс}, c_l$ - швидкості звуку в рідині і лінзі; $\sin \theta_i = D_i/2R_l$, $\sin \varphi_i = N_i \sin \theta_i$, R_l – радіус сферичної поверхні лінзи, D_i – діаметр пучка. Для лінзи з зазначеними параметрами ця залежність представлена в табл.3.1.

Таблиця 3.1

$D_i, \text{мм}$	4	6	8	10	12	14	16	18	20
$\Delta F, \text{мм}$	0,073	0,21	0,4	0,66	0,98	1,37	1,84	2,1	3,1

Як видно з Табл.3.1, корелювати випромінювання зі сфери радіусом рівним $\lambda/2 \approx 0,4$ на частоті 2 МГц потрапляє на лінзу і ПП тільки в область з $D_i < 8$ мм, який є ефективним діаметром лінзи. При цьому $(\pi D/2F)^2 \approx 0,18$ ($D=8$ мм, $F=30$ мм, $F = 30$ мм) і вираз (3.15) буде мати вигляд:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = 1,36 \cdot \overline{U_{mn}^2}, \text{ а (2.16): } (\theta/T) = 3,8 \cdot (\theta/T)_{\text{нор.}}$$

Для частоти $f=1$ МГц ($\lambda/2=0,8$), $D_i < 11$ мм: $(\pi D/2F)^2 = 0,33$ ($D=11$ мм,

$$F=30 \text{ мм}), \text{ и: } \overline{U_{\Sigma}^2} = 1,66 \cdot \overline{U_{mn}^2}, (\theta/T)=2,5 \cdot (\theta/T)_{\text{нор.}}$$

Для еліптичної лінзи з такими ж параметрами ($D=20\text{мм}$, $F=30\text{мм}$):
 $(\pi D/2F)^2=1,1$, и: $\overline{U_{\Sigma}^2} = 3,2 \cdot \overline{U_{mn}^2}$, $(\theta/T)=1,45 \cdot (\theta/T)_{\text{нор.}}$

3.2. Узгоджувальний трансформатор

Еквівалентна схема для розрахунку трансформатора представлена на рис. 3.3. Вона аналогічна схемі узгодження низкоомного джерела з підсилювачем, застосовуваної в звукотехніці, в якій е.р.с. детермінованого сигналу замінена шумовим напругою $U_{o, в}(t)$, а внутрішній опір генератора ЕРС - комплексне. На схемі позначені: БУ - безшумний підсилювач; U_{yc} і I_{yc} шумові напруга і струм еквівалентних генераторів власного шуму підсилювача. Приведення внутрішніх джерел шуму до входу підсилювача характеризує шумові властивості незалежно від коефіцієнта його посилення, дозволяючи порівнювати його шум з вхідним сигналом. Еквівалентний генератор струму I_{yc} враховує ті власні шуми, рівень яких на виході залежить від повного внутрішнього опору джерела сигналу (в даному випадку Z). Еквівалентний генератор U_{yc} характеризує власні шуми, рівень яких досягається при закороченні по змінному струмі входу підсилюючого елемента.

Кількісні значення U_{yc} і I_{yc} визначаються типом підсилюючого елемента: біполярного транзистора (БТ), операційного підсилювача (ОУ) або польового транзистора (ПТ). Ставлення сумарної (разом з шумом самого підсилювача) інтенсивності шуму до власного теплового шуму джерела сигналу F - коефіцієнт шуму, для перших двох елементів стає мінімальним при оптимальному внутрішньому опорі джерела сигналу. В даному випадку:

$$w_{onm} = \sqrt{(U_{yc} / I_{yc}) / |Z|} = \sqrt{R_{onm} / |Z|} \cong \sqrt{R_{onm} / R}, \quad (3.19)$$

$$\text{а } F_{\text{min}}=3.$$

Звернемо увагу на те, що $R_{\text{онм}}$ не є еквівалентним опором шуму підсилувача, який можна використовувати аналогічним до вираження (3.5) чином.

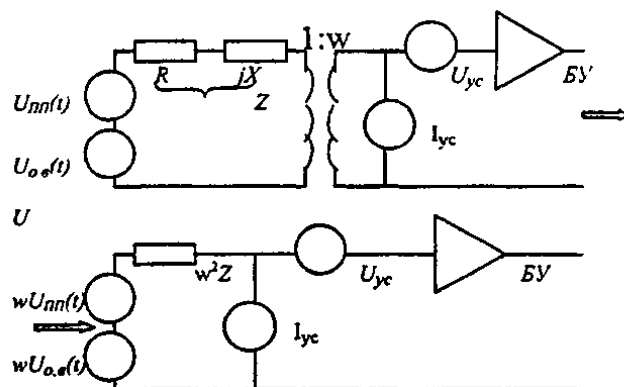


Рис. 3.3. Еквівалентна схема для розрахунку трансформатора

З огляду на значення $F_{\text{min}} = 3$ і те, що сам сигнал (3.1) є шумовим, а також вираз (2.5) при $\Gamma_{\text{ПП}} = \Gamma_{\text{о,в}}$, на вході БУ отримуємо:

$$\langle U_{\Sigma_{\text{min}}}^2 \rangle = 4w^2 \langle U_{\text{o,e}}^2 \rangle, \quad (3.20)$$

Точність температури об'єкту з величини на підставі співвідношення (3.1) дорівнює:

$$\frac{\theta}{T_0} = 4 \sqrt{\frac{2}{\Delta\omega \cdot \tau}} = 4 \left(\frac{\theta}{T_0} \right)_{\text{порог}}, \quad (3.21)$$

де - ширина смуги кругових частот пропускання ПП; $\tau = 1/\Delta\Omega$, $\Delta\Omega$ - ширина смуги кругових частот пропускання ФНЧ (в разі RC-фільтра першого порядку

$\tau = RC$). Відзначимо що замість терміна точність в [30,31] вживається термін чутливість - мінімально знаходжувана різниця температур, а в виразі для порогової чутливості необгрунтовано замість $\Delta\omega$ вживається Δf .

Зазначимо на інший варіант шумового узгодження - без трансформаторний. Він складається в збільшенні R ПП до $K_{\text{опт}}$ шляхом зменшення A_0 і

збільшення $K_{\text{ПО}}$ відповідно до виразів (3.2), (3.3). У цьому випадку $\langle U_{\Sigma_{\min}}^2 \rangle$ на вході БУ буде дорівнювати значенню (3.20) при $\omega = 1$, а точність визначаться виразом (3.21). З нього видно, що максимальна точність при наявності на вході УВЧ біполярного транзистора або операційного підсилювача в 4 рази менше, ніж теоретична (обмежена величиною флуктуації прийнятого шумового сигналу флуктуаційна точність).

Для ПП $I_{yc} = 0$, так що в еквівалентній схемі залишається тільки джерело шумового напруги, включене послідовно з джерелом сигналу. Очевидно, що при збільшенні ω або R коефіцієнт шуму зменшується до 1. При цьому точність визначення температури прагне до значення $2 (\theta / T_0)_{\text{пороз.}}$

Слід мати на увазі, що ПП, володіючи меншим коефіцієнтом шуму, мають значно менший коефіцієнт посилення, ніж БТ. З урахуванням обох факторів, в звукотехніці, наприклад, вважається, що підсилювачі на ПТ доцільні для роботи з високоомним джерелом сигналу з $R > 1 \text{кОм}$. Їм слід віддавати перевагу перед підсилювачами на БТ при $R_r > 50 \text{кОм}$.

На закінчення відзначимо таку обставину: зі сказаного і рис.3.3 видно, що шумові напруги $U_{\text{ПП}}(t)$ і $U_{\text{о.е}}(t)$ мають різну природу, тому спроба визначення спектра теплових акустичних шумів води по частотній залежності $\text{Re}(Z)$, яка вимірюється з допомогою імпедансного моста є помилкою.

3.3. Підсилювач високої частоти

При наявності модуляції з частотою Ω середній квадрат напруги шумів на вході БУ при оптимальному узгодженні можна представити у вигляді:

$$\langle U_{\Sigma}^2 \rangle = [4 \langle U_{\theta}^2 \rangle + \mu(t) \cdot (\langle U_0^2 \rangle - \langle U_{\theta}^2 \rangle)] \cdot w^2, \quad (3.22)$$

де $\mu(t) = 1$ при $0 < t < \pi / \Omega$ и $\mu(t) = 0$ при $\pi / \Omega < t < 2\pi / \Omega$, а $\langle U_0^2 \rangle - \langle U_{\theta}^2 \rangle \ll \langle U_0^2 \rangle \sim \langle U_{\theta}^2 \rangle$

Видно, що мала модульована частина утворена різницею середніх квадратів двох випадкових процесів, що діють по черзі на тлі шумів ПП і УВЧ. На виході УВЧ з коефіцієнтом посилення $k_1(\omega)$ середній квадрат напруги шумів дорівнюватиме $\langle X^2 \rangle = k_1^2 \cdot \langle U_{\Sigma}^2 \rangle$. Дисперсія цієї напруги, відповідно до теорії випадкових процесів, $\sigma_x^2 = (1/T) \cdot \int_0^T [X(t) - \bar{X}]^2 dt$, а оскільки до квадратичного детектора $X = 0$, то $\sigma_x^2 = \langle X^2 \rangle$. Це означає, що підсилювач повинен бути лінійним аж до амплітуд на виході, рівних:

$$X_m = k_1 \langle U_{\Sigma}^2 \rangle^{1/2} \cdot k_{II} = 2k_1 \cdot w_{omn} \langle U_{\sigma}^2 \rangle^{1/2} \cdot k_{II}, \quad (3.23)$$

Порушення лінійності буде приводити до зменшення модульованої частини сигналу, а отже, і точності вимірювання.

Квадратичний детектор. Відмінністю від звичайного детектора, що застосовується для виділення НЧ складової амплітудно-модульованого сигналу в радіотехніці, є відсутність ємності, паралельної опору навантаження детектора. Він повинен відповідати таким вимогам: 1) протяжністю квадратичної характеристики до тих же значень амплітуд (3.23), що і УВЧ; 2) пропускати постійну складову. Першу вимогу задовольняють схеми зведення в квадрат, побудовані у вигляді діодних ланцюжків, які дозволяють отримати квадратичну характеристику в результаті кусочно-гладкою апроксимації параболічної кривої, а також ПТ з протяжністю квадратичної характеристики до 12В. Другому - діодні ланцюжки і ПВ. Однак, для других, потрібна компенсація великої постійної складової джерела живлення, до того ж з похибкою значно меншою модульованої складової сигналу.

2.4. Синхронний детектор

Він являє собою перемножувач змінного опорного напруги з частотою Ω і амплітудою A і продетектованного однополярного флукутуючи-ми ВЧ напруги.

Збільшуючи в A раз напруга $y(t)$ на вході КД, СД збільшує в стільки ж разів і величину модульованої складової, середнє значення якої $A \cdot \Delta y$ пропорційно різниці температур еталона і об'єкта. Оскільки СД пропускає постійну складову, то його схема повинна мати високу стабільність балансу. У зв'язку з цим відзначимо простий спосіб перевірки схеми нульового модуляційного методу, який в [30,31] не використовувався: подаючи опорну напругу на СД з вимкненим модулятором, виміряти величину дрейфу нуля.

3.5. Фільтр нижніх частот

Призначений для згладжування НЧ частини флуктуації продетектованого сигналу до величини, що забезпечує задану відповідно до (3.21) точність вимірювання, а також фільтрацію змінної складової з частотою модуляції. На останньому зупинимося докладніше. Скористаємося виразом для середнього в часі значення сигналу після ФНЧ, врахувавши функцію передачі фільтра $k_2(\omega)$:

$$\overline{\xi(t)} = A \left[\overline{y_0} \cos(\Omega t) + (\Delta \overline{y} / 2) \sum_k a_k \cdot (k\Omega \pm \Omega)t \right] \cdot k_2(\omega) \cong A \left[\overline{y_0} \cdot k_2(\Omega) \cos(\Omega t) + a_1 \cdot \Delta \overline{y} / 2 \right], (3.24)$$

де $k_2(0) = 1$, $a_1 = 2/\pi$. Звідси випливає, що для виділення постійної складової ξ_0 необхідно виконати умову $a_1 \Delta y / y_0 = (1/\pi) \cdot \Delta y \cdot y_0 k_2(\Omega)$ або $\Delta y / y_0 \cdot \pi \cdot k_2(\Omega)$. У разі ФНЧ першого порядку $k_2(\Omega) = [1 + (\Omega/\Delta\Omega)^2]^{-1/2} \cong \Delta\Omega/\Omega$, (де $\Delta\Omega = 1/\tau$, $\tau = RC$). З урахуванням (3.21) і цього виразу отримуємо:

$$\Omega \gg \pi \cdot \sqrt{\Delta\omega / 2\tau}, (3.25)$$

В [16] $\Delta f = 0,8$ МГц, $\tau = 30$ с. Підставивши ці значення в (3.25), отримуємо $f_m \gg 1,4 \cdot 10^2$ (f_m - частота модуляції), тоді як використовувалася $f_m = 10$ Гц. Для ФНЧ другого порядку, отримуємо:

$$\Omega \gg (\sqrt{\pi} / 2) \cdot \sqrt[4]{\Delta\omega / 2\tau^3}, (3.26)$$

і для тих же параметрів $f_m \gg 1$ Гц.

Цікаво відзначити, що вираз для порогової точності (3.21) від порядку фільтра не залежить, тому що що входить в нього коефіцієнт згладжування флуктуації

$Q = \sqrt{\Delta\omega / \Delta\Omega} \equiv \sqrt{\Delta\omega \cdot \tau}$, отриманий для $|k_1(\omega)|^2$ і $|k_2(\omega)|^2$ в вигляді прямокутників.

3.6. Самописець

Чутливість самописця по напрузі повинна бути менше, ніж напруга ξ_0 при обраній точності.

3.7. Висновки

На підставі вищевикладеного можна сформулювати такі вимоги, що пред'являються до блок схеми методу, представленої на рис.3.1:

- оптимальне узгодження шумів перетворювача з шумами УВЧ на вході;
- лінійність підсилювача до значень напруги на виході, в 3 - 4 рази перевищують середньоквадратичне значення сумарної напруги шумів;
- протяжність квадратичної характеристики КД до тих же значень амплітуд;
- відсутність розділових ємностей і трансформаторів між блоками, які знаходяться після КД;
 - високу стабільність балансу СД;
 - застосування ФНЧ другого порядку при частоті модуляції- 10Гц;
 - достатню чутливість самописця.

При їх виконанні точність визначення температури можна збільшити до значення, обумовленого пороговим для об'єкта флуктуаційної точності

РОЗДІЛ 4

П'ЄЗОЕЛЕКТРИЧНИЙ ПРИЙМАЧ ДЛЯ АКУСТОТЕРМОМЕТРА

4.1. Вибір частоти

Як уже згадувалося в першому розділі тканини біологічного об'єкта, що складаються в основному з води досить прозорі для акустичних хвиль з частотами $\sim 1-10$ МГц. Збільшення робочої частоти збільшує абсолютну частоту - смугу частот пропускання, це підвищує чутливість вимірювань, оскільки чутливість θ_A , обернено пропорційна кореню з частотної смуги пропускання. Тому, з одного боку, ми повинні якомога збільшити робочу частоту для збільшення квадрата акустичного тиску і чутливості, але з іншого боку розширюючи смугу частот, збільшенням частоти, збільшується і провал в амплітудно-частотній характеристиці п'єзоприймача. Виходячи з вище викладеного, необхідно знайти оптимальний варіант і цим оптимальним варіантом будемо вважати обрану нами частоту - 2 МГц.

4.2. Вибір п'єзоматеріала

В даний час відомо досить багато моно- і полікристалічних матеріалів, що володіють п'єзоелектричними властивостями. Характерно те, що необхідною умовою наявності п'єзоефекту є відсутність центру симетрії кристалів матеріалу. Такі матеріали анізотропні і мають різні пружні, п'єзоелектричні і діелектричні постійні за різними напрямками [36].

П'єзоелектричні матеріали мають переваги перед монокристалічними п'єзоматеріалами в тому, що вони в багатьох випадках дешевше, допускають просту технологію виготовлення п'єзоелементів різної форми і разом з тим мають високі коефіцієнти електромеханічного зв'язку і досить хороші механічні і температурні властивості. Тому п'єзокерамічні пере-

творювачі дуже широко використовуються в різних ультразвукових приладах, в тому числі і в медичній діагностиці.

Виготовлені в нашій країні п'єзокераміки цирконата-титанату свинцю скорочено позначаються ЦТС, в США - PZT. Шляхом зміни хімічного складу фізичні властивості цих керамік можна змінювати в досить широких межах без істотної зміни п'єзоелектричного ефекту.

Оскільки інтенсивності випромінювання в нашому випадку дуже малі, то необхідно забезпечити високу ефективність передачі отриманого сигналу. Тому при виборі п'єзокерамічного матеріалу основним параметром вибору буде коефіцієнт електромеханічного зв'язку.

Малі діелектричні втрати і високий коефіцієнт електромеханічного зв'язку має п'єзокераміка PZT-8. Цей матеріал володіє наступними параметрами:

Коефіцієнт електромеханічного зв'язку - $k_{33}^t = 0,48$

Щільність - $\rho_0 = 7,60 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$

Швидкість ультразвуку - $c^D = 4580 \text{ м / с}$

Номінальна діелектрична проникність - $\varepsilon_{33}^S / \varepsilon_0 = 580$.

4.3. Розрахунок частотних характеристик п'єзоприймача

В ультразвукових контрольно-вимірювальних приладах п'єзоперетворювачі служать для перетворення електричних коливань в механічні (ультразвукові) і навпаки. Зазвичай з робочим середовищем, в якому поширюються ультразвукові коливання, контактує тільки одна поверхня п'єзоелектричного перетворювача, яку можна назвати активною, інша поверхня може залишатися вільною або навантажувати демпфуючим середовищем. Акустичний контакт п'єзоелемента з робочим середовищем і демпфером здійснюється безпосередньо або через перехідні шари.

П'єзоперетворювач доцільно розглядати як електромеханічний чотириполюсник з акустичним входом (або виходом) і електричним виходом

(або входом). При цьому однією з найважливіших характеристик системи є її передавальна функція, тобто відношення вихідного впливу до вхідного. При аналізі акустичних систем загальноприйняті і широко використовуються електромеханічні аналогії електрична напруга - сила і електричний струм - коливальна швидкість. При однорідних коливаннях пластин сила, що розвивається на активній поверхні, визначається як добуток коливального тиску на площу пластинки. Оскільки коливальний тиск - це сила, нормована по площі, то для розглянутого випадку в якості вхідних і вихідних впливів п'єзопреобразователя доцільно розглядати пару величин коливальний тиск - електрична напруга. Тоді передавальна функція п'єзоперетворювача, що працює в режимі прийому ультразвукових хвиль (п'єзоприймача), виражається в такий спосіб:

$$K_{\pi} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{p} \quad (4.1)$$

де $U_{\text{ВЫХ}}$ - електрична напруга на виході;

p - коливальний тиск в робочому середовищі без п'єзоприймача.

Оскільки передавальні функції є комплексними величинами, в багатьох практичних випадках ці функції доцільно висловлювати амплітудно-частотною $K(\omega)$ і фазочастотною $\varphi(\omega)$ характеристиками. Ці характеристики дуже важливі при аналізі перетворювачів.

При розрахунку передавальних функцій п'єзоперетворювачів в основному використовується метод хвильового рівняння, часто іменований також методом потенціалу, і метод еквівалентних схем. Логічним продовженням методу еквівалентних схем є уявлення п'єзоелектричного перетворювача у вигляді електромеханічного чотирьохполюсника, яким ми і будемо користуватися.

Для розрахунку необхідні матриці коефіцієнтів, що описують як електричні, так і механічні елементи систем. При цьому особливе місце

займає еквівалентний чотириполіусник електромеханічного перетворювача, що зв'язує електричні параметри з механічними.

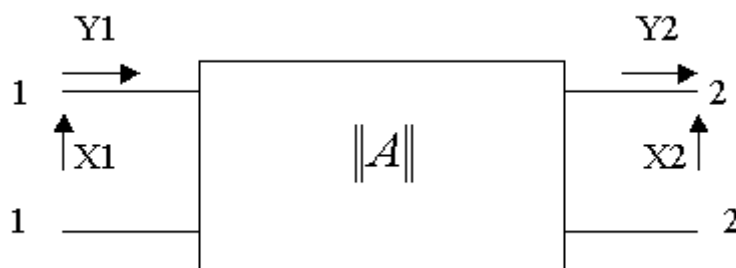


Рис. 4.1. Еквівалентний чотириполіусник елемента ультразвукової системи

У загальному випадку будь-який елемент системи може бути схематично представлений чотириполіусником, показаним на рис.4.1. Вхідні X_1 , Y_1 і вихідні X_2 , Y_2 впливу зв'язуються рівняннями:

$$\begin{aligned} X_1 &= A_{11} X_2 + A_{12} Y_2 \\ Y_1 &= A_{21} X_2 + A_{22} Y_2 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Ці ж рівняння в матричній формі приймають вид

$$\begin{pmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{pmatrix} = \|A_m\| \cdot \begin{pmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{pmatrix}. \quad (4.3)$$

Тут A_m ($m=1,2; n=1,2$) - коефіцієнти чотириполіусника розглянутого елемента.

Якщо вхідними затискачами вважати 2-2, а вихідними 1-1 і змінити напрямки впливів Y_1 і Y_2 на протилежні показаним на рис.3.1, то зв'язок між впливами X_2 , Y_2 і X_1 , Y_1 описується за допомогою матриці $\|B\|$, тобто

$$\begin{pmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{pmatrix} = \|B\| \cdot \begin{pmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{pmatrix}. \quad (4.4)$$

Можна показати, що для пасивних чотириполіусників

$$\|B\| = \begin{vmatrix} A_{22} & A_{12} \\ A_{21} & A_{11} \end{vmatrix}. \quad (4.5)$$

Коефіцієнти чотириполіусників пов'язані умовою

$$A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21} = 1,$$

тобто для повного опису чотириполіусника досить знати тільки три коефіцієнти.

У разі розгляду електричного елемента під впливами X і Y розуміють електричну напругу і струм. Для п'єзоперетворювача, що працює в режимі випромінювання, вхідними впливами є електричні, а вихідними - механічні. На підставі електромеханічних аналогій електрична напруга - сила, електричний струм - коливальна швидкість надалі за механічні дії приймемо силу і коливальну швидкість на активній поверхні п'єзоперетворювача. Таким чином, при аналізі еквівалентних чотириполіусників п'єзоелектричних пластин за дії X_1 , Y_1 будуть прийматися, відповідно, електрична напруга і струм, а через вплив X_2 , Y_2 - коливальні сила і швидкість на її активної поверхні.

Механічні елементи ультразвукових систем у вигляді шарів деяких матеріалів можуть бути описані за допомогою матриць коефіцієнтів, що пов'язують силу і коливальну швидкість на одній поверхні цього шару з силою і коливальною швидкістю на іншій поверхні. Відповідно в даному випадку впливами X і Y є сила і коливальна швидкість.

Визначимо коефіцієнти еквівалентних чотириполіусників п'єзоелектричних пластинок.

Спочатку розрахуємо пластинку в режимі випромінювання. При складанні еквівалентного чотириполіусника п'єзовипромінювача вважається, що платівка з одного боку навантажена питомим акустичним імпедансом z_1 , а з іншого боку z_2 . Товщина пластинки l_0 , площа металізованих

еквіпотенційних поверхонь A_0 . Активною поверхнею будемо вважати поверхню, навантажену на z_2 .

Розріз п'єзоелектричної пластинки, що працює в режимі випромінювання, показаний на рис.4.2. Механічні коливання в цій пластині порушуються гармонійною напругою з амплітудою U_1 , при цьому через перетворювач протікає струм I_1 .

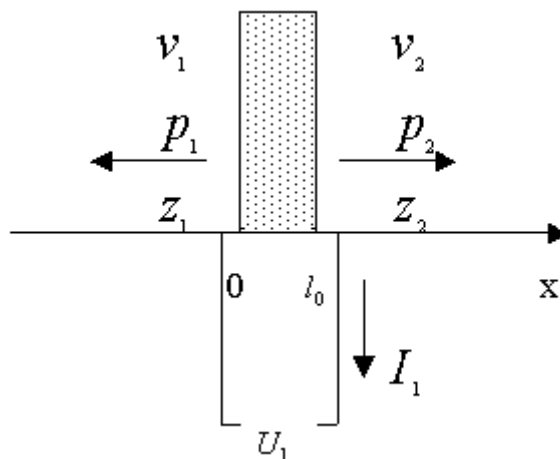


Рис. 4.2. Випромінююча п'єзоелектрична пластинка

Рівняння руху для п'єзопластинки записується у вигляді:

$$\rho_0 \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\partial T}{\partial x}. \quad (4.6)$$

Тут ρ_0 - щільність;

ξ - зміщення частинок в напрямку осі X;

T - пружне напруження (позитивне для розтягування).

При збудженні випромінюючої пластинки гармонійною напругою зміщення ξ і напруга T теж будуть синусоїдальними функціями. Якщо кутова частота збуджуючої напруги дорівнює ω , то

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = -\omega^2 \xi \quad (4.7)$$

Підставивши в (4.6) отримуємо

$$-\omega^2 \rho_0 \xi = \frac{\partial T}{\partial x}. \quad (4.8)$$

З урахуванням рівняння п'єзоефекту рівняння (4.8) переписується в наступному вигляді :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\omega^2 \rho_0}{c^D} T = -\frac{\omega^2 \rho_0 e}{\varepsilon^S c^D} D, \quad (4.9)$$

Звідси, вводимо значення $\gamma_0^2 = -\omega^2 \rho_0 / c^D$, отримуємо :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} - \gamma_0^2 T = \gamma_0^2 \frac{e}{c^D} D. \quad (4.10)$$

Беручи до уваги механічні втрати в п'єзоперетворювачі, постійну пружності треба вважати комплексною величиною:

$$c^D = c_0^D + j\omega a. \quad (4.11)$$

Тут C_0^D - дійсна величина;

a - коефіцієнт пропорційності.

Для більшості п'єзоелектричних матеріалів $\omega a \ll c_0^D$, тому постійну поширення ультразвукової хвилі можна записати у вигляді:

$$\gamma_0 \approx j\omega \sqrt{\frac{\rho_0}{c_0^D}} + \frac{a\omega^2}{2c_0^D} \sqrt{\frac{\rho_0}{c_0^D}}. \quad (4.12)$$

У цьому рівнянні $\sqrt{\frac{c_0^D}{\rho_0}} = v^D$ - фазова швидкість поширення ультра-

звукової хвилі в п'єзопластині;

$a\omega^2 \sqrt{\rho_0/c_0^D} / 2c_0^D = \alpha_0$ - амплітудний коефіцієнт поглинання хвилі.

Таким чином, рівняння (4.12) перетвориться до виду:

$$\gamma_0 = \alpha_0 + j\frac{\omega}{v^D} = \alpha_0 + j\frac{2\pi}{\lambda}, \quad (4.13)$$

де λ - довжина ультразвукової хвилі на частоті ω .

Вирішуючи диференціальне рівняння (4.10), отримуємо:

$$T = C_1 ch\gamma_0 x + C_2 sh\gamma_0 x - \frac{e}{\varepsilon^S} D \quad (4.14)$$

Постійні інтегрування С1 і С2 визначаються з граничних умов:

$$\frac{p_1}{v_1} = \frac{-T_1}{v_1} = -z_1, \quad (4.15)$$

$$\frac{p_2}{v_2} = \frac{-T_2}{v_2} = -z_2, \quad (4.16)$$

де p_1, p_2, v_1, v_2 - відповідно тиски і коливальні швидкості на поверхнях п'єзопластин при $x = 0$ і $x = l_0$.

Беручи до уваги, що $v = \partial \xi / \partial t$ і використовуючи співвідношення (4.8), отримуємо:

$$v = \frac{1}{z_0} (C_1 \operatorname{sh} \gamma_0 x + C_2 \operatorname{ch} \gamma_0 x). \quad (4.17)$$

Тут z_0 - хвильове акустичний опір п'єзовипромінювача, що записується в такий спосіб:

$$z_0 = \frac{j\omega\rho_0}{\gamma_0} = \frac{\rho_0 v^D}{1 - j \frac{\alpha_0 v^D}{\omega}} \quad (4.18)$$

Для п'єзоперетворювача $\frac{\alpha_0 v^D}{\omega} \ll 1$, тому

$$z_0 \approx \rho_0 v^D. \quad (4.19)$$

Підставляючи значення p_1, p_2, v_1, v_2 в рівняння (4.15), (4.16), після перетворень маємо:

$$C_1 = \frac{eDz_0}{\varepsilon^s} \cdot \frac{z_1 + z_2 \operatorname{ch} \gamma_0 l_0 + z_0 \operatorname{sh} \gamma_0 l_0}{(z_0^2 + z_1 z_2) \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + z_0 (z_1 + z_2) \operatorname{ch} \gamma_0 l_0}, \quad (4.20)$$

$$C_2 = -\frac{eDz_0}{\varepsilon^s} \cdot \frac{z_2 \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + z_0 (\operatorname{ch} \gamma_0 l_0 - 1)}{(z_0^2 + z_1 z_2) \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + z_0 (z_1 + z_2) \operatorname{ch} \gamma_0 l_0}. \quad (4.21)$$

З урахуванням $p_2 = -T_2 = F_2/A_0, z_2 = p_2/v_2, D = I_1/j\omega A_0$ підстановкою С1 і С2 в вираз (4.14) отримуємо рівняння зв'язку струму, що протікає через п'єзоелектричну пластину, з силою F_2 і коливальної швидкістю v_2 :

$$I_1 = A_{21} F_2 + A_{22} v_2 = \frac{a_{21}^*}{k} F_2 + \frac{a_{22}^*}{k} v_2, \quad (4.22)$$

де

$$k = \frac{e}{\omega \varepsilon^s A_0 z_0} = \frac{h}{\omega A_0 z_0}; \quad (4.23)$$

$$a_{21}^* = \frac{j}{A_0 z_0} \frac{k_1 + cth \gamma_0 l_0}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}; \quad (4.24)$$

$$a_{22}^* = j \frac{1 + k_1 cth \gamma_0 l_0}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}; \quad (4.25)$$

$$k_1 = \frac{z_1}{z_0}.$$

Рівняння, що зв'язує напругу U_1 з силою F_2 і швидкістю v_2 , визначається наступним чином:

$$T = - \left(e + \frac{\varepsilon^s c^E}{e} \right) E + \frac{c^E}{e} D. \quad (4.26)$$

Звідси

$$\int_0^{l_0} T dx = - \left(e + \frac{\varepsilon^s c^E}{e} \right) U_1 + \frac{c^E D l_0}{e}. \quad (4.27)$$

З другої сторони,

$$\int_0^{l_0} T dx = \frac{1}{\gamma_0} [C_1 sh \gamma_0 l_0 + C_2 (ch \gamma_0 l_0 - 1)] - \frac{e D l_0}{e}. \quad (4.28)$$

Із рівняння (3.28), (3.27), підставляючи значення C_1 і C_2 , отримаємо:

$$U_1 = I_1 \left[\frac{1}{j \omega C_0} + A_0 k^2 z_0^2 \frac{z_1 + z_2 + 2z_0 th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{z_0^2 + z_1 z_2 + z_0 (z_1 + z_2) cth \gamma_0 l_0} \right], \quad (4.29)$$

$$\text{де } C_0 = \frac{A_0 \varepsilon^s}{l_0}.$$

Підставляючи в (4.29) значення I_1 з рівняння (4.22) і беручи до уваги, що $z_2 = F_2 / A_0 v_2$, отримуємо вираз для еквівалентного чотириполосника:

$$U_1 = \left(ka_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j\omega C_0 k} \right) \cdot F_2 + \left(ka_{12}^* + \frac{a_{22}^*}{j\omega C_0 k} \right) \cdot v_2. \quad (4.30)$$

Тут

$$a_{11}^* = \frac{j}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}, \quad (4.31)$$

$$a_{12}^* = jA_0 z_0 \frac{k_1 + 2th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}. \quad (4.32)$$

Таким чином, матричне рівняння, що описує п'єзоелектричний випромінювач, має вигляд:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_2 \\ v_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} ka_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j\omega C_0 k} & ka_{12}^* + \frac{a_{22}^*}{j\omega C_0 k} \\ \frac{a_{21}^*}{k} & \frac{a_{22}^*}{k} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_2 \\ v_2 \end{pmatrix}, \quad (4.33)$$

де матриця коефіцієнтів $a_{mn}^* (m=1,2; n=1,2)$ записується в такий спосіб:

$$\|a_{mn}^*\| = \begin{pmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{j}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} & A_0 z_0 \frac{k_1 + 2th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} \\ \frac{j}{A_0 z_0} \frac{k_1 + cth \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} & j \frac{1 + k_1 cth \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} \end{pmatrix}. \quad (4.34)$$

При складанні еквівалентної схеми п'єзоприймача вважається, що приймаюча пластинка з одного боку навантажена питомим акустичним імпедансом z_1 , з іншого боку порушується силою F (рис.4.3). Коливальна швидкість на поверхні, на яку діє сила F , дорівнює V . Товщина приймаючої пластинки l_0 , площа поверхні - A_0 . При навантаженні п'єзоприймача електричним імпедансом $Z_{эл}$ через нього протікає струм I_2 (напрямок цього струму протилежно току I_1 в разі п'єзовипромінювача), і напруга на обкладинках пластинки дорівнює U_2 .

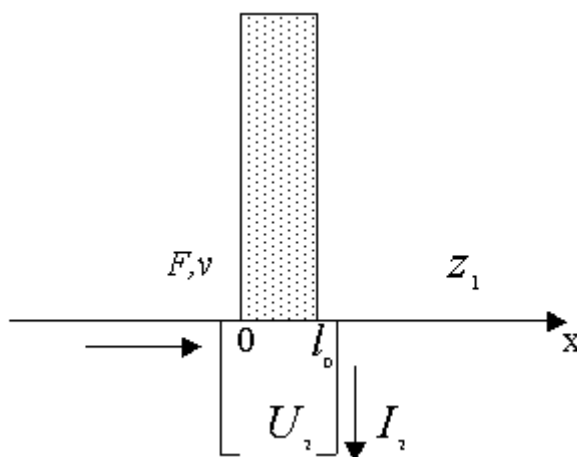


Рис. 4.3. Приймаюча п'єзоелектрична пластинка

Рівняння еквівалентного чотирьохполюсника п'єзоприймача записуються у вигляді:

$$F = B_{11}U_2 + B_{12}I_2 \quad (4.35)$$

$$v = B_{21}U_2 + B_{22}I_2 \quad (4.36)$$

Як було зазначено раніше, з теорії пасивних чотирьохполюсників слідує:

$$B_{11} = A_{22}; B_{12} = A_{12}; B_{21} = A_{21}; B_{22} = A_{11}, \quad (4.37)$$

тобто

$$B_{11} = \frac{a_{22}^*}{k}, \quad B_{12} = ka_{12}^* + \frac{a_{22}^*}{j\omega C_0 k}, \quad (4.38)$$

$$B_{21} = \frac{a_{21}^*}{k}, \quad B_{22} = ka_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j\omega C_0 k}$$

або

$$B_{11} = \frac{b_{11}^*}{k}, \quad B_{12} = kb_{12}^* + \frac{b_{11}^*}{j\omega C_0 k}, \quad (4.39)$$

$$B_{21} = \frac{b_{21}^*}{k}, \quad B_{22} = kb_{22}^* + \frac{b_{21}^*}{j\omega C_0 k}.$$

Тут

$$b_{11}^* = a_{22}^*, b_{12}^* = a_{12}^*, b_{21}^* = a_{21}^*, b_{22}^* = a_{11}^*.$$

Еквівалентна схема п'єзоприймача, відповідна коефіцієнтам чотиріполюсника (4.39), представлена на рис.4.4. В цьому випадку механічні величини перетворюються в електричні за допомогою трансформатора з коефіцієнтом трансформації 1: k.

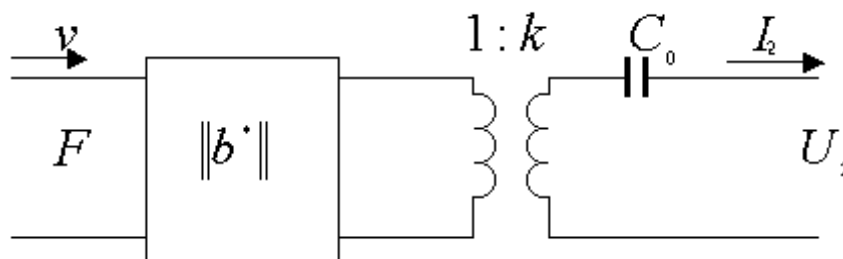


Рис. 4.4. Еквівалентний чотиріполюсник приймаючої п'єзоелектричної пластинки

Фізичний сенс коефіцієнтів $\|B\|$: $B_{11} = F/U_2 \Big|_{Z_{эл}=\infty}$: - коефіцієнт трансформації сила - напруги при розімкненому ланцюзі електричного навантаження (холостий хід) п'єзоприймача $B_{12} = F/I_2 \Big|_{Z_{эл}=0}$; - коефіцієнт трансформації сила - струм при електричному замиканні; $B_{21} = v/U_2 \Big|_{Z_{эл}=\infty}$ - коефіцієнт трансформації коливальна швидкість - напруга при електрич-

ному холостому ході; $B_{22} = v/I_2 \Big|_{Z_{2l}=0}$ - коефіцієнт трансформації коливальна швидкість - струм при короткому замиканні.

У більшості практичних випадків механічні втрати в п'єзоелектричних пластинах бувають значно менше втрат в кріпленнях. При цих умовах отримані загальні вирази коефіцієнтів еквівалентних чотирьохполюсників спрощуються заміною $th(\gamma_0 l_0/2)$ на $jtg(\pi l_0/\lambda)$ і $cth\gamma_0 l_0$ на $-jctg(2\pi l_0/\lambda)$, тоді

$$\|a^*\| = \begin{vmatrix} \frac{j}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} & A_0 z_0 \frac{jk_1 - 2tg \frac{\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \\ 1 & \frac{jk_1 + ctg \frac{2\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \\ A_0 z_0 & \frac{j + k_1 ctg \frac{2\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \end{vmatrix}. \quad (4.40)$$

Як видно з наведених виразів, коефіцієнти a_{mn}^* і b_{mn}^* не залежать від п'єзоелектричних властивостей перетворювача. Крім того, коефіцієнти $a_{11}^* = b_{22}^*$ і $a_{22}^* = b_{11}^*$, а також нормовані коефіцієнти

$$a_{12}^{**} = b_{12}^{**} = \frac{a_{12}^*}{A_0 z_0} \quad (4.41)$$

і

$$a_{21}^{**} = b_{21}^{**} = A_0 z_0 a_{21}^* \quad (4.42)$$

залежать тільки від ступеня демпфірування, що оцінюється коефіцієнтом k_1 , і не залежать від площі пластинки. З огляду на це і беручи до уваги, що розрахунок цих коефіцієнтів є досить трудомістким, представляється доцільним розрахувати їх за допомогою ЕОМ і табулювати, вважаючи незалежною змінною узагальнену частоту $x = f/f_0$.

Передавальна функція п'єзоелектричного приймача. Схематичне зображення п'єзоприймача приведено на рис.4.5. У загальному випадку електричний ланцюг включення п'єзоприймача можна звести до ланцюга П-типу, яку ми надалі і будемо розглядати.

При розрахунку передавальної функції п'єзоприймача треба врахувати, що на поверхні перехідного шару, що контактує з робочим середовищем, будуть діяти падаюча і відбита хвилі тиску p і $p_{отр}$. Повний тиск

$p_{п}$ на поверхні перехідного шару

$$p_{п} = p + p_{отр} \quad (4.43)$$

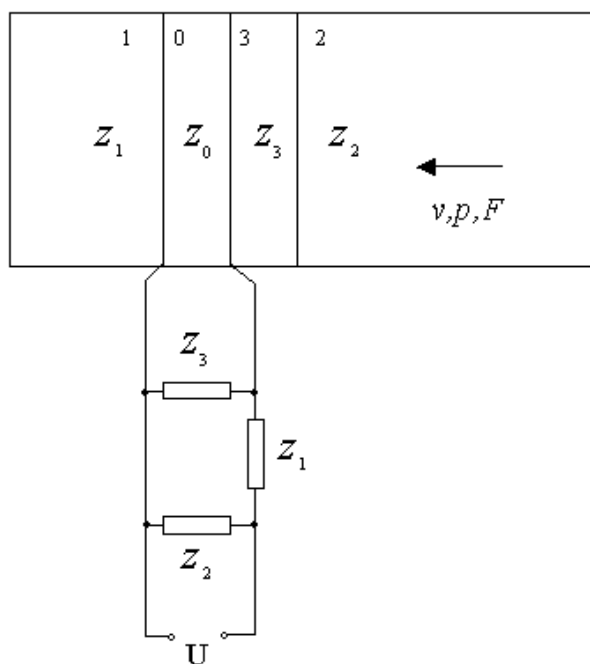


Рис. 4.5. П'єзоприймач з електричними колами включення:

0 – п'єзоелектрична пластинка;

1 – демпфер; 2 – робоче передовище; 3 – перехідний шар

З іншого боку:

$$\frac{p_{отр}}{p} = \frac{z_{BX} - z_2}{z_{BX} + z_2}, \quad (4.44)$$

Де Z_{BX} - питомий вхідний акустичний імпеданс п'єзоприймача. З цих рівнянь отримуємо:

$$p_{II} = p \frac{2z_{BX}}{z_{BX} + z_2}. \quad (4.45)$$

Оскільки сила, що діє на поверхню перехідного шару, визначається виразом:

$$F_{II} = A_0 p_{II} = A_0 p \frac{2z_{BX}}{z_{BX} + z_2} = A_{22}^{**} U, \quad (4.46)$$

де A_{22}^{**} - коефіцієнт матриці системи п'єзоприймач - електричне коло;

U - напруга на виході електричного кола, то

$$p = \frac{z_{BX} + z_2}{2z_{BX} A_0} A_{22}^{**} U. \quad (4.47)$$

Із рівнянь чотирьохполосника

$$z_{BX} = \frac{1}{A_0} \frac{A_{22}^{**}}{A_{21}^{**}}. \quad (4.48)$$

Підставляючи цей вираз в формулу (4.47), отримуємо вираз для передавальної функції п'єзоприймача:

$$K_{II} = \frac{U}{p} = \frac{2}{\frac{A_{22}^{**}}{A_0} + z_2 A_{21}^{**}}. \quad (4.49)$$

Для визначення коефіцієнтів A_{21}^{**} і A_{22}^{**} треба скласти матричне рівняння п'єзоприймача з електричним колом і зробити множення матриць. Відзначимо, що вирази для коефіцієнтів матриці m - листкової структури виходять такими ж, як і в разі п'єзовипромінювача, якщо тільки нумерація шарів проводиться в зворотному порядку. Тоді перехідний шар, що контактує з робочим середовищем, має індекс 3, а шар, що контактує з п'єзоелементом, має індекс m .

Після множення матриць і підстановки отриманих коефіцієнтів в вираз (4.49), для п'єзоприймача з електричним колом навантаження II - типу маємо

$$K_{II}(x) = K_{II_0} \cdot \Phi_{II}(x) e^{j\varphi_{II}(x)}, \quad (4.50)$$

$$\text{где } K_{II_0} = \frac{4e}{\omega_0 \varepsilon Z_2} e^{-j\frac{\pi}{2}};$$

$$\Phi_{II}(x) = \frac{k_2}{2 \sqrt{\left(S_{22}^{(m)} X_1 - S_{21}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_m} Y_1 - S_{12}^{*(m)} \frac{Z_m}{Z_0} N_1 + S_{11}^{(m)} \frac{Z_2}{Z_0} M_1 \right)^2 + \frac{k_2}{\left(S_{22}^{(m)} Y_1 + S_{21}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_m} X_1 + S_{12}^{*(m)} \frac{Z_m}{Z_0} M_1 + S_{11}^{(m)} \frac{Z_2}{Z_0} N_1 \right)^2}},$$

$$\varphi_{II}(x) = -\arctg \frac{S_{22}^{(m)} Y_1 + S_{21}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_m} X_1 + S_{12}^{*(m)} \frac{Z_m}{Z_0} M_1 + S_{11}^{(m)} \frac{Z_2}{Z_0} N_1}{S_{22}^{(m)} X_1 - S_{21}^{*(m)} \frac{Z_2}{Z_m} Y_1 - S_{12}^{*(m)} \frac{Z_m}{Z_0} N_1 + S_{11}^{(m)} \frac{Z_2}{Z_0} M_1} + \frac{\pi}{2}$$

Тут

$$X_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{C_0} a_{12} - vX_{C_0} b_{12}) + uX_{C_0} b_{22} + vX_{C_0} a_{22} + x(pa_{22} - qb_{22})$$

$$Y_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{C_0} a_{12} + vX_{C_0} b_{12}) - uX_{C_0} b_{22} + vX_{C_0} a_{22} + x(pa_{22} - qb_{22}),$$

$$M_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{C_0} a_{11} - vX_{C_0} b_{11}) + uX_{C_0} b_{21} + vX_{C_0} a_{21} + x(pa_{21} - qb_{21}),$$

$$N_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} (uX_{C_0} b_{11} + vX_{C_0} a_{11}) - uX_{C_0} a_{21} + vX_{C_0} b_{21} + x(pb_{21} + qa_{21}),$$

$$1 + \frac{Z_1}{Z_2} = p + jq, \quad \frac{X\omega(Z_1 + Z_2 + Z_3)}{Z_2 Z_3} = u + jv.$$

Величина $K_{II_0} = \frac{4e}{\omega_0 \varepsilon Z_2} e^{-j\frac{\pi}{2}}$ є максимальним коефіцієнтом передачі

механічної дії демпфированного п'єзоприймача, що працює на електрич-

ному холостому ходу на резонансній частоті f_0 . Щодо цього коефіцієнта здійснюється нормування передавальної функції, для чого до нормованої фазочастотної характеристики додається постійний фазовий кут $\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$.

Наведена передавальна функція п'єзоприймача з довільним числом перехідних шарів не враховує поглинання в цих шарах. З урахуванням поглинання нормована передавальна функція п'єзоприймача з одним перехідним шаром набирає вигляду:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{1}{2\sqrt{a_1 \operatorname{sh} 2\alpha_3 l_3 + b_1 \operatorname{ch} 2\alpha_3 l_3 + c_1 \cos 2m_3 l_3 + d_1 \sin 2m_3 l_3}}, \quad (4.51)$$

$$\varphi_{II}(x) = -\operatorname{arctg} \frac{Y_1 + M_1 \operatorname{tg} m_3 l_3 + (N_1 + X_1 \operatorname{tg} m_3 l_3) \operatorname{th} \alpha_3 l_3}{X_1 - N_1 \operatorname{tg} m_3 l_3 + (M_1 - Y_1 \operatorname{tg} m_3 l_3) \operatorname{th} \alpha_3 l_3} + \frac{\pi}{2}, \quad (4.52)$$

$$\text{Де } a_1 = Y_1 N_1 + X_1 M_1; b_1 = \frac{1}{2}(X_1^2 + Y_1^2 + N_1^2 + M_1^2);$$

$$c_1 = \frac{1}{2}(X_1^2 + Y_1^2 - N_1^2 - M_1^2); d_1 = Y_1 M_1 - X_1 N_1,$$

$$X_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} [uX_{c_0} (a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2}) - vX_{c_0} (b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2})] + (uX_{c_0} - qx)(b_{21} +$$

$$+ \frac{b_{22}}{k_2}) + (vX_{c_0} + px)(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2});$$

$$Y_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} [vX_{c_0} (a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2}) + uX_{c_0} (b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2})] + (vX_{c_0} + px)(b_{21} +$$

$$+ \frac{b_{22}}{k_2}) - (uX_{c_0} - qx)(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2});$$

$$M_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} [uX_{c_0} (\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3}) - vX_{c_0} (\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3})] + (uX_{c_0} - qx)(\frac{b_{21}}{k_4} +$$

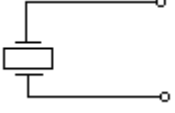
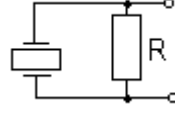
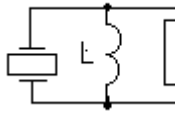
$$+ \frac{b_{22}}{k_3}) + (vX_{c_0} + px)(\frac{a_{21}}{k_4} + \frac{a_{22}}{k_3});$$

$$N_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} [vX_{c_0} (\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3}) + uX_{c_0} (\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3})] + (vX_{c_0} + px)(\frac{b_{21}}{k_4} +$$

$$+ \frac{b_{22}}{k_3}) - (uX_{c_0} - qx)(\frac{a_{21}}{k_4} + \frac{a_{22}}{k_3}).$$

Для найпростіших електричних ланцюгів навантаження величини p, q, uX_{C_0}, vX_{C_0} наведені в табл.3.1.

Таблиця 3.1

Тип ел. кола	p	q	uX_{C_0}	vX_{C_0}
	1	0	0	0
	1	0	$1/Q_{\Pi}$	0
	1	0	$1/Q_{\Pi}$	$-X''^2/X$

Якщо не враховується поглинання в перехідному шарі, то вирази для нормованих амплітудно-фазових і фазочастотних характеристик спрощуються:

$$\Phi_{\Pi}(x) = \frac{1}{2\sqrt{b_1 + c_1 \cos 4\pi x + d_1 \sin 4\pi x}}, \quad (4.53)$$

$$\varphi_{\Pi}(x) = -\arctg \frac{Y_1 + M_1 \operatorname{tg} 2\pi x}{X_1 - N_1 \operatorname{tg} 2\pi x} + \frac{\pi}{2}. \quad (4.54)$$

Скористаємося наведеною теорією для знаходження необхідних параметрів що характеризують процес отримання сигналу. Оскільки, розрахункові співвідношення досить громіздкі, то для знаходження остаточних результатів скористаємося математичним пакетом «MathCAD 8.0». Програма, що реалізує наші розрахунки, наведена в «Додатку».

Для простоти сприйняття нижче наведених розрахунків зведемо вихідні параметри воедино:

$$c^D = 4580 \text{ м/с}$$

$$f_0 = 2 \text{ МГц}$$

$$\rho_0 = 7,60 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$$

$$\varepsilon_{33\Pi}^S / \varepsilon_0 = 580$$

$$\varepsilon_{33cp}^S / \varepsilon_0 = 580$$

$$A_0 = 314 \text{ мм}^2$$

$$l_0 = c^D / 2f_0 = 4580 / (4 \cdot 10^6) = 1.14 \text{ мм}$$

$$C_0 = \frac{A_0 \varepsilon_{33\Pi}^S}{l_0} = \frac{0,314 \cdot 580 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12}}{1,14} = 0,14 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$$

$$X_{C0} = 1 / (\omega_0 C_0) = 1 / (6,28 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 0,14 \cdot 10^{-9}) = 569$$

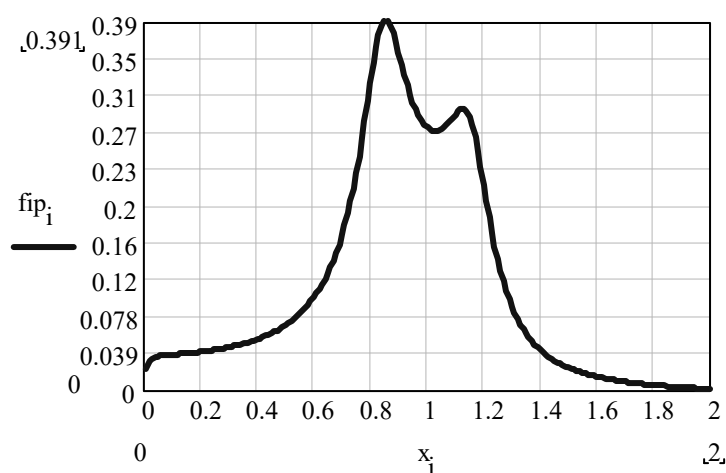


Рис. 4.6. Амплитудно-частотна характеристика коефіцієнта передачі в режимі прийому

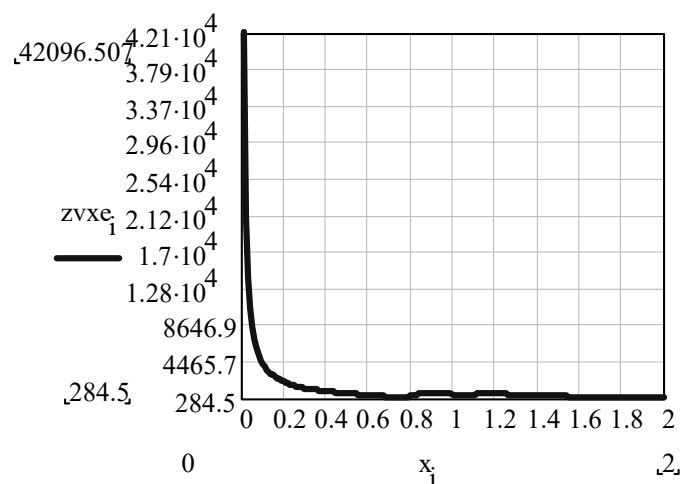


Рис. 4.7. Модуль вхідного електричного опору

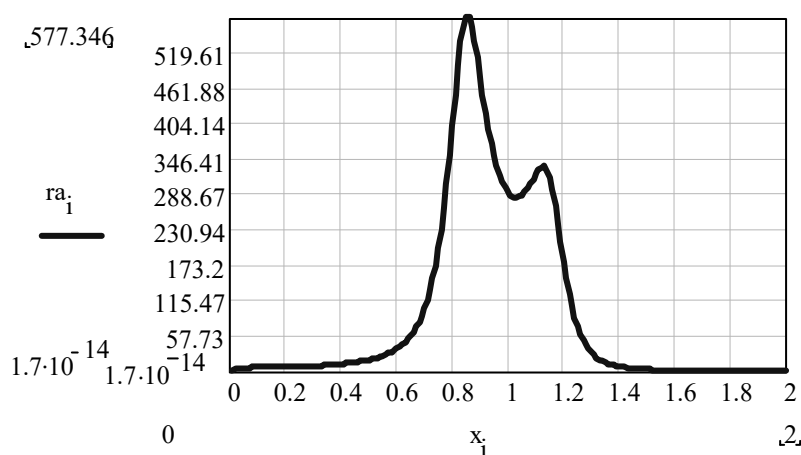


Рис. 4.8. Активна складова вхідного електричного опору

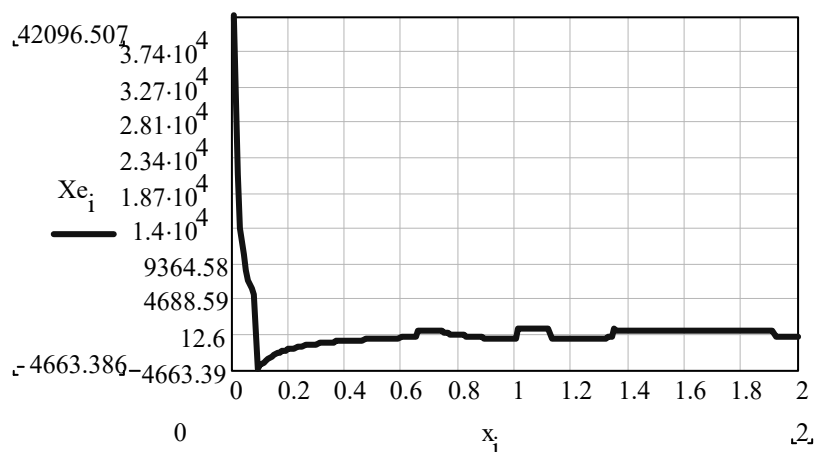


Рис. 4.9. Реактивна складова вхідного електричного опору

4.4. Шумові характеристики п'єзоелектричних приймачів

Одним з факторів, що обмежують чутливість ультразвукових вимірювальних приладів, є теплові шуми на виході п'єзоперетворювача.

Теплові шуми в п'єзоелектрик повністю описуються формулою Найквіста:

$$\overline{U_{ш}^2} = 4kTR_3 \Delta f, \quad (4.55)$$

де $\overline{U_{ш}^2}$ - дійсне (середньоквадратичне) значення напруги шумів;

k - постійна Больцмана;

T - абсолютная температура;

$$R_{\text{Э}} = \int_{f_1}^{f_2} R_{\text{ВЫХ}}(f) df / \Delta f - \text{еквівалентний опір шумів,}$$

$R_{\text{ВЫХ}}(f)$ - активна складова вихідного опору п'єзоперетворювача;

f - частота ультразвукової хвилі;

$\Delta f = f_2 - f_1$ - ефективна смуга пропускання приймаючої апарату-

ри.

Безпосередньо розрахунок напруги шумів за формулою (4.55) скрутний, оскільки $R_{\text{ВЫХ}}(f)$ є складною функцією частоти, з урахуванням цього розроблена методика, що дозволяє в деякій мірі уникнути цих труднощів.

Розглядаючи п'єзоперетворювач як чотиріполюсник, його повний вихідний електричний опір можна записати у вигляді

$$Z_{\text{ВЫХ}}(f) = \frac{A_{11} A_0 z_2 + A_{12}}{A_{21} A_0 z_2 + A_{22}}, \quad (4.56)$$

Після підстановки виразів для $Z_{\text{ВЫХ}}(f)$ в (4.56), приймаючи до уваги, що $R_{\text{ВЫХ}}(f) = \text{Re } Z_{\text{ВЫХ}}(f)$, отримуємо:

$$R_{\text{ВЫХ}}(f) = \frac{e^2}{4\pi^2 f_0^2 \varepsilon^2 z_0 A_0} \Phi(x) \quad (4.57)$$

де

$$\Phi(x) = \frac{(a_{11} k_2 + a_{12})(a_{21} k_2 + a_{22}) + (b_{11} k_2 + b_{12})(b_{21} k_2 + b_{22})}{x^2 [(a_{21} k_2 + a_{22})^2 + (b_{21} k_2 + b_{22})^2]}, \quad (4.58)$$

Як показали розрахунки, чисельник функції $\Phi(x)$ практично постійний в діапазоні частот $(0.1 \dots 0.9) f_0$ і дорівнює $(k_1 + k_2)$. Так як смуга пропускання п'єзоперетворювачів буває меншою, ніж зазначений частотний діапазон, для аналізу шумів вираз (4.58) можна переписати в наступному вигляді

$$R_{\text{ВЫХ}}(f) = R_{\text{ВЫХ}_0} F(x) \quad (4.59)$$

$$\text{де } R_{\text{ВНХ}_0} = \frac{4e^2}{\omega_0^2 \varepsilon^2 z_0 A_0 (k_1 + k_2)} -$$

вихідний активний опір на антирезонансній частоті.

$$F(x) = \frac{(k_1 + k_2)^2}{4x^2 [(a_{21}k_2 + a_{22})^2 + (b_{21}k_2 + b_{22})^2]} \quad (4.60)$$

З формули (3.60) видно, що характер частотної характеристики $R_{\text{ВНХ}}(f)$ визначається тільки функцією $F(x)$, яка є нормованою частотною характеристикою вихідного активного опору $R_{\text{ВНХ}}(f)$.

Беручи до уваги формулу (4.59), еквівалентний опір шумів п'єзоперетворювача можна виразити таким чином:

$$R_E = R_{\text{ВНХ}_0} \gamma \quad (4.61)$$

де $\gamma = \frac{1}{\Delta x} \int_{x_1}^{x_2} F(x) dx$ - виправний множник.

$$\Delta x = x_2 - x_1, \quad x_1 = \frac{f_1}{f_0}, \quad x_2 = \frac{f_2}{f_0}.$$

З урахуванням виразу (4.61) формула (4.55) приймає вигляд:

$$\overline{U_u^2} = 4kTR_{\text{ВНХ}_0} \gamma \Delta f \quad (4.62)$$

Таким чином, для визначення діючого значення напруги шумів необхідно знати тільки величину активного вихідного опору п'єзоперетворювача на антирезонансній частоті і ефективну смугу пропускання приймальної апаратури.

Ці параметри ми визначаємо за графіком АЧХ коефіцієнта передачі в режимі прийому і графіку активної складової вхідного електричного опору, рис.4.6 і рис.4.8 відповідно. Тоді отримуємо, що при ефективній смузі пропускання $\Delta f = 0.8$ МГц, частоті антирезонанса $f = 2$ МГц і вихідному опору $R_{\text{внх}0} = 288,67$ Ом:

$$\overline{U_u^2} = 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 310 \cdot 288,67 \cdot 0,6 \cdot 800 \cdot 10^3 = 0,024 \cdot 10^{-10}$$

$$\overline{U_{ш}} = 1,5 \text{ мкВ}$$

Розрахунок тиску теплових акустичних шумів середовища:

$$p^2 = \frac{4\pi f^2}{\nu} \rho k T \Delta f = 4 \cdot 3,14 \cdot 4 \cdot 10^{12} \cdot 1000 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 310 \cdot 0,8 \cdot 10^6 / 1540 =$$

$$25,1 \cdot 10^{-8}$$

$$p = 0,5 \text{ мПа.}$$

Тоді отримавши ці значення, можемо знайти значення акустичних шумів робочого середовища:

$$U_{ш\text{ ср}} = K_{ш} \cdot p = 0,27 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 0,1 \text{ мВ}$$

4.5. Розрахунок параметрів лінзи

Властивості лінз визначаються властивостями матеріалу лінзи, навколишнього середовища лінзи і формою заломлюючих поверхонь лінзи.

При виборі матеріалу лінзи, крім показника заломлення N необхідно враховувати коефіцієнт поглинання енергії 2γ в матеріалі лінзи на робочій частоті. Слід прагнути до того, щоб імпеданс матеріалу лінзи мінімально відрізнявся від імпедансу середовища, а поглинання було малим [23].

Виходячи з вище викладеного в якості матеріалу лінзи вибираємо оргскло з показником заломлення $N = 0,635$ і відношенням імпедансів $(z_{ср}/z_{л}) \cong 0,5$ ($z_{ср}$, $z_{л}$ - питома акустичний імпеданс середовища і лінзи).

Як було сказано вище, для підвищення просторової роздільної здатності, будемо використовувати плосковогнуту еліптичну лінзу (рис.4.10)

Рівняння заломлюючої поверхні такої лінзи в прямокутній системі координат (z, y) з початком в вершині лінзи:

$$\frac{(z - a)^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1 \tag{4.63}$$

де a - велика, b - мала осі, а z збігається з акустичною віссю лінзи.

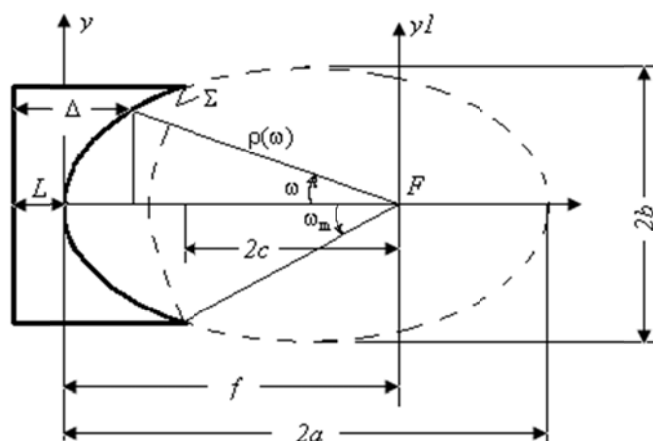


Рис. 4.10. Плосковогнута еліптична лінза:

f – фокусна відстань лінзи, L – товщина лінзи по акустиченій вісі, Δ – геометрична довжина шляху променю в матеріалі лінзи

В системі координат (z, y_1) з центром в геометричному фокусі фронту що сходиться рівняння (4.63) видозміниться:

$$\frac{(z - Na)^2}{a^2} + \frac{y_1^2}{b^2} = 1 \quad (4.64)$$

Коли початок координат розташовано на поверхні лінзи, то воно жорстко пов'язано з останнім, а коли у фокусі - його розташування щодо лінзи залежить від N .

Геометричні елементи лінзи - піввісь a , b , відстань між фокусами кривих другого порядку $2c$ - пов'язані з фокусною відстанню лінзи f і показником заломлення її матеріалу N простими співвідношеннями:

$$a = \frac{f}{1+N} \quad b = f \sqrt{\frac{1-N}{1+N}} \quad c = f \cdot \frac{N}{1+N} \quad (4.65)$$

Тоді отримаємо наступні значення: $a = 42,85$ мм, $b = 33,14$ мм, $z = 27,15$ мм.

Рівняння лінії перетину поверхні безабераційної лінзи площиною uOz . Умовою відсутності аберації є рівність часу поширення осьового про-

меня і променя, який пройшов через точку на поверхні лінзи згідно принципу найменшого часу:

$$\frac{f}{c_{\text{ср}}} - \frac{z}{c_{\text{л}}} = \frac{\sqrt{y^2 + (f-z)^2}}{c_{\text{ср}}} \quad (4.66)$$

Після перетворень (3.66) отримаємо рівняння:

$$y^2 - z(1-N) \cdot 2f + z^2(1-N^2) = 0 \quad (4.67)$$

Рішення рівняння (3.67) відносно z має вигляд:

$$z = \frac{f \cdot (1-N) - \sqrt{f^2 \cdot (1-N)^2 - y^2 \cdot (1-N^2)}}{1-N^2} \quad (4.68)$$

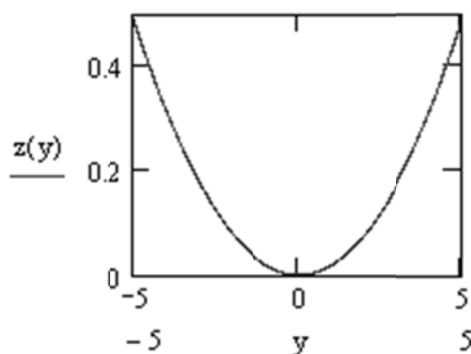


Рис. 4.11. Лінія перетину поверхні безабераційної лінзи площиною yOz

Однак, безабераційні лінзи складні в розрахунках характеристик полів, розподілу тиску і в самому виготовленні. Тому, наведемо розрахунок розподілу тиску для лінзи з заломлюючою поверхнею у вигляді сфери (рис. 3.12)

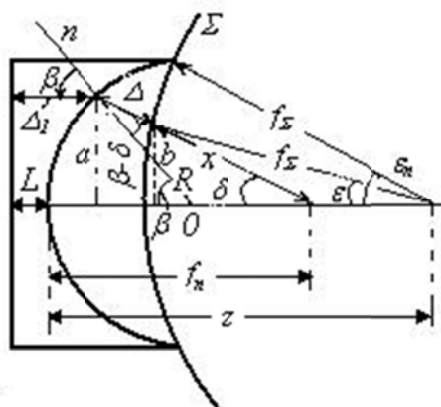


Рис. 4.12. Вогнута лінза с круговою поверхнею:

β - кут між радіусом кривизни R заломлюючої поверхні і акустичної віссю, δ і ϵ - кути між тією ж віссю і заломлюючими променями, що проходять через параксіальний і хвильової фокус відповідно

Фокусна відстань променя F_n - відстань по акустичній осі від заломлюючої поверхні лінзи до точки перетину переломленого променя з акустичною віссю [23]:

$$\frac{f}{R} = \frac{N}{\sqrt{N^2 - 2N \cdot \cos(\delta) + 1}} + 1 \quad (4.69)$$

При $\delta \rightarrow 0$ з (4.69) отримуємо вираз для параксіальної фокусної відстані:

$$f_n = \frac{R}{1 - N} \quad (4.70)$$

Але так як ми розраховуємо отримати інформацію про теплове випромінювання з глибини 70 мм то ця величина і буде параксіальною фокусною відстанню, тому, з (4.70) ми знаходимо радіус кривизни поверхні лінзи: $R = 25,6$ мм.

Для крайньої і хвильової фокусної відстані відповідно:

$$f_k = R \cdot \left(\frac{N}{\sqrt{1 - N^2}} + 1 \right) \quad (4.71)$$

$$f_B = R \cdot \left(\frac{1 - \frac{N}{2}}{1 - N} + \frac{\frac{N}{2}}{\sqrt{1 - N^2}} \right) \quad (4.72)$$

Підставивши в (4.71) і (4.72) значення кривизни поверхні лінзи і коефіцієнт заломлення отримаємо наступні значення:

$$f_k = 46,6 \text{ мм}, f_B = 58,3 \text{ мм}.$$

Далі розглянемо розподіл звукового тиску сферичного фронту що сходиться однорідно по акустичній осі. Для цього розрахуємо коефіцієнт посилення по тиску K_p :

$$K_p = k \cdot F \cdot (1 - \cos(\theta_m)) \quad (4.73)$$

де $\theta_m \approx 8,2^\circ$ - кут розкриття всього хвильового фронту, k - хвильове число, тоді $K_p = 5,83$.

Для побудови розподілу звукового тиску уздовж акустичної осі використовуємо такий вираз:

$$\left| \frac{P_a}{P_f} \right| = \frac{2}{K_p \cdot \xi} \cdot \left| \sin \left(\frac{K_p \cdot \xi}{2} \cdot \frac{\xi}{1 - \xi} \right) \right| \quad (4.74)$$

де $\xi = k \cdot z$ - узагальнена координата уздовж акустичної осі.

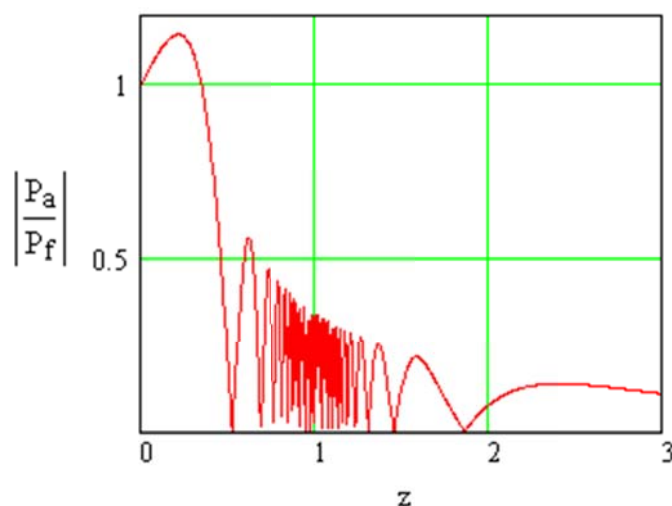


Рис. 4.13. Розподілення звукового тиску вздовж акустичної вісі

4.6 Висновки

Виконана робота дала можливість ознайомитися з методами вимірювання теплового акустичного випромінювання біологічних об'єктів.

В якості методів вимірювання глибинної температури розглядалося зондування за допомогою акустичних приймальних антен. В якості акустичної антени використовувалася п'єзоелектрична пластина.

Розглядаючи різні варіанти реалізації п'єзоприймача можна зробити наступні висновки:

- Методом порівняння порогової, обмеженою флуктуаціями шумового сигналу, точності визначення температури об'єкта по його тепловому акустичному випромінюванню (з літературних даних вимірювання цього випромінювання в рідині за допомогою п'єзоприймача з четвертьхвильовими узгоджувальними шарами) з шириною шумової доріжки знайдено невідомий раніше ефект просторової фільтрації дифузного випромінювання такими шарами. В результаті інтенсивність власних електричних шумів п'єзоперетворювача значно, в $(z_{сл} / z_{ж})^2$ раз ($z_{сл}$, $z_{ж}$ - питомий акустичний імпеданс шару і рідини), перевищує інтенсивність електричного шуму акустичного сигналу, а, отже, точність вимірювання температури θ в стільки ж разів більше порогової.

- У разі запропонованого в роботі акустотермометра з фокусованою плосковогнутою еліптичною лінзою ослаблення дифузійної компоненти в порівнянні з пропущеною без ослаблення корельованою, що випромінює зі сфери радіуса $\rho_{кор} = \lambda/2$ (λ - довжина акустичної хвилі в рідині), що знаходиться у фокусі лінзи, дозволяє отримати точність 0,2К при більшій відстані і в реальному часі.

- Ефект фільтрації покращує відношення сигнал-шум і в приладах ультразвукової інтроскопії (УЗІ) з погоджують шарами.

- З урахуванням ефекту фільтрації для використання методу акустотермометрії в неруйнівному контролі твердих тіл з $z \gg 1,5 \cdot 10^6 \text{ Па} \cdot \text{с/м}$ можна рекомендувати п'єзопластини без шарів з п'єзокераміки ЦТС (PZT).

Розглядаючи фокусування теплового акустичного випромінювання, визначили, що при однакових параметрах еліптична лінза ефективніше сферичної.

Фокусування теплового акустичного випромінювання за допомогою увігнутої еліптичної лінзи дозволяє:

- Вимірювати і сканувати глибинну абсолютну температуру тіла одноканальним, одночастотним акустотермометром, на відміну від багатоканального радіотермометрії і багаточастотних або багатоканальних акустотермометров, пропонованих іншими авторами.

- Отримати порогове значення точності вимірювання, близьке до отриманого в радіотермографах.

- При точності $0,2^\circ\text{C}$ зменшити час вимірювання до $\sim 1\text{с}$ і, аналогічно радіотермографу, вимірювати температуру в динамічному режимі.

- Отримати просторову роздільну здатність $\sim 1\text{ мм}$ на глибині до 10 см , що на порядок краще, а по глибині - на два порядки глибше, ніж з радіотермографа з еліптичним дзеркалом.

- Разом з модифікованою схемою нульового модуляційного методу, створити діючий акустотермометр з зазначеними вище параметрами.

РОЗДІЛ 5

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ

АКУСТОТЕРМОМЕТРА

Відомо, що процес виготовлення або експлуатації п'єзоперетворювачів може привести до відхилення їх параметрів від тих, що розраховані. Для перевірки цих параметрів була розроблена методика, що дозволяє провести контроль зборки ФПП, отримати АЧХ активної і реактивної складових електричного імпедансу окремих елементів, а також експериментально перевірити принципи, закладені в основу розробленої теорії фокуруючого АТ. Вимірювання проводились на експериментальному стенді (рис. 5.1).



Рис. 5.1 - Зовнішній вигляд експериментального стенду

Вимоги до умов проведення експерименту – нормальні значення кліматичних факторів навколишнього середовища (температура +25 С; відносна вологість повітря 45-80 %; атмосферний тиск (84-106.7) кПа) [37]; вимоги до заводової ситуації – акустичні та електричні завади (заземлення, максимальне екранування елементів макета, які знаходяться поза корпусів приладів, використання коаксіальних сполучних провідників, по можливості коротких).

5.1. Розрахунок напруги шумів від плоского нагрітого об'єкту

Розглянемо об'єкт – завитку внутрішнього вуха людини (рис. 5.2), що знаходиться на відстані l від п'єзоприймача (ПП), який заходиться в біологічній тканині в дальній зоні ПП. Дальня зона $l > \frac{D^2}{4\lambda}$ (D – апертура ПП, λ – довжина УЗ хвилі у біологічній тканині) характеризується тим, що випромінювання від елементарного джерела приймається у фазі по всій поверхні ПП.

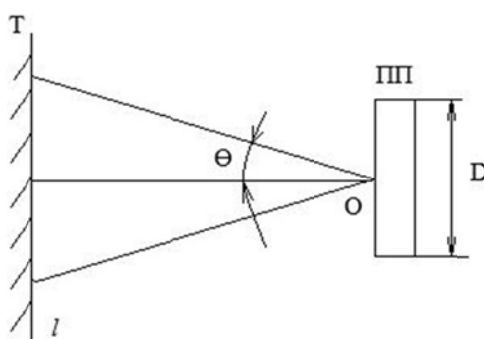


Рис. 5.2 - Схема розміщення об'єкта та ПП

Квадрат тиску від теплового випромінювання елементарного джерела (сфери) з радіусом $\rho_k = \frac{\lambda}{2}$ дорівнює:

$$P_k^2(0) = P_k^2(l) \cdot \left(\frac{P_k}{2}\right)^2 = P_k^2(l) \cdot \left(\frac{\lambda}{2l}\right). \quad (5.1)$$

Розмір плями, що утворюється перетином діаграми направленості (ДН) з площиною об'єкта, дорівнює $d_{\Pi} = 2 \cdot l \cdot \theta$, де $\sin \theta \simeq \theta = \frac{1.62}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{D}$,

$2\theta = \frac{3.24}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{D} = 1.03 \frac{\lambda}{D}$. Звідки:

$$d_{\Pi} = 1.03 \cdot l \cdot \frac{\lambda}{D}. \quad (5.2)$$

Сумарний квадрат тиску від некорельованих джерел в плямі

$$P_{\Sigma}^2(0) = N \cdot P_k^2(l) \cdot \left(\frac{\lambda}{2l}\right)^2, \text{ де } N = \left(\frac{d_{\text{п}}}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{l}{D}\right)^2 \text{ або } P_{\Sigma}^2(0) = P_k^2(l) \cdot \left(\frac{\lambda}{2D}\right)^2 \text{ або}$$

$$P_{\Sigma}^2(0) = \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{z_2}{A_0} \cdot k_6 \cdot T \cdot \Delta f, \quad (5.3)$$

де A_0 – площа робочої поверхні ПП, Δf – смуга пропускання ПП, $k_6 = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана, z_2 – акустичний імпеданс води, T – абсолютна температура об'єкта.

Середній в часі і по поверхні тиск від джерел в ближній зоні виявляється в π^2 разів менше, ніж від джерел в дальній зоні.

Наприклад, для ПП з $D = 28$ мм і працюючого на частоті $f \simeq 1$ МГц ($\lambda = 1.5$ мм): $z_6 = \frac{D^2}{4 \cdot \lambda} = 120$ мм; для ПП з $D = 14$ мм: $z_6 = 30$ мм.

Отже, якщо довжина шляху УЗ хвилі в воді в напрямку осі ПП набагато менше z_6 , то

$$U_{\text{из}}^2 \ll \frac{z_2}{A_0} \cdot k_6 \cdot T \cdot K_{\text{п0}}^2 \cdot \Delta f \quad (5.4)$$

де $K_{\text{п0}}$ – коефіцієнт передачі ПП на антиврезонансній частоті. Квадрат напруги власних шумів ПП $U_{\text{пп}}^2$ визначається тільки для z_2 і від довжини не залежить. Тому в ближній зоні $\frac{U_{\text{из}}^2}{U_{\text{пп}}^2} \ll 1$, і для фокусувального ПП:

$$U_{\Sigma}^2 = U_{\text{пп}}^2 \left[1 + \left(\frac{\pi \cdot D}{2F} \right)^2 \right] \quad (5.5)$$

де F – фокусна відстань ПП. При $\left(\frac{\pi \cdot D}{2F} \right)^2 = 1.44$: $\frac{U_{\Sigma}^2}{U_{\text{пп}}^2} = 2.44$.

Реалізувати фокусування УЗ хвиль в акустотермометрі можна кількома способами: сферичними п'єзоелементами, акустичними лінзами, кі-

льцевими ґратами п'єзоелементів. Найбільш прийнятним з них є використання акустичних лінз, оскільки вони захищають п'єзоелемент від впливу рідини і прості у виготовленні. Розглянемо особливості застосування акустичних лінз для акустотермометрії, а саме, для фокусування слабких шумових сигналів в режимі прийому.

5.2 Порівняння еліптичної і сферичної лінзи при використанні в акустотермометрії

Зазвичай фокусувальні лінзи застосовуються при фокусуванні когерентного вузькосмугового випромінювання [38].

Фокусування широкосмугового випромінювання в УЗ ехоскопах здійснюється за допомогою кільцевих або лінійних матриць п'єзоелементів, на які імпульс випромінювання подається із зсувом за часом, що відповідає еліптичній лінзі.

Для сферичної ввігнутої лінзи:

$$F_0 = \frac{R_{\text{л}}}{1 - n}, \quad (5.13)$$

$\frac{D}{2} \leq R_{\text{л}}$, $R_{\text{л}}$ – радіус кривизни лінзи.

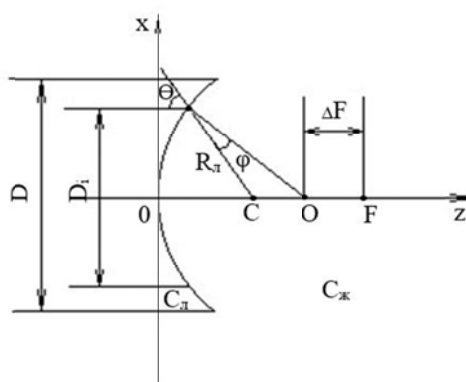


Рис. 5.5 - Зміщення фокусної відстані ΔF

Розрахункова формула для величини зміщення (рис. 5.5):

$$\Delta F = R \left[\frac{1}{1-n} - \left(1 + \frac{1}{\frac{\cos \varphi}{n} - \cos \varphi} \right) \right], \quad (5.14)$$

Обчислимо за формулою (5.14) зміщення фокусу в сторону сферичної лінзи для $n=0.635$, $F=37$ мм. Визначаємо за (2.13): $R_{\text{л}}=13.51$ мм;

$$\frac{1}{1-n} = 2.74, \text{ і зводимо результати в табл. 5.3.}$$

Таблиця 5.3 - Зсув фокусної відстані

D_i , мм	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	26
ΔF , мм	0.0446	0.168	0.375	0.669	1.05	1.54	2.12	2.83	3.67	4.68	5.9	9.63

Від еліптичної сферична лінза відрізняється тим, що точка фокусу променю залежить від його відстані до осі лінзи: по мірі його збільшення (табл. 5.3) вона наближається до лінзи.

Проведемо за формулою (5.14) аналогічні розрахунки для сферичної лінзи з $D=20$ мм, $F=30$ мм з оргскла ($n=0,56$), $R_{\text{л}}=13,2$ мм (табл. 5.4).

Таблиця 5.4 - Зсув фокусної відстані для лінзи з оргскла

D_i , мм	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
ΔF , мм	0	0.073	0.21	0.4	0.66	0.98	1.37	1.84	24	30.8

Середня частота смуги електричного шуму з електродів п'єзоперетворювача $f_0=2$ МГц.

Оскільки радіус кореляції $\rho_k = \frac{\lambda}{2}$, то $D_i=8=D_k$ – діаметр області, в якій шумове акустичне випромінювання з області фокуса знаходиться в фазі

$$U_{\text{пп}}^2 = \left(\frac{\rho_{\text{к}}}{F}\right)^2 \cdot p_F^2 \cdot K_{\text{п0}}^2 \cdot \frac{D_{\text{к}}^2}{D^2} = \left(\frac{\pi D_{\text{к}}}{2F}\right)^2 \frac{z}{A_0} \cdot k_6 \cdot T \cdot K_{\text{п0}}^2 \cdot \Delta f = \left(\frac{\pi D_{\text{к}}}{2F}\right)^2 \cdot U_{\text{ак}}^2 \quad (5.21)$$

Сумарний квадрат напруги на ПП дорівнює:

$$U_{\Sigma \text{ пп}}^2 = U_{\text{ак}}^2 \left[2 + \left(\frac{\pi D_{\text{к}}}{2F}\right)^2 \right]. \quad (5.22)$$

5.3 АЧХ електричного імпедансу п'єзокерамічного перетворювача акустотермометра

Вимірювання частотних залежностей електричного імпедансу п'єзокерамічного перетворювача проводилися з метою визначення характеру зміни електричної напруги на електродах випробуваного перетворювача.. Метод вимірювань полягає в збудженні перетворювача електричним полем при рекомендованому включенні електродів і вимірі амплітуд електричної напруги на баластному резисторі і об'єкті вимірювань для одержуваної частотної залежності. При цьому виявляються резонансні і антирезонансні ділянки частотної характеристики [39].

Зауважимо, що зазначені вимірювання частотних залежностей електричного імпедансу відносяться до області амплітудно-фазових вимірювань і припускають визначення різниці фаз φ між струмом і напругою шляхом вимірювання величини фазового кута φ_1 між напругою на виході деякого задаючого генератора і напругою на баластному опорі R_0 [40].

При підготовці випробуваного зразка до вимірювань зовнішнім оглядом встановлювалося відсутність пошкоджень елементів конструкції і електричного монтажу випробуваного зразка, а його активну поверхню знежирюють шляхом протирання тампоном, змоченим спиртом ДСТУ ГОСТ 10749.1 2008. Цілісність п'єзокераміки встановлювалася шляхом вимірювання електричної ємності приладу.

Характер вимірювання електричного імпедансу не передбачав визначення стану атмосферних умов на робочому місці.

Відповідно до вимог керівних документів [40] похибка результату вимірювання для заданого значення довірчої ймовірності $P = 0,95$ визначалася відповідно до графічних матеріалів [40] і результатів вимірювання косинуса різниці фаз між напругою на випробуваному зразку і струмом, що протікає через нього.

При цьому похибка вимірювання знаходилась в межах $\delta_0 = 13\%$.

Визначення верхньої і нижньої границь довірчого інтервалу (інтервалу, в якому істинне значення параметра знаходиться з імовірністю 0.95) зіставлялося із границями довірчого інтервалу, розрахованими відповідно до положень [39-41] за знайденим середньоквадратичним значенням похибки вимірюваного параметра. Середньоквадратичне значення похибки розраховувалося за результатами обробки десяти показань, знятих зі шкал вольтметрів для кожного значення частоти.

Вимірювання проводились з використанням безперервного гармонійного сигналу фіксованої частоти. Вибір частотних параметрів припускав визначення частотного діапазону вимірювань Δf_p і вибір частотного кроку, стосовно до резонансних і нерезонансних областей частотної характеристики.

При цьому частотний діапазон вимірювань Δf_p обирався відповідно до співвідношення $\Delta f_p = f_{0i} \pm \frac{f_{0i}}{2Q}$ (f_{0i} – частоти резонансів i -х форм коливань; $Q = 20$ – добротність, визначена в технічній документації на перетворювач).

Загальний достатній діапазон зміни частоти був визначений як $\Delta f_p = (0.7 \div 2.65)$ МГц.

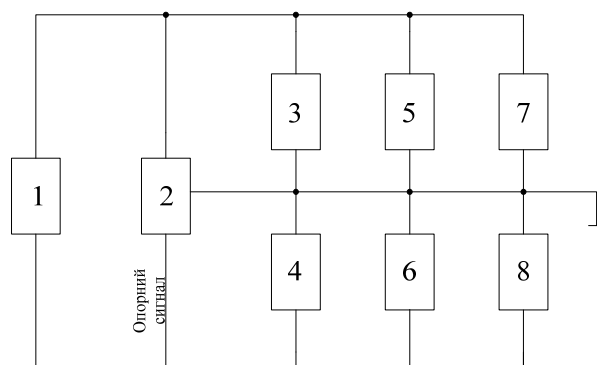
Частотний крок в долях резонансної частоти для даної добротності відповідно до [39, 40] склав $0.05 f_{0i}$. В межах резонансної області відповідної форми крок був зменшений, а поза нею збільшений в 3 рази. Таким чином, частотний крок є величина змінна для розглянутого частотного діапазону і становить 15 кГц всередині резонансної області та 135 кГц поза нею.

Вимірювання проводились по електричній структурній схемі, що наведена на рис. 5.15 [39, 40], та реалізованої в експериментальному стенді (рис. 5.1).

ВЧ напруга від генератора 1 із заданою частотою і амплітудою U_1 , яка підтримувалася незмінною (контролювалася вольтметром 5), через баластний опір R_0 подавалася на п'єзоелемент. Вольтметром 6 вимірювалася амплітуда напруги на п'єзоелементі U_2 , а фазометром 2 – кут зсуву фаз φ_1 між напругами U_1 і U_2 . Частотомір 3 і осцилограф 4 забезпечували контроль вихідного сигналу по частоті і зовнішньому вигляду.

Динамічний діапазон і рівні використовуваних сигналів U_1 визначалися відповідно до наявного результуючого рівня завад. При цьому дотримувалося встановлене положення $\frac{U_1}{U_3} \geq 20$ дБ, яке забезпечувалося наступним чином:

- а) за відсутності напруги на виході генератора 1 на випробуваному зразку 8 вимірювалася напруга завад U_3 ;
- б) на випробуваному зразку 8 встановлювалася електрична напруга, що перевищує напругу завад не менше ніж на 20 дБ.



1 – генератор (ГЗ-112); 2 – фазометр (Ф2-34); 3 – частотомір (ЧЗ-34А); 4 – осцилограф;
5,6 – вольтметр (ВЗ-57); 7 – баластний резистор; 8 – дослідний зразок

Рис. 5.15 - Схема електрична структурна вимірювання модуля повного електричного опору Z_z

Величина баластного резистора $R_0 = 240$ Ом обиралась з умов:

$$-R_0 \ll \frac{1}{\omega C} \quad \text{і} \quad -\frac{1}{L} \leq \frac{U_{R_0}}{U_2} \leq L,$$

де C – статична ємність перетворювача; L – відношення напруги на виходах електродів, для якого похибка фазометра не перевищує 0.5° .

Значення косинуса різниці фаз між струмом і напругою визначалося за формулою:

$$\cos \varphi = \cos(180^\circ - \varphi_1),$$

де φ – різниця фаз між струмом і напругою, град; φ_1 – результат вимірювання різниці фаз напруги U_1 і U_2 за допомогою фазометра 2, град.

Значення модуля повного електричного опору, а також його активної і реактивної складових визначалися за формулами:

$$z_z = \frac{U_2}{U_1} R_0,$$

$$R_a = R_0 \frac{U_1}{U_2} \frac{\cos \varphi - \frac{U_1}{U_2}}{\sin^2 \varphi + \left(\cos \varphi - \frac{U_1}{U_2} \right)^2}, \quad (5.23)$$

$$X' = R_0 \frac{U_2}{U_1} \frac{\sin \varphi}{\sin^2 \varphi + \left(\cos \varphi - \frac{U_2}{U_1} \right)^2}.$$

АЧХ передатної функції розробленого і виготовленого п'єзоперетворювача фокуруючого АТ представлені на рис. 5.16.

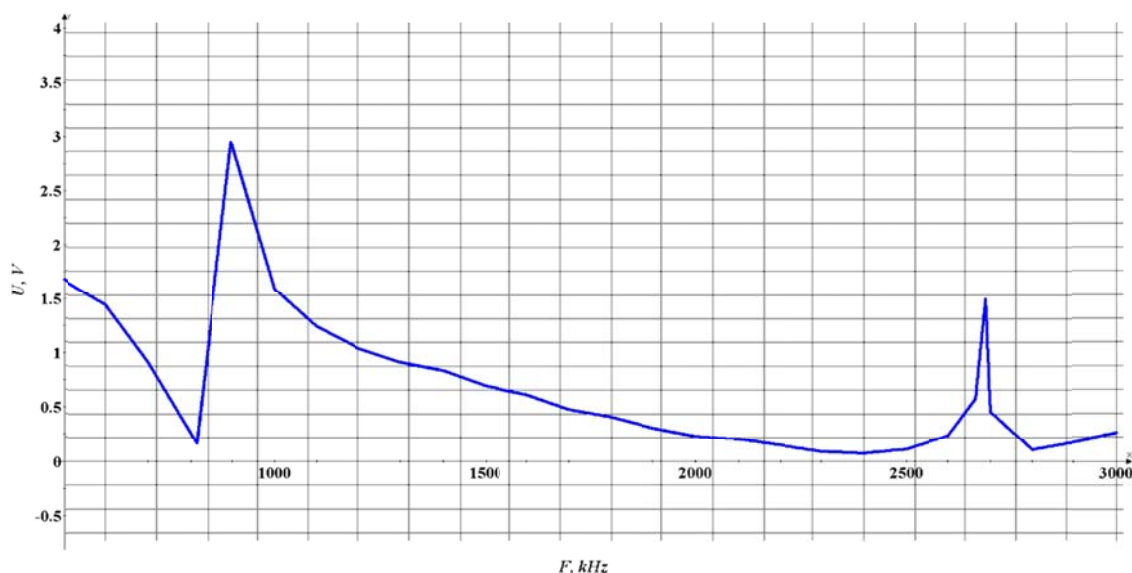


Рис. 5.16. Нормована АЧХ передавальної функції ПП для конструкції п'єзоперетворювач – полістирол – біологічний об'єкт

Таблиця 5.5 Експериментальні данні

U, V	F, kHz
1.68	500
1.45	600
0.92	700
0.166	814
2.95	898
1.6	1000
1.25	1100
1.05	1200
0.95	1300
0.84	1400
0.7	1500
0.62	1600
0.48	1700
0.41	1800
0.31	1900
0.23	2000
0.205	2100
0.15	2200
0.09	2300
0.074	2400
0.115	2500
0.24	2600
0.58	2666
1.5	2690
0.46	2700
0.11	2800
0.18	2900
0.26	3000

5.4 Аналіз експериментальних даних

Перед виконанням п. 1 методики, наведеної в підпункті 5.2, була виміряна напруга шумів на окремому опорі номіналом 3850 Ом, включеному на вході мікрвольтметра ВЗ-57. Оскільки смуга частот ВЗ-57 становить

[5 Гц...5 МГц], тобто в 10 разів більше, ніж $\Delta f = 0.5$ МГц, то напруга шуму повинна бути приблизно рівною $5.7 \text{ мкВ} \cdot 10 = 57 \text{ мкВ}$. З результатів, представлених в табл. 5.5, видно, що теоретичні і експериментальні значення практично збігаються.

Для аналізу отриманих АЧХ (рис. 5.16) використовувався метод, заснований на використанні еквівалентних електричних схем [38] (рис.5.17,а).

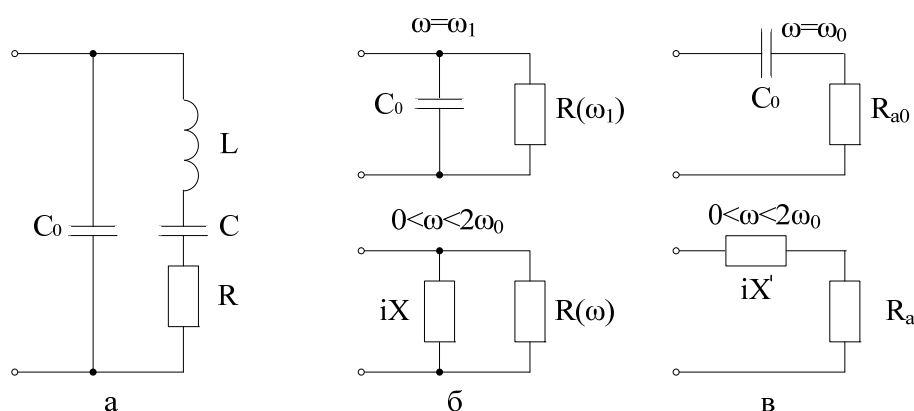


Рис. 5.17 - Еквівалентні схеми перетворювача

На еквівалентних схемах рис. 5.17 використовувалися наступні позначення:

$$C = \frac{\frac{8C_0k_t^2}{\pi^2}}{1 - \frac{8k_t^2}{\pi^2}} \approx \frac{8C_0k_t^2}{\pi^2} - \text{динамічна ємність; } C_0 - \text{статична ємність п'є-}$$

$$\text{зоелемента; } L = \frac{1}{C\omega_1^2} - \text{динамічна індуктивність; } R \approx \frac{\pi(k_1 + k_2)}{4k_t^2\omega_1C_0} - \text{динаміч-}$$

ний опір втрат на випромінювання; ω_1 – частота електричного резонансу;

$$\omega_0 = \frac{\pi\omega D}{10} - \text{частота механічного резонансу.}$$

Частоти ω_1 і ω_0 для випадку $R_a = 0$ пов'язані співвідношенням:

$$\frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi\omega_1}{2\omega_0}\right)}{\left(\frac{\pi\omega_1}{2\omega_0}\right)} = \frac{1}{k_t^2} \quad \text{або} \quad \frac{\omega_1}{\omega_0} \approx \sqrt{1 - \frac{8k_t^2}{\pi^2}}.$$

Наведена схема (рис. 5.17, а) є найбільш точною при $k_1 + k_2 \ll 1$, оскільки на частоті ω_1 вона являє собою паралельне з'єднання ємності C_0 і еквівалентного опору навантаження $R(\omega_1)$ (рис. 5.17, б), а на частоті ω_0 – послідовне з'єднання того ж конденсатора C_0 і опору $R_{a0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} \frac{4k_t^2}{\pi} \frac{1}{k_1 + k_2} \approx \frac{1}{\omega_0 C_0 R}$ (рис. 5.17, в), тобто, можливі схеми паралельного або послідовного з'єднання активного та реактивного опорів для всього частотного діапазону $0 < \omega < 2\omega_0$.

Послідовна схема особливо зручна для заміщення п'єзоелемента, у якого прийом УЗ хвиль відбувається на частоті механічного резонансу, як у випадку АТ.

Параметри послідовної схеми пов'язані зі значеннями U_1 , U_2 і φ співвідношеннями (5.23).

Переходячи від схеми (рис.5.17, а) до схеми (рис.5.17, в), вирази (5.23) приймуть вид:

$$R_a = \frac{R_{a0}}{1 + \left(Q_a \left(\frac{1}{x-x}\right)\right)^2},$$

$$X' = \frac{R_{a0} Q_a \left(\frac{1}{x-x}\right)}{1 + \left(Q_a \left(\frac{1}{x-x}\right)\right)^2} - \frac{1}{x\omega_0 C_0},$$
(5.24)

де $x = \frac{f}{f_0}$, $Q_a = \omega_0 C_0 R_{a0} = \frac{\pi}{2(k_1 + k_2)}$, $k_1 + k_2 = \frac{\pi}{2Q_a}$.

Розрахунки для експериментальних даних :

З аналізу співвідношень (5.24) випливає, що:

1) частота механічного резонансу f_0 визначається за положенням максимуму R_a і для проведених вимірювань становить 0,885 МГц;

$$2) X_{C_0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} = X'(f_0), \text{ отже}$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0 X'(f_0)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2690 \cdot 10^3 \cdot 100.57} \approx 0.588 \text{ нФ};$$

$$3) \frac{R_{a0}}{X_{C_0}} = \frac{8k_t^2}{\pi^2} Q_a, \text{ звідки } k_t^2 = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{Q_a} \frac{R_{a0}}{X_{C_0}};$$

$$4) R_a = \frac{R_{a0}}{2}, \text{ при } \left| Q_a \left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0} \right) \right| = 1, \text{ звідки для частот } f \approx f_0 \text{ справед-$$

ливе наступне: $Q_a \approx \frac{f_0}{2\Delta f}$, де $\Delta f = |f - f_0|$ (смуга по кривій $R_a(f)$

визначається за рівнем 0.5, оскільки $K_p \sim \sqrt{R_a}$).

$$R_{a0} = R_a(f_0) = 116.8 \text{ Ом};$$

$$\frac{R_{a0}}{X_{C_0}} = \frac{116.8}{100.57} = 92.75;$$

$$Q_a = \frac{0.885}{0.89 - 0.845} = 19.5;$$

$$k_1 + k_2 = \frac{\pi}{2Q_a} = \frac{3.14}{2 \cdot 92.75} = 0.017;$$

$$k_t^2 = \frac{3.14^2}{8} \frac{1.16}{92.75} = 0.0154;$$

$$k_t = 0.124.$$

5) позначивши $\bar{X} = \frac{X'}{X_{C_0}}$, і знайшовши похідну від \bar{X} по x на частоті

$$(x-1), \text{ отримаємо } Q_a = \frac{1 + \frac{d\bar{X}}{dx}}{2 \left(\frac{R_{a0}}{X_{C_0}} \right)}.$$

Довірчий інтервал для істинного значення визначається, виходячи з отриманого значення вимірюваного параметра і відомого значення похибки вимірювань [41,43]. При цьому значення вимірюваного параметра має перебувати в ньому з ймовірністю $P=0.95$. Значення нижньої Δ_H і верхньої Δ_B границь довірчого інтервалу для істинного значення вимірюваного параметра визначається за формулами:

$$\begin{aligned} \Delta_H &= U \left[\frac{1}{1 + \delta_B} - 1.96V \right], \\ \Delta_B &= U \left[\frac{1}{1 + \delta_H} + 1.96V \right], \end{aligned} \quad (5.25)$$

де U – значення вимірюваного параметра; δ_B , δ_H – відповідно верхня і нижня кордони невиключеної систематичної похибки, що приводить до збільшення (зменшення) результату; V – величина середньоквадратичної помилки вимірювань (випадкова складова похибки).

За результатами десяти вимірювань величина середньоквадратичної помилки становила $V = 7.1\%$, а границі довірчого інтервалу для резонансної частоти, згідно (5.25), $\Delta_H = 295.6$ мВ; $\Delta_B = 424.4$ мВ.

Невиключена систематична похибка

$$\delta = \delta_i,$$

де δ_i – сумарна відносна інструментальна складова похибки, яка визначається за формулою:

$$\delta_i^2 = 2\delta_v^2 + 2\delta_{\text{фзм}}^2, \quad (5.26)$$

де δ_v – похибка стрілочного приладу, що реєструє (вольтметра) (в технічному описі максимальна похибка для піддіапазонів 100 мВ і 300 мВ становить 4%); $\delta_{\text{фзм}}$ – похибка фазовимірювального пристрою відповідно до [29] – не більше $\pm 0.5\%$).

Відповідно до виразу (5.26) сумарна відносна інструментальна складова похибки для вольтметра ВЗ-57 і фазометра Ф2-34 склала 4,1%, що задовольняє вимогам керівних документів [39, 40] – δ_i в разі використання тонального сигналу не повинна перевищувати 8.9%.

Для визначення сумарної помилки вимірювань вважаємо, що систематична помилка розподілена за нормальним законом і її величина δ (включаючи інтервал $\delta_v - \delta_n$) визначається подвоєним значенням вимірювань V величини U .

Тоді сумарна помилка вимірювань знаходиться зі співвідношення [41,43]:

$$\Sigma = \sqrt{\delta^2 + V^2}.$$

За результатами десяти вимірювань сумарна помилка вимірювань, з урахуванням значення середньоквадратичної помилки $V = 7.9\%$, склала $\Sigma = 8.9\%$.

5.5 Висновки

Експериментальні дослідження макета акустотермометра показали наступне:

1. З розглянутих в дисертації різних способів фокусування впливає, що найбільше значення $\left(\frac{D}{2F}\right)$ виходить з двояковвігнутою лінзою.

2. У випадку лінзи з оргскла $\left(\frac{\pi D}{2F}\right)^2$ на 25% більше, ніж для лінзи з полістиролу. При цьому істотно, щоб лінза була безабераційною, тобто еліптичною.

3. Обґрунтовано доцільність застосування в акустотермометрії фокусованого ПП, що дозволило вимірювати внутрішню температуру біологічного об'єкта одночастотним одноканальним методом без апіорного знання частотно-залежних коефіцієнтів поглинання.

4. Отримано аналітичні співвідношення для оцінки ефективності сферичної і еліптичної акустичних лінз в конструкції фокусуєчого АТ, які показали, що плоско ввігнута еліптична (безабераційна) лінза ефективніше сферичної, оскільки дозволяє отримати точність вимірювання внутрішньої температури, яка перевищує порогову в 1.45 раз при більшому значенні відношення діаметра лінзи до її фокусної відстані.

5. В сукупності, отримані результати дали можливість розробити АТ, який дозволяє вимірювати внутрішню температуру біологічного об'єкта на глибині до 5 см з точністю 0.2°C з просторовою роздільною здатністю 1 мм в режимі реального масштабу часу.

РОЗДІЛ 6

РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЕКТУ

Вперше поняття «стартап» з'явилося в 1939 році в США. В цей час в Каліфорнії сконцентрувалися, практично, всі фірми, які працювали в сфері інформаційних технологій. Девід Паккард і Вільям Хьюлетт, який створювали свою невеличку справу, назвали її «стартап», що перекладається на російську мову, як «стартувати, запускати». В подальшому цей стартап переріс у велику корпорацію. Можна виділити наступні риси стартап-проекту[44]: - новизна проекту, як правило, полягає в застосуванні інноваційних технологій, інноваційних бізнес-моделей або нових способів по задоволенню потреб споживачів; - створений товар або послуга повинна мати великий попит в даний час або в короткостроковій перспективі; - творці стартап компанії повинні володіти проактивним способом мислення, мати здібності до навчання в ході діяльності, для того, щоб збирати відгуки споживачів і, виходячи з них, вести процес з розробки продукції; - підприємство має високу продуктивність, і інвестиції багаторазово повертаються за відносно короткий час (зазвичай від 3 до 5 років). Джейсон Фрайд і Девід Хайнемайер Хенссон [45] вважають, що головною причиною, по якій стартапи повсюдно реалізуються і в подальшому успішно існують і розвиваються, є повільність і неповороткість великих компаній, що успішно використовують уже наявні продукти, замість того, щоб створювати і розробляти нові. Тобто головною перевагою стартапів вважається мобільність при втіленні нових ідей, що дозволяє скласти конкуренцію великим компаніям. Узагальнено етапи розроблення стартап-проекту можна подати таким чином [46].

6.1 Опис ідеї стартап-проекту

У даному підрозділі буде проведено аналіз змісту ідеї, напрямки для застосування пристрою та всі можливі переваги, які отримує користувач. Результати аналізу подані у табл.6.1

Таблиця 6.1 Опи ідеї стартап проекту

<i>Зміст ідеї</i>	<i>Напрямки застосування</i>	<i>Вигоди для користувача</i>
Неінвазивна пасивна акустична система для вимірювання температури з точністю до 0,2°C	1. Вимірювання критичних параметрів головного мозку людини	Надається можливість дослідження головного мозку, з подальшою можливістю діагностики та контролю стану та роботи
	2. Вимірювання температури потоку крові	Під час кардіо-операцій можливість контролю температури крові від якої залежить стан пацієнта
	3. Вимірювання глибинної температури тіла, та внутрішніх органів	Можливість швидкої діагностики місць запалення

Дана система не має аналогів, замінників та пристроїв з подібними властивостями.

6.2 Технологічний аудит ідеї проекту

У даному підрозділі проведено аудит технологій, за допомогою яких можна реалізувати ідею проекту, та обрано одну по якій буде далі реалізовано проект.

Таблиця 6.2

<i>№ n/n</i>	<i>Ідея проекту</i>	<i>Технології її реалізації</i>	<i>Наявність технологій</i>	<i>Доступність технологій</i>
1	Виготовлення аку- стотермометра	Замовлення виготовлен- ня окремих частин в різ- них виробників та пос- тачальників	Наявна	Доступно
2		Використання спеціаль- них станків	Необхідно розробити	Не доступно
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: 1				

6.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Щоб спланувати напрям розвитку стартап-проекту необхідно визначити ринкові можливості, які можна використати під час ринкового впровадження проекту, та загроз на ринку, які можуть перешкодити реалізації проекту. Потім відбувається планування вже з урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів. Спочатку проведемо аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку

Таблиця 6.3 Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Показники стану ринку (найменування)</i>	<i>Характеристика</i>
1	Кількість головних гравців, од	0
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	0
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Вузьконаправлена необхід- ність

5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Стерильність та можливість застосування в медицині
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	100%

Надалі визначимо потенційних клієнтів, їх характеристики, та сформуємо орієнтовний перелік вимог до товару

Таблиця 6.4 Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
1	Вимірювання глибинної температури тіла	Лікарні, вчені-дослідники, суд.мед.експерти	Немає	<ul style="list-style-type: none"> - Сертифікація, стерильність та можливість використання в медицині - Постачальник-платник податку
2	Неінвазивність системи	Лікарні, вчені-дослідники, суд.мед.експерти	Немає	<ul style="list-style-type: none"> - Сертифікація, стерильність та можливість використання в медицині - Постачальник-платник податку

Після визначення потенційних клієнтів стартап-проекту проаналізуємо ринкове середовище, шляхом створення таблиць, в яких показано мо-

жливості що сприяють росту стартап-проекту, та наведено фактори що чинять загрозу для стартап-проекту.

Таблиця 6.5 Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Поява аналогу	Спад попиту	Покращення продукції
2	Відсутність фінансування, економічна криза	Спад попиту	Зменшення собівартості та кінечної вартості товару

Таблиця 6.5 Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Збільшення попиту	Збільшення товарообігу	Розширення компанії

Оскільки немає конкуренції даному продуктуто проводити аналіз конкурентному ринку не має потреби.

Таблиця 6.6 SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: неінвазивність, пасивність, вимірювання в реальному часі, точність до 0,2°C	Слабкі сторони: значний розмір пристрою
Можливості: монополія ринку	Загрози: поява аналогу

Визначені альтернативи аналізуються з точки зору строків та ймовірності отримання ресурсів

Таблиця 6.7 Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1	Виготовлення якісного продукту	100%	Як можна швидше

6.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Розроблення ринкової стратегії першим кроком передбачає визначення стратегії охоплення ринку: опис цільових груп потенційних споживачів.

Таблиця 6.8 Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Вчені, дослідники	100%	5%	0	Просто
2	Лікарні	100%	30%	20%	Просто
3	Судмедексперти	100%	20%	60%	Просто
Які цільові групи обрано: 2					

Розроблення ринкової стратегії передбачає визначення стратегії охоплення ринку. Спочатку необхідно сформулювати базову стратегію конкурентної поведінки

Таблиця 6.9 Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки
1	Так	Так	Ні	Стратегія лідера

6.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Першим кроком є формування маркетингової концепції товару, який отримає споживач. Для цього у табл. 6.10 потрібно підсумувати результати попереднього аналізу конкурентоспроможності товару

Таблиця 6.10 Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	<i>Потреба</i>	<i>Вигода, яку пропонує товар</i>	<i>Ключові переваги перед конкурентами</i>
1	Швидке вимірювання температури	Вимірювання температури в реальному часі	Аналогів немає
2	Вимірювання температури в глибині тіла	Глибина вимірювання до 10 см	Аналогів немає
3	Вимірювання без фізичного втручання	Дана система є неінвазивною та пасивною	Аналогів немає

Наступним кроком є визначення оптимальної системи збуту, в межах якого приймається рішення (табл. 6.11):

- проводити збут власними силами або залучати сторонніх посередників (власна або залучена система збуту);

- вибір та обґрунтування оптимальної глибини каналу збуту;
- вибір та обґрунтування виду посередників.

Таблиця 6.11 Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товар	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Задоволення потреб та отримання вигоди	Збут товару та задоволення запитуваних потреб клієнтів у сервісному обслуговуванні	Глибока	Власна
2		Реклама та стимулювання, задоволення потреб клієнтів у сервісному обслуговуванні	Глибока	Заручена

6.6 Висновки

Узагальнюючи проведений аналіз зазначимо що:

1. Проект має можливість ринкової комерціалізації завдяки наявному попиту, динаміці ринку, рентабельності роботи на ринку.
2. Проект має перспективи впровадження з огляду на потенційні групи клієнтів, бар'єри входження, та відсутності конкуренції.
3. Проект має достатньо сильних сторін та можливостей щоб вийти на ринок збуту.
4. Подальша розробка та імплементація проекту є доцільними з огляду на ринок.

ВИСНОВКИ

В ході виконання даної роботи був проведений ряд аналізів та розрахунків, за допомогою якої було зроблено висновок, що даний пристрій а саме неінвазивна пасивна акустична система нового покоління для вимірювання критичних параметрів головного мозку людини (акустотермометр) має повне право на розробку та існування, в зв'язку з необхідністю проведення досліджень, та вивчення як окремих частин, мозку так і всього людського тіла в цілому. За допомогою розробленого макету була отримана можливість вимірювання внутрішньої температури біологічного об'єкта на глибині до 5см з точністю $0,2^{\circ}\text{C}$ з просторовою роздільною здатністю 1 мм в режимі реального масштабу часу. Акустотермометр може стати незамінним в медицині, а саме при кардіоопераціях. Він є необхідним для науковців з специфічним направленням, для лікарень, відділень, операційних і т.д.

Даний пристрій повинен з легкістю зайти на ринок оскільки він не має аналогів та конкурентів.

Створення робочого макету надало можливість подальшого розвитку в даному напрямленні, покращення характеристик пристрою, можливість запуску в серійне виробництво а саме головне, можливість дослідження біологічних об'єктів та відкриває нові можливості в медицині та дослідженнях функціонування та реакцій в людському організмі.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Godlk E.E., Gulyaev Y.V. Functional imaging of the human body // IEEE Engineering in medicine and biology. 1991. V.10. N 4. P.21-29.
2. Бабий В.И. Перенос акустической энергии в поглощающей и излучающей среде // Морские гидрофизические исследования. 1974. Т.65. N 2. С.189-192.
3. Bowen T. Acoustic passive remote temperature sensing // Acoustic imaging. 1982. P.549-561.
4. Гуляев Ю.В., Годик Э.Э., Дементиенко В.В., Пасечник В.И., Рубцов А.А. О возможностях акустической термографии биологических объектов // Доклады АН СССР. 1985. Т.183. N 6. С.1495-1499.
5. Миргородский В.И., Пасечник В.И., Пешин С.В., Рубцов А.А., Годик Э.Э., Гуляев Ю.В. Зондирование внутренней температуры объектов по их тепловому акустическому излучению // Доклады АН СССР. 1987. Т.297. N 6. С.1370-1372.
6. Пасечник В.И. Оценка чувствительности метода акустотермографии // Акуст. журн. 1990. Т.36. N 4. С.718-724.
7. Пасечник В.И. Акустотермография биообъектов: влияние рассеяния ультразвука и динамики температурных полей // Акуст. журн. 1990. Т.36. N 5. С.920-926.
8. Пасечник В.И. Акустическая термография биологических объектов // Радиотехника. 1991. N 8. С.77-80.
9. Пасечник В.И. Оценка пороговой чувствительности акустотермометров // Акуст. журн. 1993. Т.39. N 1. С.140-143.
10. Аносов А.А., Пасечник В.И. Сравнение чувствительности акустотермометров различных типов // Акуст. журн. 1993. Т.39. N 2. С.207-212.

11. Ерофеев А.В., Пасечник В.И. Калибровка пьезопреобразователей с помощью теплового акустического излучения// Акуст. журн. 1995. Т.41, №4. С.642 – 643.
12. Passechnik V.I., Anosov A.A., Bograchev K.M. Passive thermoacoustic tomography-A new kind of acoustic imaging for material testing and medicine//Acustica united with Acta acustica. 1999. V.85. №1. P.283.
13. Дидковский В.С., Найда С.А. Расчетные соотношения метода акустотермометрии биологических тканей. Киев, 1997. 11 с.// Деп. в ГНТБ Украины 21.04.97 №314-Ук97
14. И.Смарышев М.Д. Направленность гидроакустических антенн. Л.: Судостроение. 1973. 278 с.
15. Справочник по гидроакустике / А.П. Евтютов, А.Е. Колесников, А.П. Ляликов и др. Л.: Судостроение. 1982. 344 с.
16. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. 4.1. М.: Наука, 1976. 494 с.
17. Ростов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Ч.1. .М.: Наука, 1976.- 494 с.
18. Домаркас В.И., Кажис Р-И.Ю. Контрольно измерительные пьезоэлектрические преобразователи. Вильнюс: Минтис, 1975. С.255.
19. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике/ Перевод с немецкого. М.: Мир, 1991. С.445.
20. Ezrow D.N. Measurement of the thermal – noise spectrum of water// Journ. Acoustic Soc. of America. V.34, №5, 1962. P.550 – 554.
21. Пасечник В.И. Исследование теплового акустического излучения в рамках модели гидродинамических флуктуаций // Акуст. журн. 1994. Т.40, №4. С.542 – 547.
22. Смарышев М.Д. Направленность гидроакустических антенн. Л.: Судостроение, 1973. 280с.

23. Найда С. А. Пьезоприемники теплового акустического излучения для зондирования внутренней температуры объектов // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. –2003. №1. -С. 25-29.
24. Дидковский В.С., Найда С.А. Нулевой модуляционный метод измерения теплового акустического излучения биологических объектов // Электроника и связь. -2000. -№8. -т.2.-с.253-256.
25. Найда С.А. Акустометрия жидких объектов с помощью пьезоприемников мегагерцового диапазона//Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2002, №3. с.41-48.
26. Миргородский В.И., Пасечник В.И., Пешин С.В., Рубцов А.А., Годик Э.Э., Гуляев Ю.В. Зондирование внутренней температуры объектов по их тепловому акустическому излучению // Доклады АН СССР. 1987. т.297. №6. с.1370-1372.
27. Аносов А.А., Бограчев К.М., Пасечник В.И. Измерение теплового акустического излучения из кисти руки человека // Акуст. журн. – 1998. –т.44, №3. с.299–306.
28. Аносов А.А., Бограчев К.М., Пасечник В.И. Пассивная термоакустическая томография кисти руки человека // Акуст. журн. –1998. – т.44, №6. с.725–730.
29. Аносов А.А., Бограчев К.М., Пасечник В.И. Акустическая термография биологических объектов// Радиотехника. - 1991, №8. с.77-80.
30. Пасечник В.И. Оценка пороговой чувствительности акустотермометров // Акуст. журн. 1993. т. 39. № 1. с.140-143.
31. Пасечник В.И. Акустическая термография биологических объектов //Радиотехника. 1991. №8. с.77-80.
32. Дідковський В.С., Найда С. А., Дрозденко А.И., Дрозденко Е. С. Экспериментальные исследования особенностей неинвазивной пассивной акустотермометрии биологического объекта // УДК 534.08// DOI:10/15587/1729-4061/2020/192594

33. Жорина Л.В. Методы неинвазивного измерения внутренней температуры тела// Вестник ТГУ.-2017, т. 22. №2
34. Найда С.А., Ляшко Д.А. Особенности применения акустических фокусирующих линз в пассивной акустотермометрии биологических объектов.// ElectronComm 2015, Vol. 20, №2(85)
35. Аносов А.А., Балашов И.С., Ерофеев А.В., Жданкина Ю.С., Шаракшанэ А.А, Мансфельд А.Д. Измерения глубинной температуры тела человека методом пассивной акустической термометрии
36. Домаркас В.Й., Пилецкас Э.Л. Ультразвуковая эхоскопия. Л.: Машиностроение, 1988. с. 55-69.
37. Машины, приборы и другие изделия. Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических факторов внешней среды: ГОСТ 15150-69. – М.: Стандартинформ, 2006. – 58 с.
38. Дідковський В.С., Найда С.А. П'єзоелектричні перетворювачі медичних ультразвукових сканерів: Навч. посібник. -К.: НМЦВО, 2000. - 178с.
39. Преобразователи, антенны гидроакустические. Методики измерения параметров на испытательных базах предприятия: РД 5.0542–86. – К.: Минсудпром СССР, 1990. – 132 с.
40. Преобразователи, антенны гидроакустические. Методики измерения параметров в измерительных бассейнах предприятия: РД 5.8361–86. – К.: Минсудпром СССР, 1990. – 112 с.
41. Зайдель А.Н. Ошибки измерений физических величин / А.Н. Зайдель. – Л.: Наука, 1974. – 108 с.
42. Колесников А.Е. Акустические измерения / А.Е. Колесников. – Л.: Судостроение, 1983. – 256 с.
43. Рего Г.К. Метрологическая обработка результатов технических измерений / Г.К. Рего. – К.: Техніка, 1987. – 126 с.

44. Что такое стартап-компания : Електронні текстові дані від EAS Enterprise Estonia URL: <http://www.eas.ee/ru> (дата звернення 12.11.2019).
45. Хайнемайер Хенссон Дэвид, Фрайд Джейсон Rework. Бизнес без предрассудков : авторська книга. Москва : Либерия, 2013. 208 с.
46. Розроблення стартап-проекту : методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій URL: http://kafpe.kpi.ua/wpcontent/uploads/2015/04/roz_startap_proektiv_met_vk.pdf.