

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Навчально-науковий інститут «Українська інженерно-педагогічна
академія» Харківського національного університету імені В. Н. Каразіна

Кафедра _____ АМтаЕТ _____

До захисту допущено
Завідувач кафедри

(підпис)

_____ д.т.н., професор Канюк Г.І. _____
 (науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

« ____ » _____ 20 ____ р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

рівень вищої освіти _____ магістр _____

спеціальність 174 Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та
 робототехніка

освітньо-професійна програма _____

тема «Дослідження та удосконалення сенсора на поверхньо-акустичних
 хвилях автоматичного випробувального стенду»

Виконав (ла)

студент (ка) групи ДЕА-23мг _____
 (шифр групи)

_____ **ПАВЛОВ Данило Володимирович**
 (ім'я, прізвище)

Керівник роботи

_____ к.т.н., Мезеря А.Ю.
 (науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

Рецензент роботи

_____ к.т.н., Буданов П.Ф.
 (науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

Консультант

_____ (назва розділу)

_____ (науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

_____ (підпис)

Засвідчую, що у цій роботі
 немає цитат та вилучень з
 праць інших авторів без відповідних
 посилань

студент(ка) _____

(підпис)

Кафедра АМтаЕТ
Спеціальність 174
Освітньо-професійна програма магістр

(підпис)

д.т.н., професор Канюк Г.І. _____
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)

« » 20 p.

ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
рівня вищої освіти

студенту (ці) ПАВЛОВ Данило Володимирович
(ім'я, прізвище)

1. Тема _____ Дослідження та удосконалення сенсора на поверхньо-акустичних хвилях автоматичного випробувального стенду

затверджена наказом по академії № 4801-5/3704 від «21» 11 2024р.

2. Термін здачі закінченої роботи « 28 » 11 2024 р.

3. Вихідні дані до роботи _____ Існуючі схеми автоматичного керування випробувального стенду та їх конструкції, методи керування випробувального стенду водопідготовчою установкою, математичні моделі сенсора на поверхньо-акустичних хвилях

4. Зміст роботи (перелік питань, які належить розробити):

— Аналіз сучасних випробувального стенду, аналіз недоліків та переваг існуючих сенсорів на поверхньо-акустичних хвилях. Дослідження режимів роботи сенсора на поверхньо-акустичних хвилях, дослідження перспективних напрямків розвитку, висновки

5.Перелік графічного матеріалу (презентаційний матеріал):

Актуальність теми, існуючі сенсори на поверхньо-акустичних хвилях, недоліки та переваги існуючих сенсори на поверхньо-акустичних хвилях, порівняльний аналіз систем керування випробувального стенду, висновки.

6. Консультант:

Розділ	Консультант	Підпис, дата		Оцінка (бали)
		Завдання видав	Завдання прийняв	

7. Дата видачі завдання « 14 » 09 2024 р.

Керівник


 (підпис)

Мезеря А.Ю.

(ім'я, прізвище)

Завдання прийняв до виконання


 (підпис)

Павлов Д.В.

(ім'я, прізвище)

**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН-ГРАФІК
виконання кваліфікаційної роботи
(дипломної роботи)**

№ з/п	Назва етапів роботи та питань, які мають бути розроблені відповідно до завдання	Термін виконання	Позначки керівника про виконання завдань
1	Аналіз існуючих систем керування	14.10-28.10	виконано
2	Аналіз характеристик систем керування в різних режимах роботи	28.10-05.11	виконано
3	Порівняльний аналіз	05.11-14.11	виконано
4	Експериментальні дослідження	14.11-28.11	виконано
5	Висновки	28.11	виконано

Студент (ка)


 (підпис)

Павлов Д.В.

(ім'я, прізвище)

Нормоконтроль


 (підпис)

Ключка Є.П.

(ім'я, прізвище)

Зміст

Вступ.....	6
Розділ 1. Аналіз систем проектування сенсорів	8
1.1. Особливості проектування пристроїв на поверхневих акустичних хвилях .	8
1.2. Принцип роботи сенсорів	10
1.3. Етапи процесу проектування фільтрів на поверхно-акустичних хвилях....	13
Розділ 2. Аналіз основних конструкцій перетворювачів	20
2.1. Основні конструктивні елементи	20
2.2. Аналіз конструктивних елементів.....	23
Розділ 3. Математичні моделі тонкоплівкового акустичного хвилеводу ...	29
3.1. Модель ідеального акустичного хвилеводу	29
3.2. Облік масово-електричного навантаження	32
3.3. Оцінка можливих спотворень фільтрів АЧХ	35
3.4. Моделі слабких п'єзоелектриків.....	42
Розділ 4. Синтез фільтру на поверхно-акустичних хвилях	44
4.1. Розрахунок топології	44
4.2. Розрахунок фільтру на поверхно-акустичних хвилях	47
4.3. Опис конструкції.....	51
Розділ 5. Результати експериментальних досліджень.....	53
5.1. Дослідження акустичних хвилеводів.....	53
5.2. Отримання оптимальних результатів	55
Розділ 6. Ресурсоефективність та ресурсозбереження.....	59
6.1. Аналіз технічних і конкурентних рішень.....	59
6.2. Планування комплексу робіт із створення проекту	62
6.3. Визначення трудомісткості робіт.....	65
6.4. Бюджет наукового дослідження.....	67

6.4.1. Розрахунок основної заробітної плати	67
6.4.2. Відрахування до позабюджетних фондів	71
6.4.3. Витрати електроенергії	71
6.4.4. Накладні витрати	72
6.5. Оцінка порівняльної ефективності дослідження	72
6.6. Висновок за розділом	75
Висновки	77
Література	78

Вступ

На сьогоднішній день акустoeлектроніка є одним з напрямків функціональної електроніки, що активно розвиваються. Серед акустoeлектронних пристроїв широко розповсюджені сенсори на поверхньо-акустичних хвилях. (ПАР). Широке застосування та масову потребу в таких сенсорах сприяли такі їх переваги:

- висока експлуатаційна надійність,
- досить малі маса та габарити,
- мале енергоспоживання,
- можливість виконання різних операцій щодо обробки сигналів,
- реалізація бажаних характеристик технологічних процесів з високою точністю.

В пристроях на ПАР носієм інформації є хвилі. Енергія пружних коливань зосереджена в тонкому шарі твердого тіла (приповерхній шар). В якості середовища, в якому поширюється хвилі, використовуються штучні п'єзoeлектричні монокристали. Це матеріали, на поверхні яких розміщені металеві електроди. П'єзoeлектрична підкладка є важливим компонентом, оскільки вона здатна перетворювати електричні сигнали на механічні (акустичні хвилі) і навпаки.

Коли електричний сигнал прикладається до п'єзoeлектричного матеріалу через електроди, він викликає механічну деформацію матеріалу, що призводить до виникнення акустичних хвиль.

Для ефективної роботи таких пристроїв використовуються спеціальні структури (наприклад, металеві лінії), які змінюють напрямок поширення акустичних хвиль або концентрують їх у певній точці, що дозволяє реалізувати різні функції, як-от фокусування або перенаправлення хвиль.

Вхідні та вихідні перетворювачі ПАР (п'єзоакустичні резонатори) використовуються для генерування та прийому акустичних хвиль. Вони можуть мати різну кількість електродів, залежно від застосування. У простих випадках може бути один або кілька електродів, а в складніших - кілька тисяч, що дозволяє детальніше керувати акустичними хвилями, наприклад, у масивних або інтегрованих системах.

Такий принцип роботи застосовується в різних технологіях, зокрема в мікрохвильовій техніці, системах зв'язку, сенсорах і датчиках, а також в ультразвукових приладах.

Актуальність теми: Створення нової радіoeлектронної апаратури (РЕА) та вирішення завдань щодо модернізації існуючих систем управління та зв'язку неможливе без одночасного розвитку технології виробництва електронної компонентної бази, у тому числі частотно-виборчих пристроїв на поверхневих

акустичних хвилях (ПАР). В даний час зниження масогабаритних характеристик РЕА забезпечується в основному за рахунок підвищення ступеня інтеграції міжкомпонентних з'єднань на друкованій платі, а також зменшення розмірів і підвищення ступеня інтеграції елементної бази. Одним із можливих шляхів зменшення масогабаритних характеристик пристроїв на ПАР є використання акустичних хвилеводів.

Потенційними споживачами виступають такі галузі як телекомунікації, інформаційні технології, системи керування на виробництві, і область застосування у вимірювальних приладах.

Об'єктом дослідження є процеси проектування сенсорів на поверхньо-акустичних хвилях.

Мета роботи полягає в удосконаленні методів проектування сенсорів на поверхньо-акустичних хвилях та покращення показників якості керування систем, в яких вони застосовуються.

Ступінь застосування – ведуться дослідження над експериментальною установкою.

Області застосування є виробництво сенсорів на поверхньо-акустичних хвилях в енергетиці та системах автоматичного керування

Економічна ефективність/значимість роботи у підвищенні якості сенсорів на поверхньо-акустичних хвилях шляхом запровадження безпосереднього їх автоматизованого проектування Розробка дозволяє підвищити показники якості сенсорів та знизити витрати матеріалу під час виробництва.

Розділ 1. Аналіз систем проектування сенсорів

1.1. Особливості проектування пристроїв на поверхневих акустичних хвилях

Глобальний інтерес до поверхневих акустичних хвилеводів виник у середині 80-х років на піку розвитку аналогового та аналого-цифрового телебачення. Так було в 1985-1991г. у СРСР сукупний випуск телевізійних фільтрів на поверхневих акустичних хвилях (ПАР) перевищував 10 млн. шт. на рік. З метою зменшення матеріаломісткості, а, отже, і ціни виробів у ВАТ «Фонон» (головному підприємстві з п'єзотехніки) були проведені дослідження, спрямовані на суттєве зменшення габаритних розмірів п'єзоелементів фільтрів, які показали принципову можливість реалізації надмініатюрних фільтрів на ПАР на основі акустичних хвиль [1]. На початку 1990-х років були серійно освоєні телевізійні фільтри стандартів D/K, B/G і M, які мають апертурою перетворювачів (довжина перекриття електродів) від 3,5 до 10 довжин хвиль [2, 3], тобто. було досягнуто більш як п'ятиразове зменшення габаритних розмірів фільтрів. Отримані результати мали інноваційний характер, оскільки вважалося, що значне зменшення апертури зустрічно-штирьового перетворювача (ВШП) призводить до суттєвих дифракційних спотворень. Дослідження малоапертурних фільтрів на ПАР показали, що ці спотворення можуть бути зменшені до рівня звичайних електричних характеристик, оскільки їх частотна вибірковість може бути покращена на 5-10 дБ за рахунок чистішого спектра випромінювання та прийому хвилеводних мод [4]. До кінця 90-х років телевізійний напрямок в акустоелектроніці практично було згорнуто, що було обумовлено захопленням ринку збуту зарубіжними виробниками телевізійних приймачів та переходом на цифрове телевізійне мовлення.

Еволюційний прорив у галузі розробки пристроїв на ПАР, пов'язаний з появою теорії пов'язаних мод [5, 6, 7], забезпечив можливість розробки резонаторних фільтрів з малими втратами [8, 9], придатних для роботи у вхідних ланцюгах РЕА різного функціонального призначення [10, 11]. У сучасних моделях

таких фільтрів (модель еквівалентних схем, Р-матричний метод, що ґрунтується на теорії пов'язаних мод) враховуються вплив масового навантаження, ефекту електричного закорочування поля, дифракції, вплив навантажувальних імпедансів, паразитних елементів конструкції тощо. Однак, хвилеводний ефект у даних моделях (за винятком надвузькосмугових фільтрів на основі поперечно-пов'язаних резонаторів) не враховується. При цьому в ряді випадків розробники ПАР-пристроїв при проведенні експериментальних досліджень фіксують значні спотворення амплітудно-частотної характеристики (АЧХ). Аналіз таких конструкцій показує, дані спотворення виникають тоді, коли апертура перетворювачів вбирається у 15 довжин хвиль. Цей факт підтверджує необхідність розробки нової фізичної моделі, що враховує ефект хвилеводного поширення акустичної хвилі в електродних структурах малої апертури, оскільки саме дисперсійні характеристики акустичних хвилеводів суттєво впливають на форму АЧХ у смузі пропускання та ближній області смуги загородження пристрою. Тобто модель має забезпечити аналіз таких спотворень, які може вносити акустичний хвилевід:

- амплітудні спотворення, зумовлені ослабленнями у хвилеводі;
- фазові спотворення, пов'язані з дисперсією швидкості ПАР;
- амплітудно-фазові спотворення, спричинені інтерференцією вторинних мод хвилеводу.

Вирішення цього завдання є дуже важливим, оскільки безпосередньо пов'язане з можливістю зменшення масогабаритних показників п'єзопідкладки і, відповідно, матеріаломісткості та вартості акустoeлектронного пристрою в цілому, наприклад, при великосерійному виробництві фільтрів та радіочастотних міток на ПАР [12, 13]. Більш того, хвилеводний характер поширення ПАР суттєво знижує рівень паразитних ефектів у ПАР-пристроях, пов'язаних з дифракційним розходженням хвильових пучків у п'єзопідкладці, оскільки після згасання хвиль безперервного спектра випромінювання [14] всередині робочої області хвилеводу, поперечний розподіл амплітуди пучка ПАВ визначається і мод. І., нарешті,

зменшення апертури хвильоводних перетворювачів призводить до зниження небажаних втрат омичних в електродах ВШП.

1.2. Принцип роботи сенсорів

Зовнішній вигляд сенсору на поверхньо-акустичних хвилях з одним зустрічно-штирьовим перетворювачем (ВШП) показано на рис. 1.1. Відбивні структури (ОС) ПАР складаються з металевих решіток короткозамкнених або розімкнених електродів, або ж з системи витравлених канавок на підкладці. Змогу створювати різноманітні пристрої для обробки сигналів дає доступність акустичних хвиль на всьому шляху від вхідного до вихідного перетворювача, здатність хвиль відбиватися від неоднорідностей поверхні та взаємодіяти з електричними і акустичними полями.



Рисунок 1.1. Пристрій на ПАХ

Показники якості сенсорів на ПАХ залежать від властивостей матеріалу підкладки та її топології, тобто від типу, кількості, розташування та геометричних розмірів перетворювачів і відбивачів ПАХ.

Топологія сенсору визначається не лише операцією обробки сигналу, а й необхідними технічними характеристиками. Кількість різних варіантів топологій сучасних пристроїв на ПАХ налічує сотні.

Сенсори на ПАХ знайшли широке застосування в різних радіоелектронних системах, зокрема в радарних системах (РЛС), системах радіомовлення та автоматизації. Такі сенсори виконують лінійну обробку сигналів, а саме

генерують вихідний сигнал, який має лінійний зв'язок з вхідним, згідно з заданим співвідношенням. Такі системи можна назвати лінійними фільтрами. Прикладами таким систем смугові фільтри та фільтри для кореляційної обробки надскладних сигналів в системах керування.

Сенсор поверхневих акустичних хвилях (ПАР) (рис. 1.2) є твердотільний функціональний пристрій. Він являє собою підкладку зі штучного п'єзоелектрика 1. На поверхню п'єзоелектрика наносяться системи струмопровідних елементів як правило методом фотолітографії.

Приклад такої системи – випромінюючий перетворювач ПАР 2. Він підключається до зовнішнього джерела сигналу (вхідний сигнал), інша – приймальний перетворювач ПАР 3 – до зовнішнього навантаження.

На сенсор оказує вплив високочастотна електрична напруга (джерело сигналу). Під цією дією в зазорах між суміжними електродами перетворювача виникає електричне поле змінного характеру, яке завдяки п'єзоефекту штучного кристалу підкладки породжує механічні коливання на поверхневому шарі. У напрямках, перпендикулярних електродам у вигляді акустичних поверхневих хвиль, ці коливання поширюються у тонкому приповерхневому шарі підкладки.

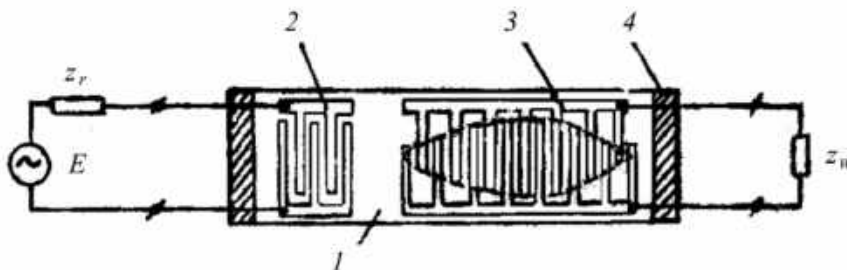


Рисунок 1.2. Схема фільтра на поверхневих акустичних хвилях

Між суміжними електродами приймального перетворювача внаслідок зворотного п'єзоефекту механічні коливання ПАР викликають появу електричної напруги, яка стає вихідним сигналом. Для запобігання небажаним відбиттям акустичних хвиль від торців підкладки, а також для ослаблення інших типів акустичних хвиль, які можуть бути збуджені випромінюючим перетворювачем ПАР, всі неробочі грані та торці покриваються спеціальним звукопоглинаючим матеріалом 4.

Для зменшення втрат сигналу в фільтрі часто використовують спеціальні узгоджувальні ланцюги, які підключаються між джерелом сигналу та випромінюючим перетворювачем, а також між приймальним перетворювачем і навантаженням. (на рис. 1.2 ланцюги не зображено).

Як правило, для розміщення підкладки з перетворювачами та узгоджувальними ланцюгами в загальний корпус використовують один з уніфікованих корпусів мікросхем. Характеристики фільтра на ПАР визначаються процесами частотно-вибіркової обробки сигналу, коли електричний сигнал перетворюється на акустичні хвилі і навпаки. Ці характеристики залежать від топології перетворювачів ПАР, таких як кількість, геометричні розміри та взаємне розташування електродів у перетворювачі, протяжність зон перекриття суміжних електродів (довжина зазорів) і послідовність приєднання електродів до загальних шин. Вибір конкретної топології дозволяє створювати фільтри з різними характеристиками.

У порівнянні з іншими типами фільтрів, такими як електричні LC- або RC-типу, фільтри на ПАР мають кілька переваг. Серед них можливість реалізації різних складних форм АЧХ і ФЧХ з високою точністю для досягнення заданих параметрів; технологічність виготовлення та можливість застосування стандартних технологічних процесів мікроелектроніки; висока стабільність параметрів під час експлуатації та надійність роботи, що пояснюються тим, що фільтр на ПАР є монолітним твердотільним пристроєм; хороша сумісність з блоками мікроелектронної апаратури; компактні розміри та невелика вага.

Недоліками фільтрів на ПАР є їх висока вартість через використання монокристалічної п'єзопідложки для їх побудови та підвищений рівень втрат через двонаправлене випромінювання та прийом ПАР у перетворювачах, що призводить до менше ніж однієї чверті потужності, яка передається джерелу сигналу.

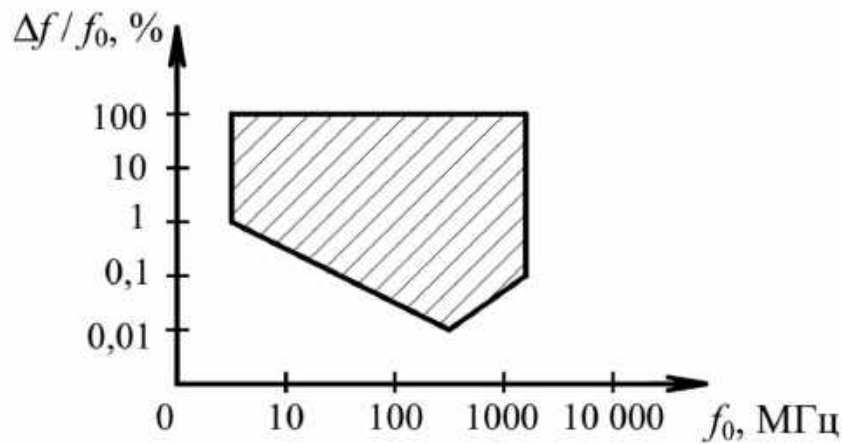


Рисунок. 3. Діапазон можливих параметрів фільтрів на ПАР

Ефективний набір переваг фільтрів на ПАР в значній мірі компенсує їх недоліки, що робить їх практично неперевершеними у широкому спектрі частот на сьогоднішній день. На рисунку 1.3 показано діапазон можливих параметрів фільтрів на ПАР.

1.3. Етапи процесу проектування фільтрів на поверхню-акустичних хвилях

Основні етапи процесу проектування фільтрів ПАР можна показати як схеми, представленої на рис. 1.4.

Перший етап містить складання вимог на фільтр ПАР, які найчастіше задаються у частотній ділянці. Тому до першого етапу включаються вимоги до параметрів АЧХ (відхилення від заданої форми у смузі частот $f_n < f < f_v$ та інших.).

На першому етапі, крім параметрів АЧХ і ФЧХ, зазвичай задаються інші необхідні параметри, такі як опори генератора R_r і навантаження R_n , між якими працюватимуть фільтри, рівень сигналу $i_{вх}$, інтервал робочих температур, габарити, маса, вартість і т.п. (У нашому випадку не задаються).

На другому етапі проводиться вибір матеріалу звукопроводу, оскільки останнім визначаються основні параметри фільтра: середня частота, загасання, що вноситься, загасання в смузі загородження, рівень помилкових сигналів, температурна і тимчасова стабільність, вартість і т.п. Вимоги до матеріалу

звукопроводу, що одночасно відповідає перерахованим параметрам, досить суперечливі, тому, перш за все, необхідно визначити, який набір характеристик матеріалу є вирішальним для реалізації конкретного фільтра. Для типових конструкцій фільтрів при виборі матеріалу частіше орієнтуються на величину загасання, що вноситься, і температурну стабільність, але для фільтрів з жорсткими або спеціальними характеристиками критерії вибору складніше.

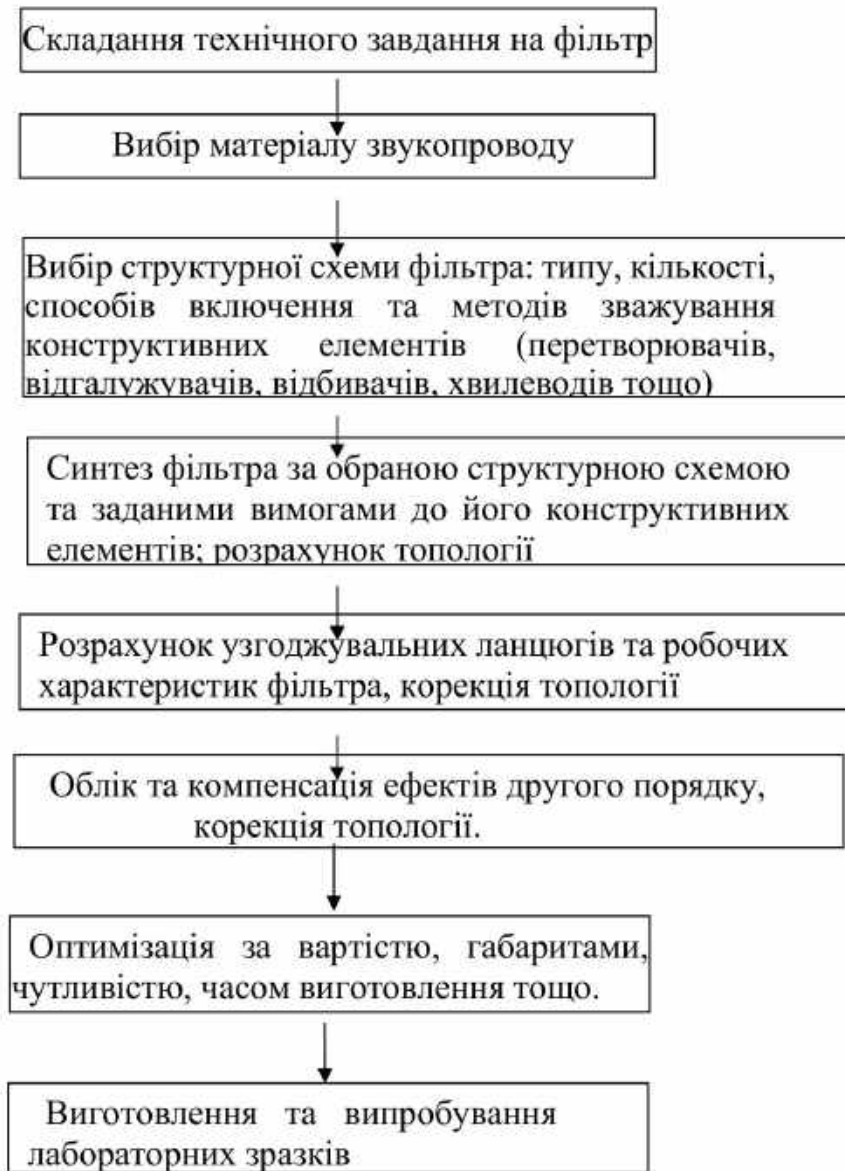


Рисунок 1.4. Основні етапи процесу проектування фільтрів ПАР

На другому етапі необхідно визначити основні характеристики матеріалу звукопроводу, такі як швидкість ПАР, коефіцієнт електромеханічного зв'язку, кут відхилення потоку енергії, коефіцієнт анізотропії, акустичний опір, температурні коефіцієнти швидкості та затримки, діелектрична проникність. На цьому етапі також встановлюється структурна схема фільтра ПАР. Як було вказано, передавальні властивості фільтра ПАР в основному визначаються перетворювачами. Тому в першу чергу важливо вибрати типи та конструкції перетворювачів, їх кількість, спосіб підключення, а також методи зважування електродів перетворювачів, які впливають на граничні параметри останніх.

Крім того, звукопровід як передатне середовище для акустичного сигналу надає певний вплив на вибіркові властивості фільтра. Оскільки передатна функція або імпульсна характеристика фільтра в цілому залежить від усіх конструктивних елементів, що входять до його структурної схеми, результатом третього етапу має бути складання технічних вимог на кожен із цих елементів.

Після визначення структурної схеми завдання синтезу фільтра ПАР, що виконується на четвертому етапі, зводиться до синтезу перетворювачів та інших конструктивних елементів за заданими параметрами. Оскільки на цьому етапі оперують з параметрами, що визначаються лише власними властивостями перетворювачів без урахування реальних навантажень та ефектів другого порядку, четвертий етап можна назвати синтезом за характеристичними параметрами. На цьому етапі вибираються фізико-математична модель (або моделі), що описує роботу перетворювачів та інших конструктивних елементів фільтра з необхідною для конкретного випадку точністю, методи розрахунку частотних та часових характеристик, а також топології конструктивних елементів та критерії близькості до розрахованих характеристик.

Результатом вирішення першого завдання синтезу (апроксимації) має бути знаходження передатних функцій, що реалізуються, і імпульсних характеристик конструктивних елементів, що задовольняють заданим критеріям близькості. Результатом рішення другого завдання синтезу (реалізації) може бути розрахунок топології конструктивних елементів і фільтра ПАР загалом, відповідальних вимогам,

заданим першому і третьому етапах. Зважаючи на обмеженість обсягу, тут будуть розглядатися розрахунки електричних характеристик і топології тільки зустрічно-штирьових перетворювачів ПАР, що найчастіше використовуються при проектуванні фільтрів.

Вхідний та вихідний опори фільтра ПАР залежать від розмірів вхідного та вихідного віконця шару п'єзоелектрика, які разом з контактними площинами та технологічними полями визначають ширину звукопроводу. Вимоги до розмірів звукопроводу часто обумовлені його вартістю, типом корпусу, де буде розміщений фільтр ПАР та іншими факторами. Тому зазвичай опори фільтра ПАР відрізняються від опору навантаження, і на його вході та виході використовуються активні або пасивні узгоджувальні ланцюги. Основною метою п'ятого етапу є вибір типу узгоджувального ланцюга та розрахунок робочих параметрів фільтра при реальному навантаженні на опори.

Якщо узгоджувальні ланцюги для широкосмугових сигналів мають на меті зменшення затухання фільтра, то на цьому етапі проектування зазвичай достатньо врахувати їхній вплив на робочу передавальну функцію фільтра. Якщо робочі параметри виходять за межі допуску, можливе коригування топології перетворювачів, які входять до складу фільтра. Оскільки вплив широкосмугових узгоджувальних ланцюгів на амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) та частотно-частотну характеристику (ФЧХ) фільтра є незначним, коригування топології перетворювачів у цьому випадку також буде відносно незначним та монотонним, що не матиме великого впливу на наступні корекції, необхідні, наприклад, для врахування ефектів другого порядку.

Якщо узгоджувальні ланцюги порівняно вузькосмугові і вони вносять істотний внесок у формування загальної передавальної функції фільтра, то вже на етапі вибору структурної схеми задану загальну функцію передавальної фільтра слід розділити на складові передавальні функції перетворювачів, інших конструктивних елементів і узгоджувальних ланцюгів. параметрів на п'ятому етапі зазвичай потрібно лише порівняно незначна коригування топології перетворювачів задоволення вимог до форми АЧХ і ФЧХ.

Нехтування впливом узгоджувальних ланцюгів може призвести до сильних спотворень форми АЧХ і ФЧХ і викликати корінну перебудову фільтра.

Результатом п'ятого етапу проектування повинні бути електричні схеми вхідний та вихідний узгоджувальних ланцюгів, розрахунок їх елементів, частотних та тимчасових характеристик, а також визначення робочих передавальних функцій, імпульсних характеристик, опорів та розрахунок топології всіх конструктивних елементів та фільтра в цілому, що відповідають заданим вимогам.

На частотні і часові характеристики фільтра ПАР ефекти другого порядку істотно впливають, тому практично неможливо створення високоякісного пристрою без урахування та компенсації цих ефектів. Наприклад, на пульсації АЧХ і ФЧХ у смузі пропускання впливають, в першу чергу, електромагнітне наведення, всілякі відбиття та паразитні ОАВ. Загасання ж у смузі загородження визначається переважно дифракцією ПАР, електромагнітним наведенням, генерацією паразитних ОАВ, технологічними похибками.

Коефіцієнт прямокутності погіршується внаслідок дифракції та, особливо у широкосмугових фільтрах, через генерацію ОАВ. На редекції в заданих нулях АЧХ значно позначаються технологічні похибки та інших.

Характер ефектів другого порядку залежить в основному від матеріалу звукопроводу, конструкції перетворювачів та режимів узгодження.

Методи розрахунку, способи зменшення та причини виникнення цих ефектів є дуже різноманітними і часто можуть суперечити один одному. На першому етапі проектування визнається порівняно обмежений набір параметрів, які мають найбільше значення для конкретного фільтра. Такими параметрами можуть бути загасання в смузі загородження та інші. На другому та третьому етапах визначаються конструктивні або розрахунково-аналітичні способи зменшення спотворень, пов'язаних знегативним ефектом, що впливає на зазначені параметри. Такими спотвореннями можуть бути дифракція, паразитні об'ємні моди та електромагнітні шуми. Крім того, на третьому етапі розробляються такі конструкції перетворювачів та інших елементів сенсорів, які можуть мінімізувати негативні ефекти. До таким способів належать використання матеріалів для звукопроводів з низьким рівнем

паразитних мод або екранів, що знижують електромагнітне наведення. На шостому етапі проводиться незалежне компенсування впливу інших негативних ефектів, наприклад, шляхом коригування топології перетворювачів.

Якщо не вживалося заходів для зменшення того чи іншого ефекту, на шостому етапі слід оцінити рівень його впливу на задані параметри перетворювачів і фільтра в цілому.

Результатом проектування на шостому етапі має бути визначення остаточної структурної схеми фільтра ПАР, включаючи конструкції елементів, що його утворюють, і узгоджувальні ланцюги: розрахунок робочих параметрів з урахуванням ефектів другого порядку та розрахунок топології всіх конструктивних елементів фільтра, у тому числі топології перетворювачів, скоригованої для компенсації впливу з ефектів.

При необхідності в процесі проектування може бути введений самостійний (сьомий) етап оптимізації конструкції фільтра за вартістю, габаритами, масою, чутливістю до технологічних похибок, часом виготовлення фотошаблонів або випуску документації тощо. Після цього можна виготовляти та випробовувати лабораторний зразок як прототип для подальших експериментальних досліджень та доопрацювання фільтра (восьмий етап).

У наступних розділах переважно розглядаються завдання, запроваджені першому – четвертому етапах.

Розділ 2. Аналіз основних конструкцій перетворювачів

2.1. Основні конструктивні елементи

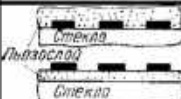
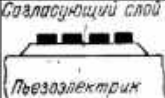
Основним конструктивним елементом будь-якого акустoeлектронного пристрою на ПАР є перетворювач. Для збудження та прийому ПАР запропоновано безліч способів, які зводяться до створення просторово-періодичної системи змінних пружних деформацій на поверхні твердого тіла. Приклади основних конструкцій ВШП наведено у табл. 2.1.

Таблиця 2.1. Основні конструкції ВШП для фільтрів на ПАР

Тип ВШП та спосіб зважування	Конструкція	Переваги	Недоліки
1. Неаподизований еквідистантний (без зважування)		Простота розрахунку	Погана прямокутність, великий рівень бічних пелюсток
2. Неаподизований із розщепленими електродами (без зважування)		Мінімальний коефіцієнт відображення	Велика ймовірність дефектів виготовлення
3. Аподизований еквідистантний (зважування зміною довжини електродів)		Високий коефіцієнт прямокутності, смуга дофронту ПАР та чутливість до дифракції 30%	Спотворення фазового фронту ПАР та чутливість до дифракції
4. Аподизований з пасивними електродами поза зоною перекриття електродів		Зниження фазових спотворень фронту	Спотворення АЧХ через відбиття від пасивних електродів, чутливість до дифракції ПАР
5. Аподизований із розщепленими індивідуально зваженими електродами		Мінімальний коефіцієнт відображення, можливість реалізації складних АЧХ	Велика ймовірність дефектів виготовлення
6. Аподизований зі зломом електродів поза зоною перекриття		Мінімальний коефіцієнт відображення	Чутливість до дифракції

Тип ВШП та спосіб зважування	Конструкція	Переваги	Недоліки
7. Аподизований секціонований (змінна довжини та періодичне проріджування електродів)		Мінімальний коефіцієнт відображення	Ангармонічні відгуки в АЧХ
8. Аподизований з металізацією поза зоною перекриття		Мінімальний коефіцієнт відображення	Дисперсія ПАР
9. Аподизований з малим зважуванням електродів		Зменшення відображення та переображення	Фазові спотворення фронту та ПАР
10. Зі ступінчастим фронтом випромінювання		Можливість придушення об'ємних хвиль	Дифракція парціальних пучків
11. Односпрямований (зсув двох половин ВШП на 90°)		Високочастотність	Вузька смуга, великий рівень бічних пелюсток
12. Модифікований односпрямований		Широкополосність	Верхня гранична частота нижче у 2 рази
13. Із зважуванням ширини електродів		Однорідність звукового пучка по апертурі	Недостатній вибір реалізованих АЧХ, великий рівень бічних пелюсток
14. Зі зважуванням селективним видаленням електродів		Зниження фазових спотворень фронту та дифракції	Збільшення рівня бічних пелюсток під час розладу
15. Похилий		Зниження акустичних відбитків	Високі втрати, що вносяться

Продовження табл. 2.1

Тип ВШП та спосіб зважування	Конструкція	Переваги	Недоліки
16. Еквідистантно-груповий (змінна періоду)		Зменшення дифракції	Великий рівень бічних пелюсток
17. Нееквідистантний неаподизований (зважування періоду електродів уздовж напрямку поширення ПАР)		Широкопasmово дисперсія	Порізанисть фазової характеристики, великий рівень бічних пелюсток
18. Нееквідистантний аподизований (змінна періоду та довжини електродів)		Можливість керування видом АЧХ	Дискретна порізанисть фазової характеристики
19. Віяловий неаподизований (із зважуванням періоду електродів поперек напрямку поширення ПАР)		Високий коефіцієнт прямокутності	Великий рівень бічних пелюсток
20. Віяловий аподизований (змінна періоду та довжини електродів)		Високий коефіцієнт прямокутності	Великий рівень бічних пелюсток
21. З ємнісним зважуванням		Відсутність дифракції, малий взаємний вплив електродів	Необхідність придушення протифазного випромінювання
22. З послідовним зважуванням електродів		Слабкочутливість до замикань, зниження дифракції	Ангармонічні відгуки в АЧХ
23. Дифракційний		Мала чутливість до розривів електродів, підвищення рівня допустимої потужності	Мінімальна ефективність перетворення
24. З п'єзоелектричним шаром		Можливість використання аморфних підкладок, управління ефективністю	Дисперсія, ускладнення технології
25. З акустичним узгоджуючим шаром		Зменшення втрат перетворення	Ускладнення технології

2.2. Аналіз конструктивних елементів

Найбільш ефективним і простим у виконанні є збудження та прийом ПАР за допомогою ВШП, що являє собою двофазну решітку (табл. 2.1, перетворювач 1). Він складається з тонкоплівкових металевих електродів у вигляді двох гребінок. Електроди вкладені один в одного і розташовані на поверхні звукопроводу. Внаслідок зворотного п'єзоефекту, кожна пара електродів такого сенсора збуджує дві корисні поверхневі хвилі, які поширюються у взаємно протилежних напрямках, і кілька паразитних, об'ємних мод. Вони поширюються під кутом до поверхні звукопроводу. Сумарна ПАР на виході передавального ВШП є сумою окремих хвиль (суперпозиція). Амплітуди порційних хвиль залежать від значення перекриття пар електродів, що випромінюють. Фази хвиль визначаються взаємним положенням електродів. При умовах акустичного синхронізму, спостерігається найбільша інтенсивність збудження ПАР. Тобто період підводимого сигналу відповідає періоду решітки сенсора. Змінюючи кількість електродів, їх просторовий період, довжину, ширину тощо (топология), можна змінювати частотні характеристики ВШП. Широке використання таких сенсорів при побудові фільтрів ПАР визначає саме простота реалізації різноманітних частотних характеристик ВШП.

У найпростішому еквідистантному ВШП, що має незмінний просторовий напівперіод електродів $h_n = \lambda_0/2$ і постійну довжину електродів, парціальні хвилі складаються у фазі з однієї самою амплітудою. Таким чином АЧХ такого сенсора, наближається до огинаючого спектра радіоімпульсу прямокутної форми з частотою заповнення ω_0 , яка дорівнює частоті акустичного синхронізму ВШП, має вигляд $\sin x/x$ з рівнем найближчих бічних пелюстків a_6 не краще - 13,6 дБ. З метою збільшення варіативності ВШП та реалізацій різних частотних характеристик запропоновано багато

різнопланових конструкцій ВШП для обробки амплітуд ваговим способом та фаз парціальних хвиль. Далеко не повний перелік конструкцій ВШП, що використовуються у фільтрах ПАР, наведено у табл. 2.1. Велика різноманітність методів зважування ВШП та його модифікацій обумовлено переважно обмеженістю отримуваних частотних показників і чутливістю до ефектів другого порядку (відображенням, дифракції, спотворенню фазового фронту ПАР та інших.)

Найбільш просто зважування здійснюється в аподизованому ВШП (табл. 2.1, перетворювач 3), в якому варіювання амплітуд парціальних ПАР проводиться зміною перекриття (довжини) сусідніх електродів відповідно до заданої імпульсної характеристики. Цей вид зважування може розглядатися як амплітудно-імпульсна модуляція сигналу. Перевагою методу є висока роздільна здатність, оскільки зважування може проводитися безперервно в широкому діапазоні. Крім того, це найбільш простий і легко відтворюваний метод регулювання кожного напівперіоду необхідної імпульсної характеристики.

Однією з основних проблем, властивих методу зважування зміною довжини електродів, є точне відтворення малих амплітуд, що потрібно реалізації загасання в смузі загородження понад $\alpha_{\text{г}} = 50 \dots 60$ дБ. Це обмеження пов'язане з дією ефекту дифракції пучка ПАР від малих апертур. Спотворення ж амплітудного та фазового фронтів ПАР в аподизованому ВШП практично виключають можливість використання двох подібних ВШП в одному фільтрі з метою перемноження їх передатних функцій та ослаблення вимог до кожного перетворювача. Обійти цю проблему дозволяє застосування другого ВШП з порівняно плоским фронтом випромінюваних ПАР (наприклад, перетворювачі 1, 2, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 21, 23 у табл. 2.1).

Оскільки смуга пропускання ВШП обернено пропорційна числу його електродів, то в еквідистантному аподизованому ВШП сильно зростають відображення від багатоелектродної структури при смугах менше $\Delta f_3/f_0 = 2 \dots 5\%$. Навпаки, при $\Delta f_3/f_0 > 30\%$ відбиття малі, але порушується безперервність

відтворення заданої імпульсної характеристики, що також призводить до спотворення АЧХ. Відображення можна знизити, застосувавши структури ВШП з розщепленими електродами, зі зломом електродів поза зоною перекриття або секціоновані ВШП з періодичним проріджування електродів (табл. 2.1, перетворювачі, відповідно, 2, 6, 7). Однак через додаткову дискретизацію імпульсної характеристики в АЧХ секційованих ВШП з'являються ангармонічні відгуки, які придушити до рівня (40 ... 50) дБ щодо основного складно. Перехід на більш високі гармоніки дозволяє також зменшити смугу пропускання, що реалізується, при одночасному зниженні спотворень через відображення.

З метою зниження втрат, обумовлених двоспрямованістю отримання ПАР, використовують односпрямовані ВШП (табл. 2.1, перетворювачі 11, 12), одна з половин якого зміщена на половину довжини хвилі і служить відбивачем зворотної ПАВ. Оскільки підвищення ефективності відображення потрібна велика кількість електродів, цей тип перетворювача є вузькосмуговим.

Ефективність збудження ВШП залежить від ширини електродів, тому, змінюючи ширину електродів уздовж напрямку поширення ПАР (табл. 2.1, перетворювач 13), можна рівномірно зважити перетворювач відповідно до заданої імпульсної характеристики. Цей метод зважування може розглядатися як широтно імпульсна модуляція сигналу. Основним недоліком цього методу зважування є чутливість до технологічних похибок і вимога високої роздільної здатності фотолітографії при виготовленні. Останнє зумовлено тим, що малі величини зважування реалізуються за дуже вузьких електродів. Це означає, що зважування зміною ширини може використовуватися лише в низькочастотних пристроях. Крім того, діапазон зважування амплітуд парціальних хвиль дуже малий і не перевищує $2,5 : 1$, що суттєво обмежує клас частотних характеристик, що реалізуються.

Можна частково обійти зазначені проблеми, використовуючи ВШП зі змінною шириною, що працюють на просторових гармоніках, що дозволяє здійснювати зважування не тільки амплітуд, але і фаз ПАВ, що збуджуються.

При селективному видаленні електродів (табл. 2.1, перетворювач 14) зважування виконується завдяки перерозподілу зарядів між відповідними електродами. Метод аналогічний комбінації широтно-імпульсної та час-імпульсної модуляції сигналу. Завдяки додатковій дискретизації імпульсної характеристики та інтерференції хвиль від різних груп електродів в АЧХ перетворювача виникає ряд ангармонічних відгуків, що мають рівень до $a_6 = (35...40)$ дБ поблизу смуги пропускання та збільшуються до $a_6 = (15...20)$ дБ при розладі на 8 – 10 смуг. Зважування селективним видаленням електродів точніше апроксимує задану імпульсну характеристику зі збільшенням числа електродів. Тому метод найкраще підходить для реалізації вузьких смуг пропускання.

Шляхом зважування просторового періоду електродів уздовж або поперек напрямку поширення ПАР (табл. 2.1, перетворювачі 16-20) можна начно розширити смугу пропускання порівняно з еквідистантними ВШП. Виконання бажаних передавальних функцій нееквідистантного ВШП із зважуванням періоду вздовж напрямку поширення ПАР майже аналогічна отриманню спектра сигналу з комбінацією широтно-імпульсної та частотної модуляції, яка завдяки френелівських пульсацій АЧХ такого ВШП сильно порізано. При несиметричному зважуванні фазово-частотна характеристики сенсора нелінійна і має пульсації. Згладити пульсації характеристик можна шляхом додаткового зважування амплітуди (табл. 2.1, перетворювач 18). Це призводить до погіршення форма (прямокутності). Реалізацію відносно вузьких смуг пропускання (менше 5...10%) за допомогою нееквідистантних ВШП виконати важко. Це пов'язано з тим, що для забезпечення малих відмінностей сусідніх періодів буде потрібна висока роздільна здатність технологічного обладнання.

У віялових ВШП із зважуванням періоду електродів уперек напрямку поширення всі електроди нахилені на досить малий кут Θ . Він дорівнює нулю в центрі і зростає до $\Theta_{\text{макс}}$ на краях сенсору. Кут максимально обмежений $3 \dots 5^\circ$ внаслідок розбіжності пучка ПАР, що викликає провал в АЧХ. Віялові сенсори дозволяють реалізувати зважування $\sin x/x$. Це визначає високу прямокутність їх АЧХ. Використання додаткового слабкого амплітудного зважування зміною довжини електродів дозволить збільшити вибірковість. До недоліків віялових ВШП слід віднести збільшення відбиття при смугах пропускання менше 3%.

Забезпечити порівняно плоский фронт випромінюваної ПАР при зважуванні амплітуд парціальних хвиль можна шляхом зміни напруги, що подається на електроди. Найбільш просто змінювати напругу на випромінюючих електродах в основному ряду можна за допомогою ємнісного дільника, подібного до аподизованого ВШП, але працює на іншій частоті. Перекриття електродів додатковому ряду ємнісного дільника повністю визначають потенціали на нижньому електроді в основному ряду (табл. 2.1, перетворювач 21). Завдяки плоскому випромінюваному фронту можливе використання у фільтрі ПАР двох ВШП з ємнісним зважуванням з метою підвищення вибіркової. Недоліком подібних ВШП є складність реалізації складних форм АЧХ і ФЧХ.

Іншим варіантом зважування за напругою є розподіл кожного відводу, утвореного парою протифазних електродів на кілька елементів (табл. 2.1, перетворювач 22). Елементи електрично пов'язані послідовно, забезпечуючи розподіл напруги на відводах. Коли відстань між відведеннями велика, напруга в зазорі пропорційна числу відрізків у відведенні. З цього випливає, що може бути реалізована лише дискретна безліч амплітудних вагових функцій. Метод послідовного зважування, порівняно з зважуванням селективним видаленням електродів, дозволяє більш точно відтворити задану імпульсну характеристику, зокрема, при малих амплітудах. Це дозволяє

використовувати в одному ВШП комбінацію послідовного зважування для реалізації малих амплітуд та зміна довжини електродів для великих амплітуд.

Застосування тих чи інших конструкцій ВШП з різними методами зважування визначається довкола вимог до параметрів фільтра ПАР.

Подані у табл. 2.1 відомості можуть бути керівництвом при виборі типу ВШП для проектованого фільтра ПАР за конкретними вимогами.

Розділ 3. Математичні моделі тонкоплівкового акустичного хвилеводу

3.1. Модель ідеального акустичного хвилеводу

У різних пристроях ПАР виникає необхідність локалізації енергії хвилі в акустичному потоці малої апертури. Таке завдання вирішується за допомогою акустичних хвилеводів – елементів, що локалізують енергію хвилі в межах своєї апертури.

Розглянемо модель ідеального акустичного хвилеводу для випадку ізотропного середовища [15], що складається з трьох областей (рис.3.1): центральної області з повільною швидкістю ПАР, V_S (область електродів) та двох крайніх областей зі швидкою швидкістю поширення хвилі, V_F (вільна поверхня) .

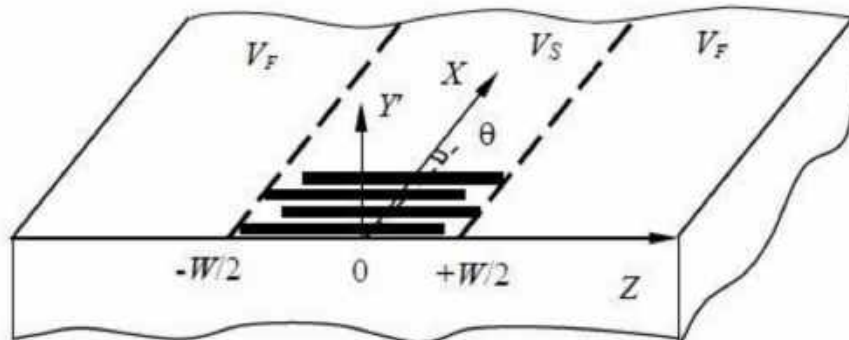


Рисунок 3.1. Модель ідеального акустичного хвилеводу

Ця модель заснована на вирішенні скалярного хвильового рівняння:

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} + \frac{d^2\psi}{dz^2} + \frac{\omega^2\psi}{v^2} = 0 \quad (1)$$

де Ψ - скалярний потенціал; v - швидкість ПАР; ω – кутова частота.

Для вирішення хвильового рівняння потрібно визначити граничні умови для скалярних потенціалів між областями зі швидкою та повільною швидкостями поширення хвилі в точці $Z=\pm W/2$:

$$\psi_s = \psi_f \quad (2)$$

$$C_f \frac{d\psi_f}{dZ} = C_s \frac{d\psi_s}{dZ} \quad (3)$$

де C_f та C_s – постійні жорсткості для швидкої та повільної областей. Для малодисперсійних хвильоводів $C_f = C_s$ тоді (3):

$$\frac{d\psi_s}{dZ} = \frac{d\psi_f}{dZ} \quad (4)$$

Для хвильоводної моди фазова швидкість V_ϕ і стала поширення β пов'язані як $\beta = \omega / V_\phi$, де $w = \pi l$; l – відстань між електродами у ґратах.

Тоді рішення (1) для симетричної моди має вигляд:

$$\begin{aligned} \psi_f &= A_o \exp(-K_{zf}|Z|) \exp[j(\omega t - \beta x)] \\ \psi_s &= B_o \cos(K_{zs}|Z|) \exp[j(\omega t - \beta x)] \end{aligned}$$

де K_{zs} та K_{zf} – поперечні постійні поширення:

$$K_{zs}^2 = K_z^2 - \beta^2 \quad (5)$$

$$K_{zf}^2 = \beta^2 - K_f^2$$

$$\text{где } K_z = \frac{\omega}{V_s}; \quad K_f = \frac{\omega}{V_f} \quad - \text{ волновые числа.}$$

Враховуючи граничні умови (2), (4) у точці $Z=\pm W/2$:

$$\operatorname{tg}\left[K_{zz}\left(\frac{W}{2}\right)-m\frac{\pi}{2}\right]=\frac{K_{zf}}{K_{zz}} \quad (6)$$

Для антисиметричної моди:

$$\psi_z = B_o \sin(K_{zz}|Z|) \exp[j(\omega t - \beta x)]$$

Тоді в точці $Z=\pm W/2$:

$$\operatorname{tg}\left[K_{zz}\left(\frac{W}{2}\right)-m\frac{\pi}{2}\right]=-\frac{K_{zz}}{K_{zf}}, \quad (7)$$

де m - індекс, що відповідає порядку моди ($m = 0$ - основна мода).

Розглянемо випадок поширення основної симетричної моди. З метою врахування дисперсії фазової швидкості, зумовленої анізотропією середовища, введена параболічна апроксимація фазової швидкості, дійсної при малих значеннях кута q :

$$V_\Phi(\theta) = V_{\infty\Phi}(1 + \alpha_i \theta^2),$$

де α_i - параметри анізотропії і на металізованій S і вільній поверхнях.

Тоді вирази (5) перетворюються на вигляд:

$$K_s^2 = \beta^2 + (1 + 2\alpha_s)K_{zs}^2 \quad (8)$$

$$K_f^2 = \beta^2 - (1 + 2\alpha_f)K_{zf}^2$$

У даній роботі були визначені параметри анізотропії α_s і α_f на металізованій та вільній поверхнях, які для $YXl/128^\circ$ -зрізу ніобату літію становлять -0,37 та -0,34, відповідно. У подальших розрахунках з метою спрощення вважаємо їх рівними.

3.2. Облік масово-електричного навантаження

З метою обліку масово-електричного навантаження використовувалися залежності фазової швидкості хвилі від товщини плівки, що напильється, алюмінію h_m і коефіцієнта металізації в структурі k_m , наведені в [16].

Підставляючи (8) (6) і (7) отримаємо дисперсійні співвідношення для симетричної (9) і несиметричної (10) моди:

$$W = \frac{1/\sqrt{1-\alpha}}{\pi \cdot \sqrt{(V_\phi/V_s)^2 - 1}} \cdot \operatorname{arctg} \left[\sqrt{\frac{1 - (V_\phi/V_f)^2}{(V_\phi/V_s)^2 - 1}} + \pi n \right] \quad (9)$$

$$W = \frac{1/\sqrt{1-\alpha}}{\pi \cdot \sqrt{(V_\phi/V_s)^2 - 1}} \cdot \operatorname{arctg} \left[\sqrt{\frac{(V_\phi/V_f)^2 - 1}{1 - (V_\phi/V_s)^2}} + \pi n \right] \quad (10)$$

де W – відносна апертура у довжинах хвиль.

Рівняння (9), (10) є трансцендентними і їхнє рішення носить наближений характер.

На рис.3.2 наведені отримані дисперсійні криві для фазової швидкості V_ϕ , як функція відносної апертури W/λ , розраховані (9) для $YXl/128^\circ$ -зрізу ніобату літію, коефіцієнт зв'язку для якого становить 5,7% (тип хвилі – поверхнева) акустична хвиля), розраховані для коефіцієнта металізації в електродній структурі 0,5 та відносній товщині металізації 0,015.

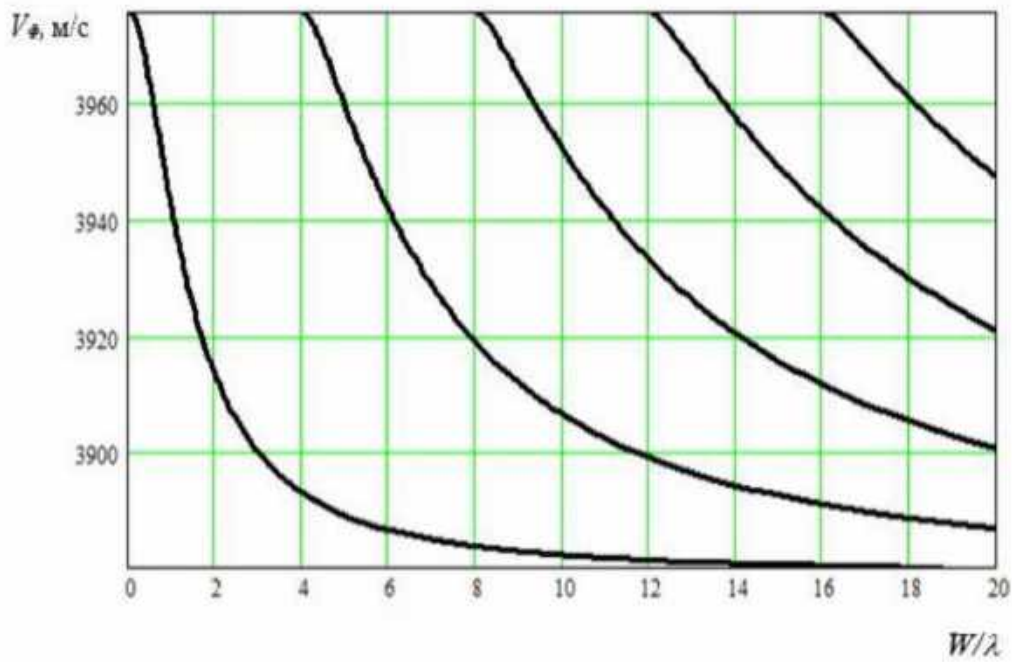
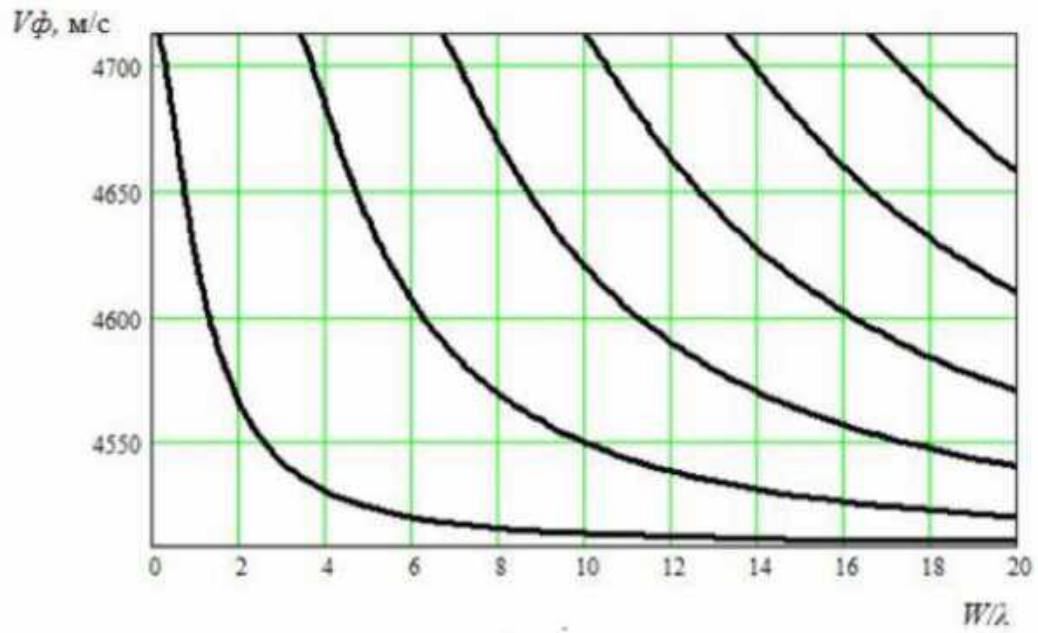
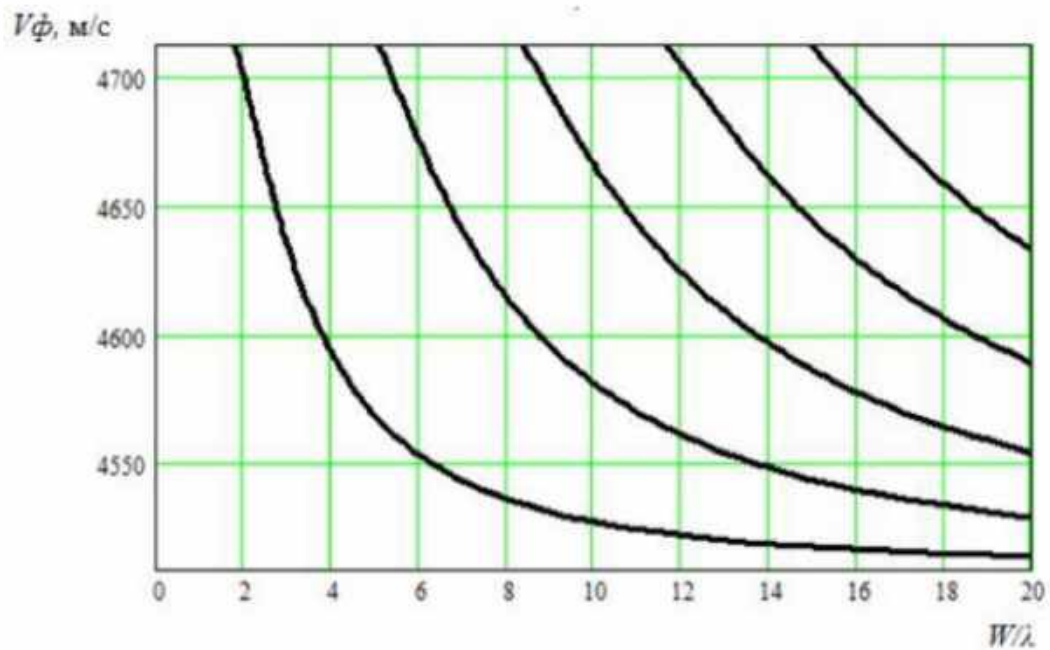


Рисунок 3.2. Дисперсійні криві фазової швидкості V_ϕ залежно від відносної апертури W/λ для YXl/128-зрізу LiNbO_3 для симетричної моди

Аналогічні результати розрахунку для симетричної та несиметричної моди наведені на рис.3.3 для YXl/64-зрізу ніобату літію, який найбільш широко використовується для реалізації фільтрів на ПАР з малим загасанням, що вноситься. Коефіцієнт зв'язку для даного зрізу становить 11%, тип хвилі – приповерхня хвиля. Характеристики також розраховані для коефіцієнта металізації в електродній структурі 0,5 та відносній товщині металізації 0,015.



а)



б)

Рисунок 3.3. Дисперсійні криві фазової швидкості V_ϕ залежно від відносної апертури W/λ для $YXl/64^\circ$ LiNbO_3 для симетричних (а) та несиметричних мод (б)

З графіків видно, що мінімальної дисперсії фазової швидкості відповідає діапазон апертур 2...4 довжин хвиль для $YXl/128^\circ$ -зрізу LiNbO_3 і 2...3,5 довжин

хвиль для $Y\text{Xl}/64^\circ$ -зрізу LiNbO_3 . Крім того, в даному інтервалі збуджується лише симетрична (основна) мода. Слід зазначити, що рівень збудження антисиметричної моди може бути зменшений конструктивним способом (за рахунок симетрії конструкції), тому цей тип коливань не можна враховувати.

3.3. Оцінка можливих спотворень фільтрів АЧХ

Для оцінки можливих спотворень фільтрів АЧХ з малою апертурою, обумовлених багатомодовим характером поширення хвилі, необхідно враховувати ефективність збудження мод. Це особливо важливо при використанні перетворювачів з апертурою до 10 довжин хвиль, коли енергія розподіляється між трьома модами. Ефективність збудження, пропорційна різниці швидкостей на вільній поверхні і під електродною структурою і може бути визначена, як:

$$\theta = 20 \log \left[\frac{1}{\frac{\sin(2S)}{4S} + 0.5 + \frac{\cos(S)^2}{F}} \frac{\sin(S)^2}{S} \right], \quad (11)$$

$$\text{где } S = \pi W \sqrt{\left(\frac{V_\phi}{V_z}\right)^2 - 1}, \text{ а } F = 2\pi W \sqrt{1 - \left(\frac{V_\phi}{V_f}\right)^2}$$

З графіків, наведених на рис.3.4, видно, що з подальшому синтезі АЧХ фільтра можна враховувати лише дві моди, оскільки рівень порушення інших мод незначний.

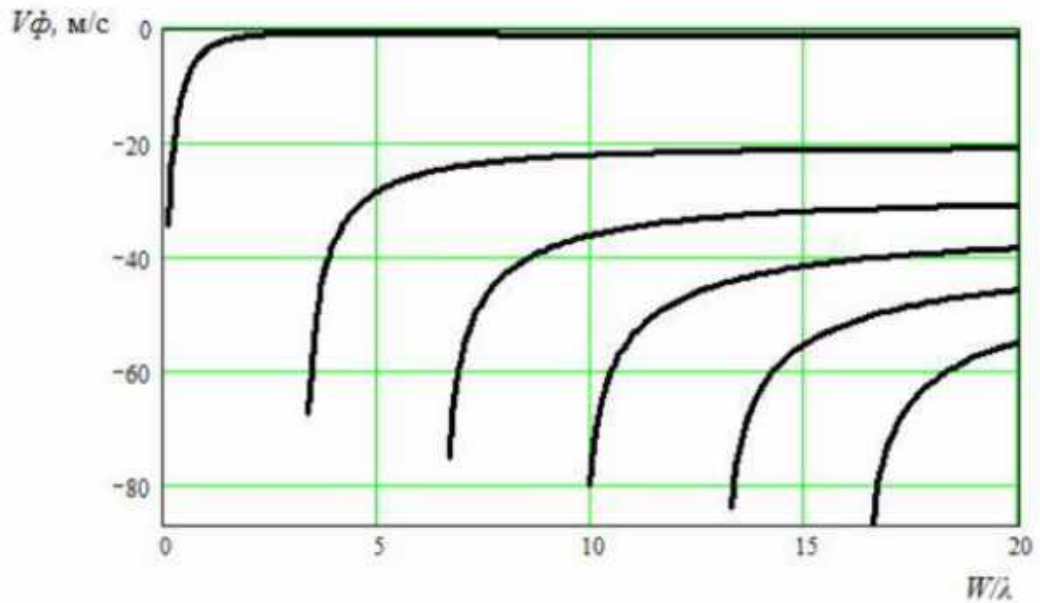


Рисунок 3.4. Залежність ефективності збудження мод від відносної апертури W/λ для YXl/64°-зрізу LiNbO_3

На підставі рішення рівнянь (9), (10) можна розрахувати розподіл скалярного потенціалу (рівняння 1) для повільної та швидкої мод у поперечному перерізі перетворювача (напрямок Z на рис.3.1). Результати розрахунку трьох перших симетричних мод при величині апертури 10,5 довжин хвиль наведені на рис.5 (для YXl/64°-зрізу LiNbO_3). Точка $W/\lambda = 0$ відповідає центральній осевій лінії перетворювача ($Z = 0$ на рис.3.1). У точці $W/\lambda = 5,25$ (гранична точка) повільні моди перетворюються на відповідні швидкі моди, які згасають у межах двох довжин хвиль.

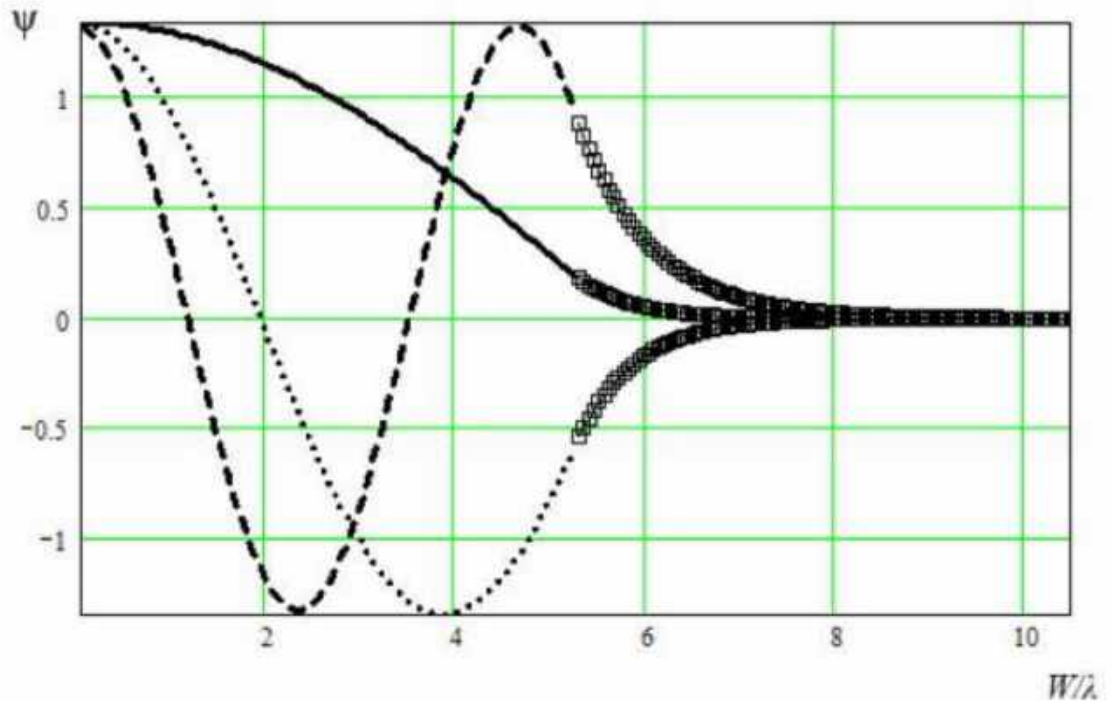


Рисунок 3.5. Розподіл скалярного потенціалу для повільної та швидкої симетричних мод у поперечному перерізі перетворювача: суцільна лінія – основна мода, точкова лінія – перша мода, пунктирна лінія – друга мода

Реальна структура сенсору складається з п'яти областей (рис.3.6) з відповідними швидкостями:

V_s - Область робочої апертури ВШП шириною $-W/2 \dots +W/2$;

V_m - область $W/2 \dots W/2+G$ металізованих електричних шин шириною G ;

V_f - область вільної поверхні п'єзоелектричного сенсору.

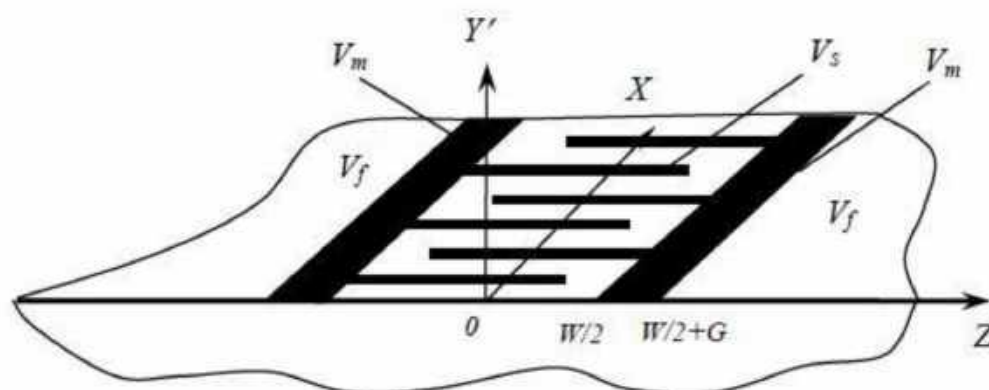


Рисунок 3.6. Хвильова модель сенсору

Рішення скалярного хвильового рівняння отримано з розгляду граничних умов для скалярних потенціалів між областями зі швидкою та повільною швидкостями:

$$\Psi(z) = \begin{cases} B_1 \cos K_{zz} z, & 0 < z < W/2 \\ B_2 e^{-K_{zm} z} + B_3 e^{K_{zm} z} + C, & W/2 < z < W/2 + G \\ B_4 e^{-K_{zf} z}, & z > W/2 + G \end{cases} \quad (12)$$

де B_i - Довільні коефіцієнти.

Вирішуючи рівняння (12) для граничних умов $z_1 = \pm W/2$ та $z_2 = W/2 \pm G$, маємо:

$$K_{zz} \operatorname{tg}(K_{zz} W/2) = \frac{(B_2 e^{-K_{zm} W/2} - B_3 e^{K_{zm} W/2}) K_{zm}}{B_2 e^{-K_{zm} W/2} + B_3 e^{K_{zm} W/2} + C}; \quad (13)$$

$$K_{zf} = \frac{(B_2 e^{-K_{zm}(W/2+G)} - B_3 e^{K_{zm}(W/2+G)}) K_{zm}}{B_2 e^{-K_{zm}(W/2+G)} + B_3 e^{K_{zm}(W/2+G)} + C}; \quad (14)$$

Зі спільного рішення (13) і (14), випливає:

$$W = \frac{2}{K_{zz}} \operatorname{arctg} \left\{ \frac{K_{zm}}{K_{zf}} \left(1 - \frac{K_{zm}/K_{zf} - 1}{(K_{zm}/K_{zf} + 1) e^{K_{zm} 2G} - e^{K_{zm} G}} \right) \right\} \quad (15)$$

Коефіцієнти B_i визначаються з рішення рівняння (16), враховуючи, що в структурі може існувати кілька мод, а всі безрозмірні функції $\Psi(y)$ - дійсні і ортогональні з наступним нормуванням:

$$\int_{-\infty}^{\infty} dy \psi_m(y) \psi_n(y) = W \delta_{mn} \quad (16)$$

де δ_{mn} - символ Кронекера рангу 2, що дорівнює 1 при $m=n$ і нулю у всіх інших випадках.

Слід зазначити, що у сильних п'єзоелектриках, таких як $YXl/64^\circ$ - або $YXl/128^\circ$ -зрізи $LiNbO_3$, ефект хвильоводного поширення хвилі в електродній структурі можливий лише за умови, що швидкість хвилі в даній області менша за швидкість хвилі за її межами. Тому практична реалізація таких структур потребує використання вузьких шин у перетворювачах – не більше довжини хвилі, або формування «просвітлюючих вікон» у цих шинах [17], рис.3.7.

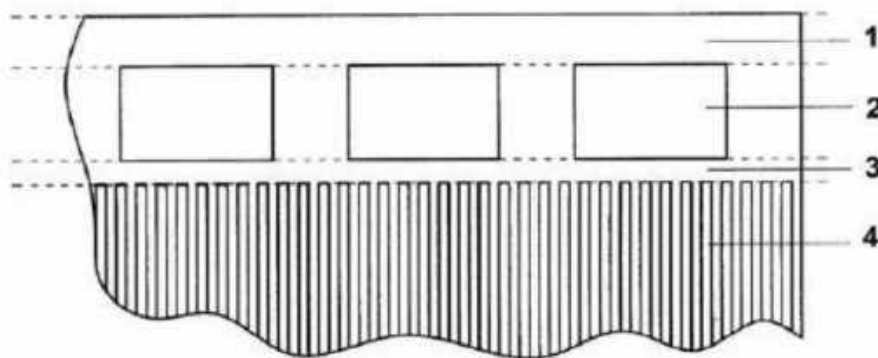


Рисунок 3.7. Вид структури з просвітлюючими вікнами для локалізації ПАР у межах апертури: 1,3 – шина, 4 – електродна структура ВШП, 2 – вікно

Отримані дисперсійні характеристики фазової швидкості для симетричної моди при ширині шини $G=\lambda$, коефіцієнт металізації в електродній структурі 0,5 і відносній товщині металізації 0,015 для $YXl/64^\circ$ -зрізу ніобату літію наведено на рис.3.8.

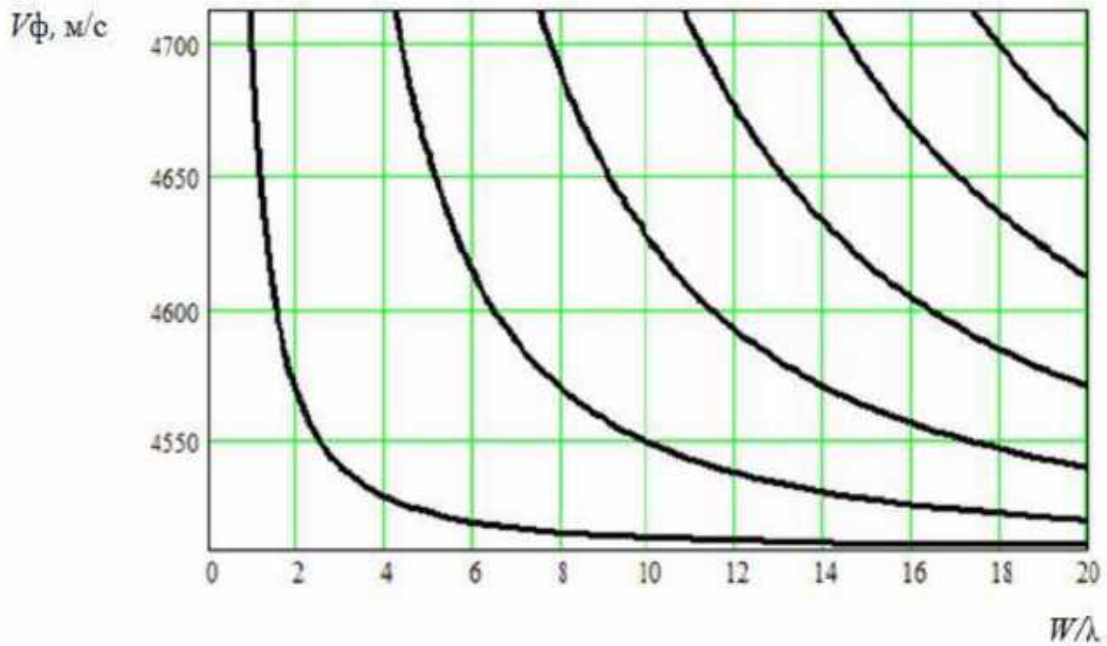


Рисунок 3.8. Дисперсійні криві фазової швидкості V_ϕ залежно від відносної апертури W/λ для YXl/64°-зрізу LiNbO₃ для симетричної моди при $G=\lambda$

З порівняння результатів розрахунків за рівняннями (9 – « V_v », рис.3.3а) та (15 – « V_{hv} », рис.3.8) видно, при фіксованій апертурі ВШП 10,5 довжин хвиль збуджується різна кількість мод (4 і 3, відповідно). Крім того, існує відмінність за величиною ефективною швидкості V_ϕ , яка збільшується зі зростанням порядку моди, що необхідно враховувати при проектуванні вузькосмугових та високочастотних фільтрів:

$$V_v = \begin{pmatrix} 4513.6 \\ 4546.8 \\ 4611.4 \\ 4699.9 \end{pmatrix}, \quad V_{hv} = \begin{pmatrix} 4513.3 \\ 4546.1 \\ 4616 \end{pmatrix}$$

Розподіл скалярного потенціалу (рівняння 12) у поперечному перерізі реального перетворювача (напрямок Z на рис.3.6) також дещо відрізняється від наведеного на рис.3.5. Результати розрахунку трьох перших симетричних мод при величині апертури 10,5 довжин хвиль наведені на рис.3.9. Точка W/λ

$= 0$ відповідає центральній осевій лінії перетворювача ($Z = 0$ на рис.3.6). Інтервал від $W/\lambda = 5,25$ до $W/\lambda = 6,25$ відповідає області шини.

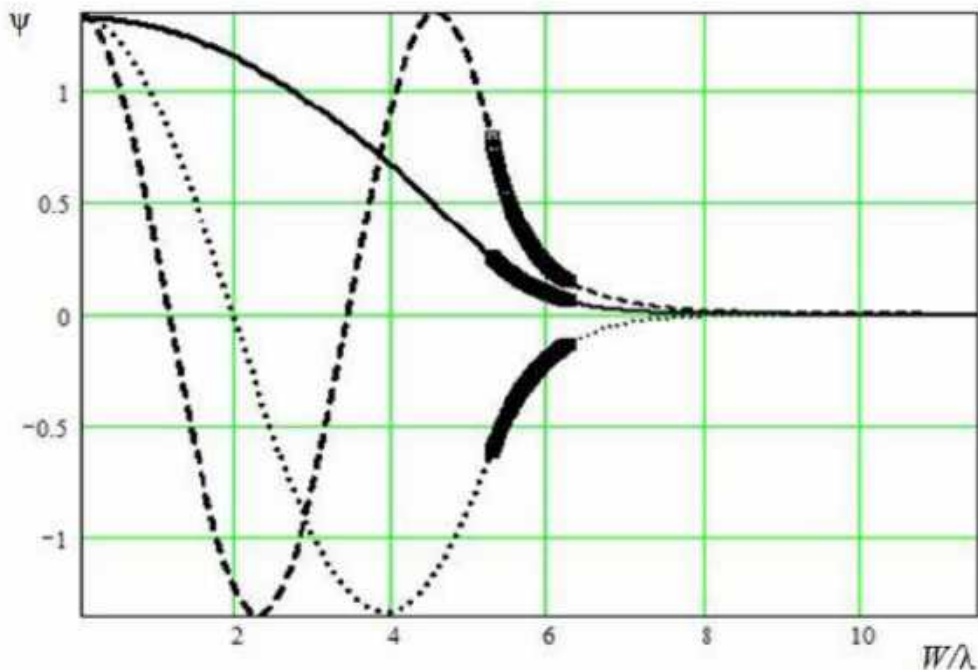


Рисунок 3.9. Розподіл скалярного потенціалу в поперечному перерізі. реального перетворювача: основна мода – суцільна лінія, перша мода – точкова лінія, друга мода – пунктирна лінія.

Для підтвердження даних теоретичних висновків було проведено візуальне дослідження профілю хвилі ПАР-фільтра з апертурою перетворювачів 3,5 довжин хвиль, реалізованого на $YXl/128^\circ$ -зрізі $LiNbO_3$ методом лазерного зондування [18], яке показало, що:

1. хвильовий фронт має форму косинуса із відносною амплітудою хвилі на краях хвилеводу 0,5...0,5 од. (відповідає розподілу скалярного потенціалу для основної моди);
2. має місце швидке зменшення амплітуди ПАР за межами апертури, що забезпечує задовільний хвилеводний режим роботи фільтра;

3. при використанні металевої шини шириною більше однієї довжини хвилі виявлено ділокалізація випромінювання ПАР, тому що в цьому випадку шина є паразитним акустичним хвилеводом.

Таким чином, розроблена математична модель абсолютно точно описує характеристики перетворювача ПАР хвилеводного типу і може бути використана при проектуванні малогабаритних пристроїв на ПАР різного конструктивного виконання.

3.4. Моделі слабких п'єзoeлектриків

При аналізі слабких п'єзoeлектриків, таких як STX-кварц, можна застосувати дещо інший підхід вирішення хвилеводної завдання [19]. Так з аналізу рівняння швидкості хвилі (17) ясно, що хвилеводне співвідношення швидкостей можна отримати тільки шляхом виключення квадратичного члена для області шини, який вводиться в основному для обліку крайових ефектів на електродах:

$$v = v_0 \left[1 - D_e(\alpha) - D_m(\alpha) \frac{H}{2l} - D_s \left(\alpha, \frac{H}{2l} \right) \left(\frac{H}{2l} \right)^2 \right] \quad (17)$$

То єсть

$$v_f = v_0 \left[1 - D_e(1) - D_m(1) \frac{H}{2l} \right] \quad (18)$$

$$v_s = v_0 \left[1 - D_e(\alpha) - D_m(\alpha) \frac{H}{2l} - D_s \left(\alpha, \frac{H}{2l} \right) \left(\frac{H}{2l} \right)^2 \right] \quad (19)$$

де H - товщина металізації в структурі, $2l$ - період структури (довжина хвилі), коефіцієнти D_e , D_m , D_s , пов'язані з параметрами матеріалу і визначені в [20]. Коефіцієнт $D_s(\alpha, H)$ логарифмічно залежить від величини H і для малих змін можна вважати постійним. У цьому його абсолютна величина для структури алюмінієва плівка/STX-кварц дорівнює 9 [21]. На рис.3.10 наведено характеристики швидкості хвилі для STX-кварцу, розраховані за рівняннями

(18) (19) для коефіцієнта металізації 0,5. З графіка видно, що для випадку $H/\lambda > 0,9\%$ може виникати хвильоводний ефект.

Отримані теоретичні результати використовувалися при розробці моделей малоапертурних трансверсальних фільтрів, фільтрів на основі поперечно-пов'язаних резонаторів, а також вперше для фільтрів на основі поздовжньо-пов'язаних резонаторів.

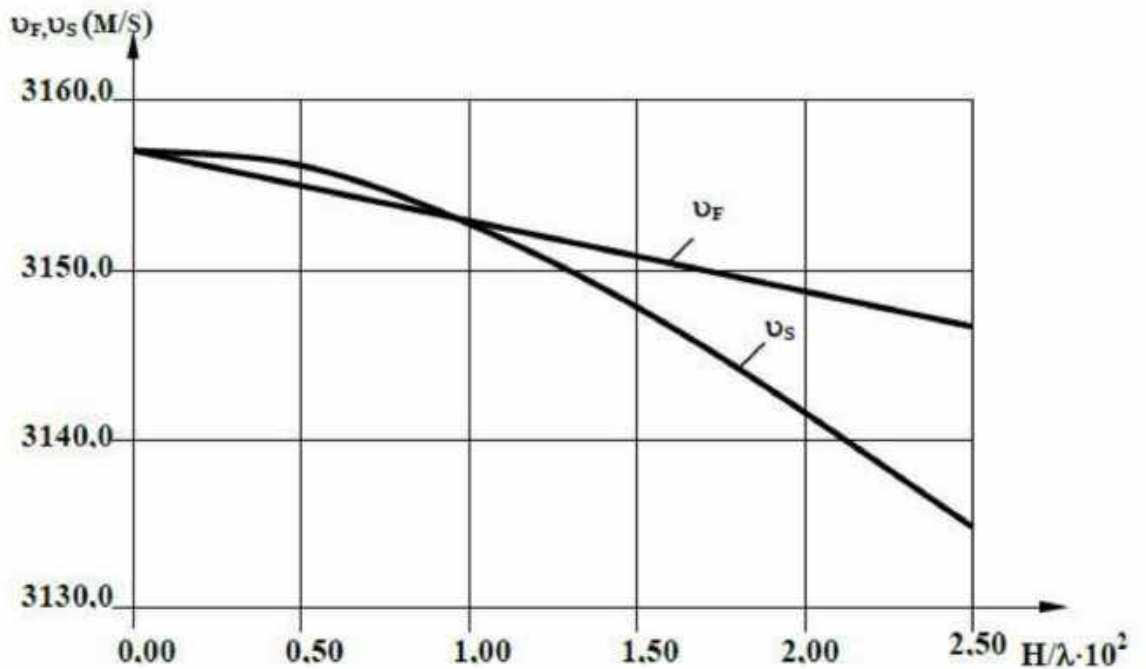


Рисунок 3.10. Залежність V_f та V_s від товщини металізації для STX-кварцу.

Розділ 4. Синтез фільтра на поверхно-акустичних хвилях

4.1. Розрахунок топології

Проектування фільтра ПАР провадимо за схемою, наведеною на рис.

1 Вихідними даними є:

- центральна частота f_0 ;
- відносна смуга пропускання $\Delta f/f_0$;
- число пелюсток імпульсного відгуку m ;
- функція аподізації $\omega(n)$.

Вибирається матеріал звукопроводу та його клас обробки.

Вибирається структурна схема фільтра – тип конструкції вхідного та вихідного перетворювачів.

Виробляється синтез фільтра:

а) розрахунок топології перетворювачів.

Якщо перетворювач еквідистантний неаподизований (рис. 4.1), то розрахунок топології ведеться за наведеними нижче формулами:

Визначаємо кількість пар N електродів

$$N = \frac{f_0}{\Delta f}$$

де f_0 – центральна частота, а $\Delta f = f_v - f_n$, де f_v – верхня гранична частота та f_n – нижня гранична частота. Слід пояснити, що значення f_v і f_n впливають із співвідношення f/f_0 .

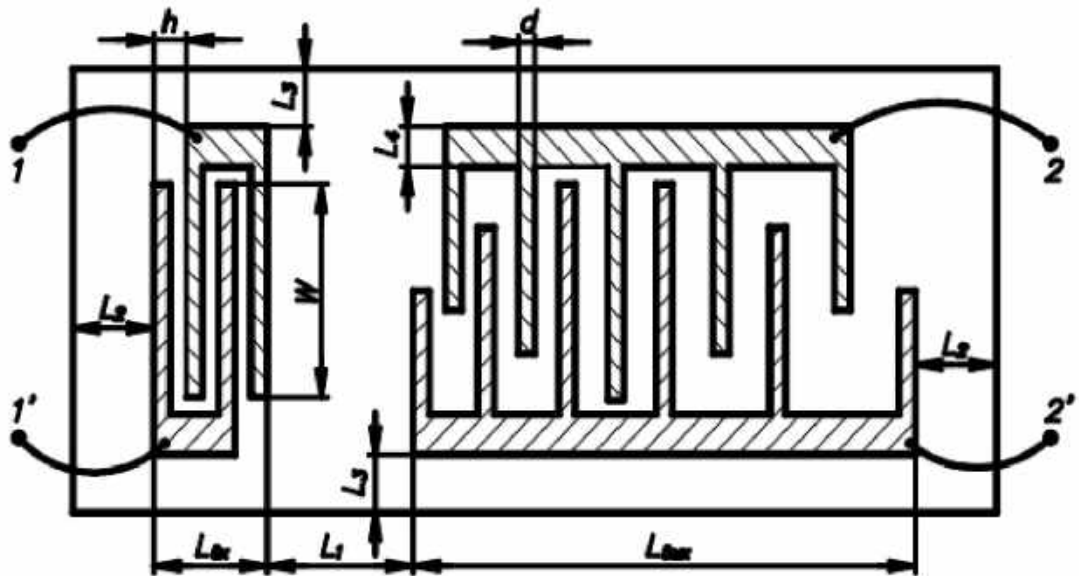


Рисунок 4.1. Схема проектованого фільтра на ПАР

Відстань h між сусідніми електродами визначається за формулою

$$h = \frac{\lambda}{2}$$

де $\lambda = \frac{v}{f_0}$ - довжина хвилі.

Товщину електродів розраховується за формулою

$$d = \frac{\lambda}{4}$$

Ступінь перекриття (апертуру) електродів, знайдемо за формулою:

$$W = (10 \dots 200)\lambda.$$

Якщо ВШП нееквідистантний аподизований (рис. 4.1), то для розрахунку топології наведемо такі формули.

Кількість пар N електродів можна визначити так:

$$N = (m+1) \frac{f_0}{\Delta f}$$

де m - число пелюсток імпульсного відгуку.

Відстань h між сусідніми електродами визначаємо за формулою

$$h(n) = v \frac{f_B t_3}{2\Delta f} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4n\Delta f}{f_B^2 t_3}} \right)$$

де $t_3 = \frac{L_1}{v}$ - час затримки; $L_1 = 8-10$ мм – відстань між сенсорами, $n = 1, 2, \dots, N$ - кількість пар електродів.

Товщину електродів розрахуємо за формулою

$$d = \frac{\lambda}{4}$$

Координати країв електродів ВШП по осі Y визначаються

$$Y(n) = \frac{W_0}{2} [1 - (-1)^n \Phi(n)]$$

де W_0 - апертура вхідного перетворювача, $n = -N \dots + N$, а $\Phi(n)$ має вигляд

$$\Phi(n) = \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{N+1}\right)}{\frac{\pi n}{N+1}} \omega(n)$$

де $\omega(n)$ - передатна функція (функція аподізації).

При $n = 0$ довжина електрода дорівнює $(10 \dots 200) \lambda$. Кінець цього електрода буде початком системи координат $Y(n)$;

б) Габаритні розміри сенсора, який проектується. Розраховуємо довжину звукопроводу

$$L_d = L_{вх} + L_{вих} + L_1 + 2L_2,$$

де $L_{вх}$ - довжина вхідного перетворювача; $L_{вих}$ - довжина вихідного перетворювача;

Якщо перетворювач еквідистантний, то

$$L_{екв} = h \cdot (2N - 1) + d.$$

Якщо перетворювач нееквідистантний, то

$$L_{неекв} = \sum_{n=1}^N (2h_n) + d$$

Ширина звукопроводу фільтра

$$L_{ш} = W_{вх} + 2 (L_3 + L_4),$$

де $L_3=5-10$ мм – відстань між загальною шиною решітки сенсора та поздовжньою гранню звукопроводу; $L_4=2d$ – ширина загальної шини решітки перетворювача.

Товщина звукопроводу вибирається близько 20λ зменшення впливу об'ємних хвиль. У нашому випадку товщина звукопроводу складає 15 мм.

4.2. Розрахунку фільтру на поверхно-акустичних хвилях

1. Вихідні дані:

- несуча (центральна) частота $f_0 = 150 \times 10^6$ Гц;
- відносна смуга пропускання $\Delta f / f_0 = 50\%$;
- число пелюсток імпульсного відгуку $m = 4$;

$$\omega(n) = 0,04 + 0,96 \cdot \cos \left(\frac{\pi n}{2(N+1)} \right)$$

- функція аподизації

2. Матеріал звукопроводу - ніобат літію LiNbO_3 , орієнтація зрізу $41,5^\circ$ X зі швидкістю поширення хвилі $v = 4 \cdot 10^3$ м/с. Клас обробки звукопроводу V13.

3. Структурна схема сенсору – вхідний перетворювач еквідистантний неаподизований, вихідний – нееквідистантний аподизований.

4.a) розрахунок топології вхідного перетворювача (еквідистантного неаподизованого).

Визначаємо кількість пар N електродів

$$N = \frac{f_0}{\Delta f}$$

де f_0 – центральна частота, а $\Delta f = f_v - f_n$, де f_v – верхня гранична частота (для нашого фільтра $f_v = 187,5 \times 10^6$ Гц) та f_n – нижня гранична частота (у нашому випадку $f_n = 112,5 \times 10^6$ Гц).

$$\Delta f = 187,5 \times 10^6 - 112,5 \times 10^6 = 75 \times 10^6 \text{ Гц};$$

$$N = \frac{150 \cdot 10^6}{75 \cdot 10^6} = 2 \text{ пари}$$

Відстань h між сусідніми електродами визначається:

$$h = \frac{\lambda}{2}$$

де $\lambda = \frac{v}{f_0}$ - довжина хвилі

$$\lambda = \frac{v}{f_0} = \frac{4 \cdot 10^3}{150 \cdot 10^6} = 26,667 \cdot 10^{-6} = 26,667 \text{ мкм};$$

$$h = \frac{\lambda}{2} = \frac{26,667 \cdot 10^{-6}}{2} = 13,333 \cdot 10^{-6} = 13,333 \text{ мкм.}$$

Розрахуємо товщину електродів

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{26,667 \cdot 10^{-6}}{4} = 6,667 \cdot 10^{-6} = 6,667 \text{ мкм.}$$

Апертура електродів

$$W = (10 \dots 200) \lambda.$$

Для цього сенсору вибираємо

$$W = 20\lambda = 20 \times 26,667 \times 10^{-6} = 5,333 \times 10^{-4} = 533,3 \text{ мкм};$$

б) топологія вихідного нееквідистантного аподизованого перетворювача.

Кількість пар N електродів:

$$N = (m + 1) \frac{f_0}{\Delta f}$$

де m - число пелюсток імпульсного відгуку.

$$N = (4 + 1) \cdot \frac{150 \cdot 10^6}{75 \cdot 10^6} = 10 \text{ пар.}$$

Відстань h між сусідніми електродами розрахуємо за формулою

$$h(n) = v \frac{f_B t_3}{2\Delta f} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4n\Delta f}{f_B^2 t_3}} \right)$$

де $t_3 = \frac{L_1}{v}$ - час затримки; $L_1 = 8-10$ мм – відстань між сенсорами, $n = 1, 2, \dots, N$ - кількість пар електродів.

$$t_3 = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^3} = 2,5 \cdot 10^{-6} = 2,5 \text{ мкс}$$

Отримуємо, що

$$h(n) = 4 \cdot 10^3 \cdot \frac{187,5 \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 75 \cdot 10^6} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot n \cdot 75 \cdot 10^6}{(187,5 \cdot 10^6)^2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6}}} \right]$$

Отримані значення запишемо до таблиці:

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
h , мкм	21,4	42,7	64,2	85,6	107,1	128,7	150,2	171,8	193,5	215,2

Розраховуємо товщину електродів за формулою

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{26,667 \cdot 10^{-6}}{4} = 6,667 \cdot 10^{-6} = 6,667 \text{ мкм.}$$

Знаходимо координати країв електродів ВШП по осі Y :

$$Y(n) = \frac{W_0}{2} [1 - (-1)^n \Phi(n)]$$

де W_0 - апертура вхідного перетворювача, $n = -N \dots + N$, а $\Phi(n)$ має вигляд

$$\Phi(n) = \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{N+1}\right)}{\frac{\pi n}{N+1}} \omega(n)$$

де $\omega(n)$ - передатна функція (функція аподізації).

$$\omega(n) = 0,04 + 0,96 \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2(N+1)}\right)$$

У нашому випадку , звідки:

$$\Phi(n) = \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{10+1}\right)}{\frac{\pi n}{10+1}} \left[0,04 + 0,96 \cos\left(\frac{\pi n}{2(10+1)}\right) \right]$$

Отримуємо, що

$$Y(n) = \frac{5,333 \cdot 10^{-4}}{2} \left[1 - (-1)^n \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{10+1}\right)}{\frac{\pi n}{10+1}} \left(0,04 + 0,96 \cos\left(\frac{\pi n}{2(10+1)}\right) \right) \right]$$

Отримані значення запишемо до таблиці:

n	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	
$Y(n)$	261	283	227	334	163	407	86	481	23	526	
n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$Y(n)$	0	526	23	427	86	407	163	334	227	283	261

При $n=0$ довжина електрода дорівнює довжині електрода вхідного неаподизованого ВШП. Кінець цього електрода і буде початком системи координат $Y(n)$;

в) визначення габаритних розмірів сенсора.

Довжину звукопроводу

$$L_d = L_{вх} + L_{вих} + L_1 + 2L_2,$$

де $L_{вх} = h_{вх} (2N_{вх} - 1) + d_{вх}$ - довжина вхідного сенсору;

$$L_{вих} = \sum_{n=1}^N (2h_{вих\ n}) + d_{вих} - \text{довжина вихідного сенсору};$$

$L_1 = 8-10$ мм – відстань між сенсорами;

$L_2 = 5-10$ мм – відстань між крайнім електродом сенсору та торцевою гранню звукопроводу.

$$L_{\text{вх}} = 13,3 \times 10^{-6} \times (2 \times 10 - 1) + 6,6710^{-6} = 0,259 \times 10^{-3} \text{ м};$$

$$L_{\text{вих}} = \sum_{n=1}^N (2h_{\text{вих } n}) + 6,67 \times 10^{-6} = 2,368 \times 10^{-3} \text{ м};$$

$$L_{\text{д}} = 0,259 \times 10^{-3} + 2,368 \times 10^{-3} + 10 \times 10^{-3} + 2 \times 5 \times 10^{-3} = 22,527 \times 10^{-3} \text{ м} \\ = 22,5 \text{ мм.}$$

Ширина звукопроводу фільтра

$$L_{\text{ш}} = W_{\text{вх}} + 2(L_3 + L_4),$$

де $L_3 = 5\text{-}10 \text{ мм}$ – відстань між загальною шиною решітки сенсору та поздовжньою гранню звукопроводу; $L_4 = 2d$ – ширина загальної шини решітки сенсору

$$L_{\text{ш}} = 0,53 \times 10^{-3} + 2 \times (5 \times 10^{-3} + 13,34 \times 10^{-6}) = 10,536 \times 10^{-3} \text{ м} = 10,5 \text{ мм.}$$

Для зменшення впливу об'ємних хвиль, товщина звукопроводу вибирається порядку 20λ . У нашому випадку товщина звукопроводу складає 15 мм.

4.3. Опис конструкції

Фільтр містить один вхідний перетворювач та один вихідний. Вхідний перетворювач – еквідистантний неаподизований широкосмуговий, число пар штирів – 2. Вихідний перетворювач – нееквідистантний аподизований з числом пар штирів – 10.

Матеріалом для звукопроводу проектного фільтра на ПАР є ніобат літію з орієнтацією ZY. Клас обробки звукопроводу –V13.

Розмір підложки $22,5 \times 10,5 \times 1,5$.

Матеріалом виготовлення штирів перетворювачів є алюміній А99 з міркувань найменшої вартості. Для покращення адгезії використовується підшар ванадію. Для захисту від впливу довкілля елементи конструкції ВШП покриваються захисним матеріалом – негативний фоторезист ФН-11 ТУ6-14-631–71. Як матеріал для поглиначів використовується епоксидна смола ЕД-5 ГОСТ10587-75.

Проектований фільтр виготовляють методом прямої контактної фотолітографії.

Для герметизації фільтра використовується металоскляний прямокутний корпус із килиму, зі штирковими висновками типу 1210 (157.29-1).

Розділ 5. Результати експериментальних досліджень

5.1. Дослідження акустичних хвильоводів

Як було зазначено вище, спочатку акустичні хвильоводи були застосовані для реалізації телевізійних фільтрів, що мають конструкцію трансверсального типу. Так, було розроблено фільтр стандарту М (американський стандарт, що несе частота зображення 45,75 МГц) з апертурою перетворювачів 3,5 довжини хвилі. Як матеріал п'єзопідкладки використовувався YXl/128°-зріз LiNbO_3 , яка з метою зменшення дифракційних ефектів була виконана у вигляді ромба з акустичним каналом вздовж його довгої діагоналі, рис. 5.1 [4]. Для забезпечення хвильоводного ефекту ширина шин становила 80 мкм ($0,9 \lambda$).

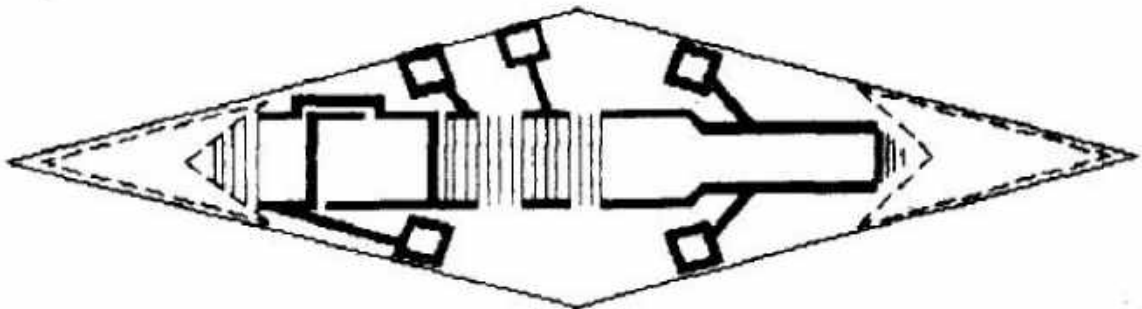


Рисунок 5.1. Топологія телевізійного фільтра стандарту М, що має хвильоводну структуру.

Наведені на рис.5.2 характеристики підтверджують працездатність такої конструкції та адекватність використаної моделі.

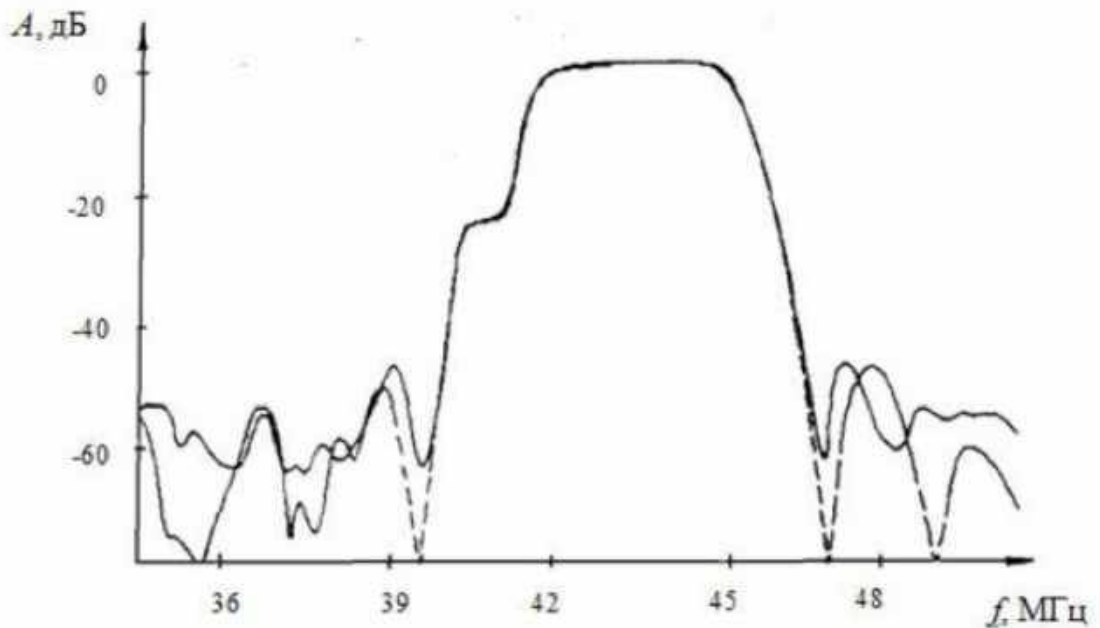


Рисунок 5.2. Теоретична (пунктирна лінія) та експериментальна (суцільна лінія) характеристики телевізійного фільтра стандарту М, що має хвильоводну структуру.

Аналогічні розробки були проведені для телевізійних фільтрів стандартів D/K та В/G (вітчизняний та європейський стандарти частот), що мають апертуру ВШП 10,5 та 7,5 довжин хвиль відповідно. Для оптимального узгодження з телевізійним трактом апертури ВШП для різних стандартів обрані суттєво різними, що обумовлено різницею відносної ширини смуги пропускання.

Реалізація надвузькосмугового (0,01%) ПАР-фільтра на номінальну частоту 98,415 МГц була здійснена на основі поперечно-пов'язаної резонаторної конструкції з використанням термостабільного монокристалічного кварцу ST-зрізу (42°). Як було зазначено вище, у даному матеріалі при поширенні ПАР акустична енергія каналізується в областях з меншою, ніж на вільній поверхні, швидкостями. При цьому розподіл енергії по апертурі хвильоводу не є однорідним. Частина енергії ПАР витікає межі апертури. Якщо як хвильовод використовується одновходовий резонатор, і в

безпосередній близькості від нього розміщений аналогічний елемент, то на резонансній частоті при достатній довжині області взаємодії в паралельному каналі підкачування енергії ПАР призводить до збудження резонансних коливань на частоті близької до частоти вихідного резонатора, рис.5.3, де M_0 і M_1 позначені основні симетрична та несиметрична моди, відповідно.

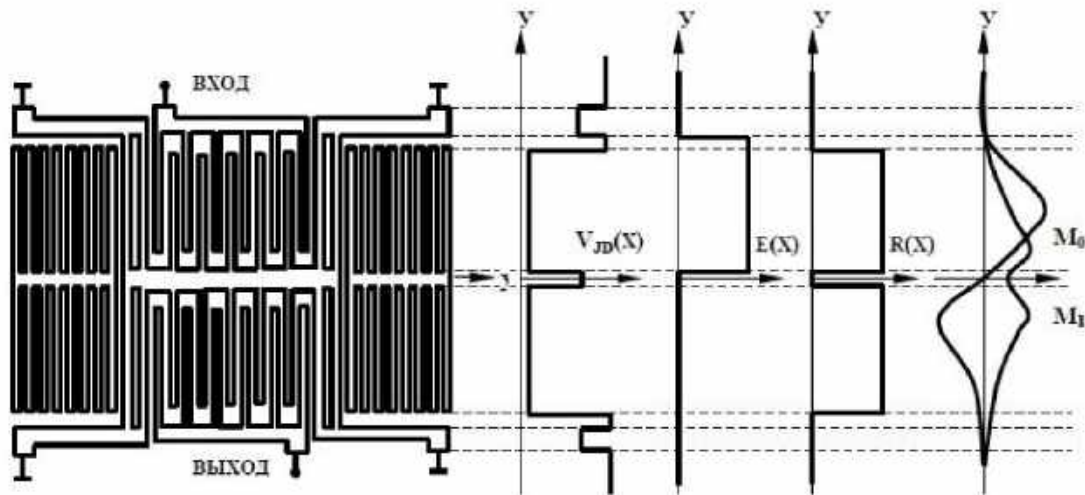


Рисунок 5.3. Структура двовходового поперечно-пов'язаного резонаторного фільтра та розподіл швидкості хвилі, її збудження та відображення вздовж апертури перетворювача.

5.2. Отримання оптимальних результатів

Оптимальні результати отримані для наступної геометрії конструкції:

1. для забезпечення надвузької смуги пропускання величина перехідної зони становить 100 мкм (близько 3 довжин хвиль на частоті 98,415 МГц). Слід зазначити, що оптимальна величина перехідної зони зазвичай не перевищує довжини хвилі, а її збільшення призводить до зростання загасання, що вноситься за рахунок ослаблення зв'язку між каналами;
2. перетворювачі та відбивачі містять по 401 і 115 одинарних електродів, відповідно;
3. для узгодження з навантаженням 50 Ом обрана робоча апертура 12,5 при коефіцієнті металізації 0,72;

4. для забезпечення хвильоводного ефекту обрано товщину металізації з 0,36 мкм, що відповідає значенню $H/\lambda = 1,13$ на рис.3.10.

Експериментальні характеристики фільтра наведено на рис.5.4.

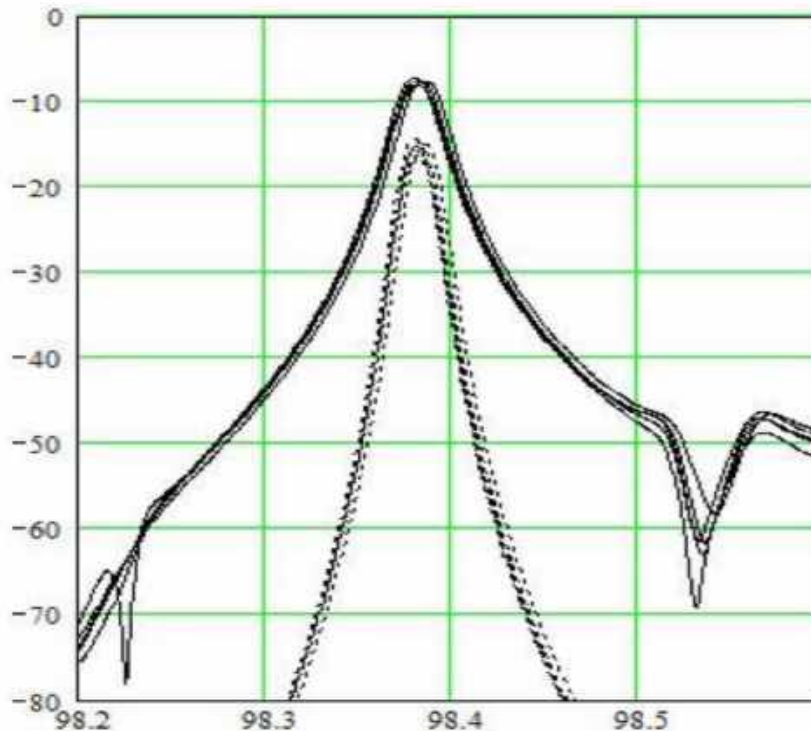


Рисунок 5.4. Експериментальні характеристики надвузькосмугового ПАР-фільтра на основі поперечно-пов'язаної резонаторної структури: суцільна лінія – одна ланка; пунктирна лінія – каскадне включення двох ланок.

Проектування ПАР-фільтрів хвильоводного типу на основі поздовжньо-пов'язаних резонаторних структур виконано для декількох типів каналних телевізійних фільтрів дециметрового діапазону частот. На рис.5.5 наведено типову топологію однієї ланки такого фільтра (реальний фільтр містить від 2 до 4 ланок, включених послідовно) на основі поздовжньо-пов'язаної резонаторної структури ПАР-фільтр на телевізійний 29 ефірний канал (номінальна частота 538 МГц) був реалізований на $YXl/64^\circ$ -зрізі $LiNbO_3$ і мав апертуру перетворювачів 9,1 довжин хвиль, коефіцієнт металізації в

електродних структурах 0,5 і товщину алюмінієвої плівки 0,2 мкм. Розрахунки показали, що в структурі з такими параметрами існує три моди з наступними коефіцієнтами ефективності збудження: $0 = 0,92$, $1 = 0,22$, $3 = 0,03$.

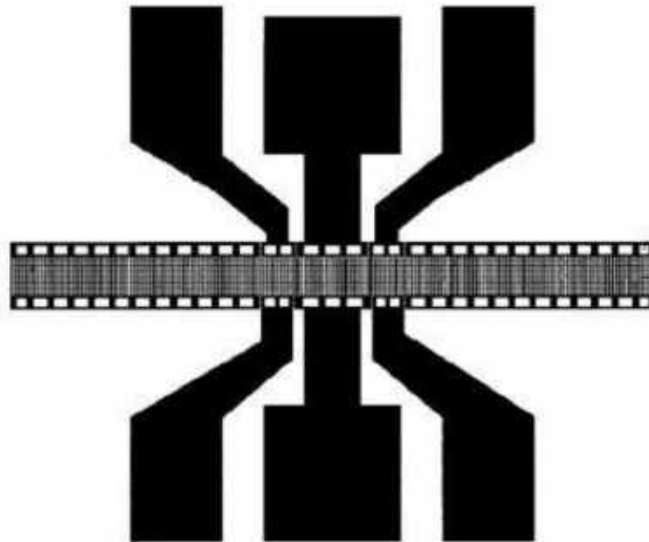


Рисунок 5.5. Типова топологія однієї ланки ПАР-фільтра хвильоводного типу.

З порівняння показників, наведених на рис. 5.6 видно, що облік хвильоводного ефекту (крива 3) при проектуванні фільтра дає більш точне збіг з експериментальної АЧХ (крива 1) [22].

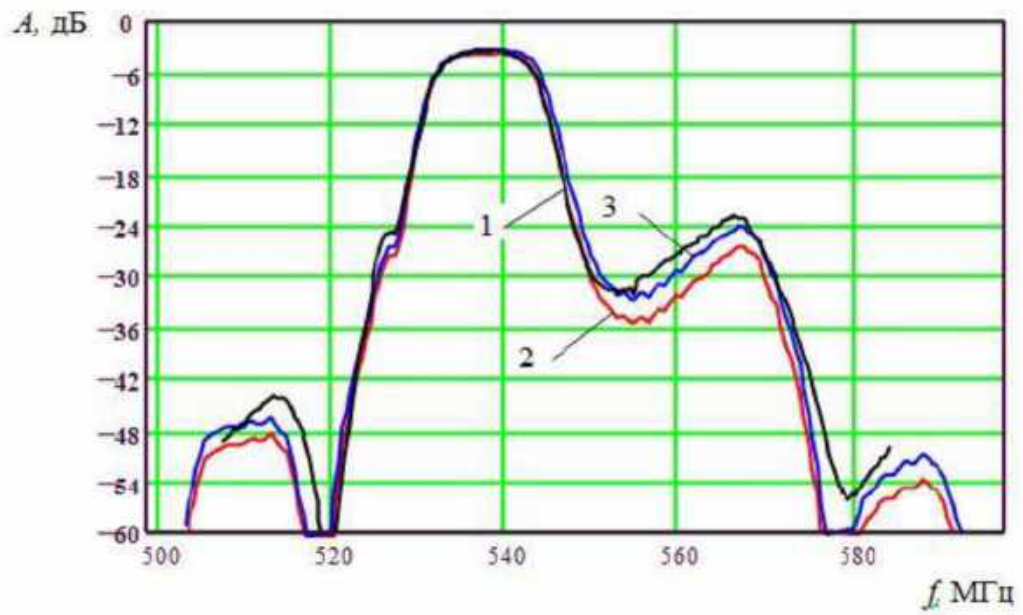


Рисунок 5.6. Експериментальна АЧХ (крива 1) фільтра 29-го ТВ-каналу та теоретичні АЧХ, розраховані з урахуванням (крива 3) та без урахування (крива 2) хвильоводного ефекту.

Розділ 6. Ресурсоефективність та ресурсозбереження

У цьому розділі аналізується перспективність науково-технічного проекту, що визначається такими критеріями, як високі технології, ефективність використання ресурсів, збереження ресурсів та комерційна цінність.

Науково-дослідницька робота фокусується на вивченні та розробці сенсора на основі поверхневих акустичних хвиль.

Мета цього розділу ВКР полягає в оцінці перспективності та успішності науково-дослідного проекту, що моделює роботу сенсора.

Результати дослідження спрямовані на вдосконалення функціонування сенсорів.

Цільовим ринком для цих досліджень є всі галузі електропостачання, де використовуються подібні сенсори.

Завдання розділу:

- розробка загальної економічної ідеї проекту; формування концепції проекту;
- організація робіт з науково-дослідного проекту;
- планування науково-дослідних робіт;
- оцінки комерційного потенціалу та перспективності проведення наукових досліджень з позиції ресурсоефективності та ресурсозбереження;
- визначення ресурсозберігаючої, фінансової, бюджетної, соціальної та економічної ефективності дослідження.

6.1. Аналіз технічних і конкурентних рішень

Оскільки ринки постійно змінюються, важливо регулярно проводити детальний аналіз конкурентних розробок. Такий аналіз дозволяє вносити корективи в наукове дослідження, щоб ефективніше конкурувати. Ключовим є реалістична оцінка сильних і слабких сторін розробок конкурентів.

Основним конкурентом в Україні можна виділити компанію «Сенсор», яка займається постачанням, продажем, обслуговуванням і встановленням сенсорів на основі поверхневих акустичних хвиль, а також систем безперебійного живлення, розробкою та виробництвом сенсорів на поверхневих акустичних хвилях, проектуванням і монтажем таких сенсорів.

Перевагою цієї компанії є:

- займається цією сферою вже протягом 5 років;
- система працює за власним алгоритмом;

Недоліками цієї компанії можна назвати таке:

- займаються лише промисловими проектами;
- найвища вартість для середнього споживача;

В Україні існує безліч компаній, які надають послуги з установки та зборки сонячних електростанцій (СЕС), але жодна з них не спеціалізується на встановленні та розробці систем орієнтації. Оскільки дослідження спрямовані на покращення функціонування сенсорів, основними критеріями є:

- Підвищення продуктивності виробництва сенсорів. Цей критерій є ключовим і досягається завдяки точності позиціонування сенсорів, що безпосередньо впливає на їхню ефективність.
- Зручність в експлуатації. Цей критерій включає можливість простого обслуговування та проведення технічних робіт, що спрощує процес експлуатації сенсорів і підвищує їх надійність.
- Автономність. Системи можуть бути повністю автономними або частково автономними. Повністю автономні системи не потребують постійної присутності людини, що дозволяє їх використання в різних сферах діяльності, від промисловості до побутових застосувань.
- Безпека. Система повинна відповідати стандартам безпеки, щоб убезпечити користувачів від уражень електричним струмом та механічних травм.
- Надійність. Необхідно забезпечити тривалу експлуатацію системи при своєчасному виконанні технічних обслуговувань.

- Віддалений моніторинг. Системи можуть бути використані в ізольованих місцях, де немає обслуговуючого персоналу. Функція віддаленого моніторингу дозволяє контролювати роботу системи на відстані.

Аналіз конкурентних технічних рішень з точки зору ресурсоефективності та бережливого використання ресурсів проводиться з використанням оціночної картки, що представлена в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Оцінювальна карта порівняння конкурентних технічних рішень

Критерії оцінки	Вага критерію	Бали		Конкурентоспроможність	
		БФ	Бк	Ф	Кк
Технічні критерії оцінки ресурсоефективності					
Підвищення продуктивності сенсорів	0,2	5	5	1	1
Зручність в експлуатації	0,1	4	4	0,4	0,4
Автономність	0,1	4	4	0,4	0,4
Надійність	0,1	5	5	0,5	0,5
Безпека	0,2	5	4	1	0,8
Можливість віддаленого моніторингу	0,1	4	3	0,4	0,3
Економічні критерії оцінки ефективності					
Фінансування наукової розробки	0,1	4	4	0,4	0,4
Передбачуваний термін експлуатації	0,1	5	4	0,5	0,4
Разом	1	36	33	4,6	4,2

Критерії для порівняння та оцінки ресурсоефективності і ресурсозбереження, наведені в таблиці 6.1, підбираються залежно від обраних об'єктів порівняння, враховуючи технічні та економічні особливості розробки, створення і експлуатації. Ця технологія аналізується у контексті традиційних технологій, таких як опромінення мішені потужним електронним пучком.

Аналіз показав, що як технічні, так і економічні критерії цього проекту можуть викликати інтерес у потенційних покупців, серед яких — наукові

дослідницькі інститути, технічні вищі навчальні заклади та спеціалізовані компанії. Крім того, були виявлені критерії, які потребують додаткової роботи для оптимального впровадження на ринок.

6.2. Планування комплексу робіт із створення проекту

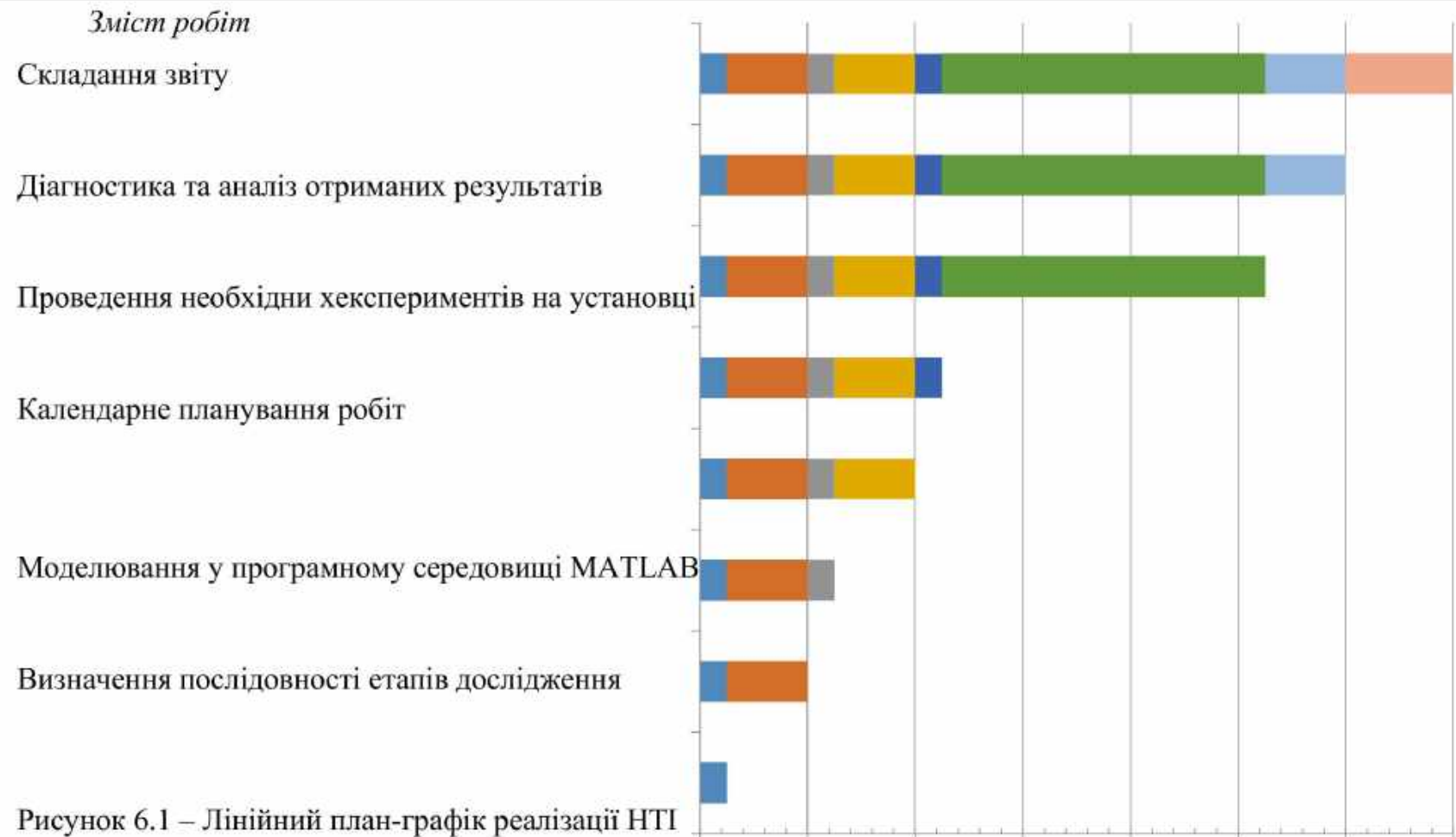
Визначення трудомісткості та тривалості робіт проводиться на основі галузевих нормативів і типових норм для розробки конструкторської документації. Для робіт з високим рівнем невизначеності використовуються ймовірнісні (експертні) методи, які широко застосовуються в системах управління проектами (таблиця 6.2).

Таблиця 6.2 - Лінійний графік

Код роботи	Назва	Тривалість, дні	Дата початку робіт	Дата закінчення робіт	Склад учасників
1	Складання та затвердження теми та завдання НДР	5	5.01.2024	10.01.2024	Керівник, інженер
2	Вивчення поставленого завдання та літературний пошук матеріалів на тему	15	10.01.2024	25.01.2024	Інженер
3	Визначення послідовності етапів дослідження	5	25.01.2024	30.01.2024	Керівник, Інженер
4	Моделювання сенсорів у програмному середовищі MATLAB	15	30.01.2024	14.02.2024	Керівник, інженер
5	Календарне планування робіт	5	14.02.2024	19.02.2024	Керівник, інженер
6	Проведення необхідних експериментів на установці для здійснення НДР	60	19.02.2024	20.04.2024	Керівник, інженер

7	Діагностика та аналіз отриманих результатів	15	20.04.2024	5.05.2024	Керівник, інженер
8	Складання звіту	20	5.05.2024	25.05.2024	Інженер

На підставі перерахованих робіт для зручності було побудовано календарний план-графік (Рисунок 6.1) з тривалістю етапів у календарних днях.



6.3. Визначення трудомісткості робіт

Розрахунок трудомісткості здійснюється дослідно-статистичним методом, що ґрунтується на визначенні очікуваного часу виконання робіт у людино- днях за формулою (6.1):

$$t_{ож} = \frac{3 \cdot t_{min} + 2 \cdot t_{max}}{5}; \quad (6.1)$$

де $t_{ож}$ – очікувана трудомісткість виконання роботи, чол.-дн.;

t_{min} – мінімально можлива трудомісткість виконання заданої роботи чол.-дн.;

t_{max} – максимально можлива трудомісткість виконання заданої роботи чол.-дн.

Розрахуємо значення очікуваної трудомісткості роботи:

Для встановлення тривалості роботи у робочих днях використовуємо формулу (6.2):

$$t_p = t_{оч} / Ч; \quad (6.2)$$

де t_p – тривалість одного виду робіт, роб. дн.;

$t_{оч}$ – очікувана трудомісткість виконання однієї роботи, чол.-дн.;

Ч – чисельність виконавців, що виконують одночасно одну і ту ж роботу на даному етапі, чол.

Тривалість етапів у робочих днях можна перевести в календарні дні (для зручності) та розраховується за такою формулою (6.3):

$$T_K = T_p \cdot k; \quad (6.3)$$

де T_K – тривалість виконання однієї роботи, календ. дн.;

T_p – тривалість однієї роботи, роб. дн.;

k – коефіцієнт календарності. Він призначений для перекладу робочого дня у календарне.

Коефіцієнт календарності (6.4):

$$k = \frac{T_{\text{КГ}}}{T_{\text{КГ}} - T_{\text{ВД}} - T_{\text{ПД}}}; \quad (6.4)$$

де $T_{\text{КГ}}$ – кількість днів на рік; $T_{\text{ВД}}$ – кількість вихідних днів на рік; $T_{\text{ПД}}$ – кількість святкових днів на рік.

Визначимо тривалість етапів робочих днів і коефіцієнт календарності:

$$k = \frac{T_{\text{КГ}}}{T_{\text{КГ}} - T_{\text{ВД}} - T_{\text{ПД}}} = \frac{365}{365 - 104 - 10} = 1,45;$$

Тоді тривалість етапів у робочих днях, слід врахувати, що розрахункову величину тривалості робіт T_k необхідно округлити до цілих чисел.

Результати розрахунків наведено у таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 – Тимчасові показники проведення ВКР

№роб.	Виконавці					
		$t_{\min}$ чол- дн	$t_{\max}$ чол- дн	$t_{\text{ожчол}}$ -дн	t_p роб.дн	$t_{\text{ккал.дн}}$
1	РП, ІН	4	10	4,4	2,2	3
2	ІН	14	20	16,4	16,4	24
3	РП, ІН	4	10	4,4	2,2	3
4	РП, ІН	14	20	16,4	8,2	12
5	РП, ІН	4	10	4,4	2,2	3
6	РП, ІН	50	65	46,7	23,35	34
7	РП, ІН	14	20	16,4	8,2	12
8	ІН	19	25	21,4	21,4	31
Підсумок						122

Таким чином, у проектній діяльності беруть участь двоє співробітників: керівник проекту та інженер.

6.4. Бюджет наукового дослідження

При плануванні бюджету наукового проекту включається вартість всіх витрат, необхідних для реалізації комплексу робіт, що становлять утримання даної розробки;

6.4.1. Розрахунок основної заробітної плати

Основна заробітна плата наукових та інженерно-технічних працівників, а також робітників макетних майстерень і дослідних виробництв, які безпосередньо залучені до виконання робіт за даною темою, включається до цієї статті. Розмір витрат на заробітну плату визначається на основі трудомісткості виконуваних робіт та системи оплати праці. До основної заробітної плати також входить премія, що виплачується щомісяця з фонду заробітної плати, розмір якої визначається відповідно до Положення про оплату праці.

Дані для розрахунку:

- 1) Оклад: наукового керівника (доцент) - 33664 грн.
- 2) (РК), інженера - 9489 грн.
- 3) Плановий фонд робочого дня протягом місяця – 176 годин (22 дня);
- 4) Додаткова вести.
- 5) Районний коефіцієнт (1,3).

Стаття включає основну заробітну плату працівників, безпосередньо зайнятих виконанням проекту (включаючи премії, доплати) та додаткову заробітну плату:

$$З_{зп} = З_{осн} + З_{доп}; \quad (6.5)$$

де $З_{осн}$ – основна плата;

$З_{доп}$ – додаткова заробітна плата.

Основна заробітна плата ($З_{осн}$) керівника розраховується за наступною формулою:

$$З_{осн} = З_{дн} \cdot T_p; \quad (6.6)$$

де $З_{осн}$ - основна заробітна плата одного працівника;

T_p - тривалість робіт, що виконуються науково-технічним працівником, роб.дн.

$З_{дн}$ - середньоденна заробітна плата працівника, грн. Середньоденна заробітна плата розраховується за такою формулою:

$$З_{дн} = \frac{З_m \cdot M}{F_d}; \quad (6.7)$$

де $З_m$ - місячний посадовий оклад працівника, грн.;

M – кількість місяців роботи без відпустки протягом року:

- при відпустці 24 роб. дня $M = 11,2$ місяці, 5-денний тиждень;
- при відпустці 48 раб.

F_d -дійсний річний фонд робочого часу на науково- технічного персоналу, роб. дн. (Таблиця 6.4).

Таблиця 6.4 - Баланс робочого часу

Показники робочого часу	Керівник	Інженер
Календарне число днів	365	365
Кількість неробочих днів:		
– вихідні;	52	104
– святкові дні	14	14
Втрати робочого часу:		
– відпустка;	48	24
– невиходи через хворобу		

	—	—
Справжній річний фонд робочого часу	251	223

Місячний посадовий оклад працівника розраховується за такою формулою:

$$З_m = З_{ок} \cdot k_p; \quad (6.8)$$

де $З_{ок}$ - оклад працівника, грн.

k_p - районний коефіцієнт, по місту Харків дорівнює 1,3.

Основна заробітна плата наукового керівника визначається на основі галузевих стандартів оплати праці. Система оплати праці в ТПУ включає такі складові заробітної плати:

оклад – визначається підприємством. У ТПУ оклади розподілені відповідно до займаних посад, наприклад, асистент, ст. викладач, доцент, професор.

стимулюючі виплати – встановлюються керівником підрозділів за ефективну працю, виконання додаткових обов'язків тощо.

– інші виплати: районний коефіцієнт.

Розрахуємо заробітну платню наукового керівника. Місячний посадовий оклад наукового керівника:

$$З_m = 33664 \cdot 1,3 = 43763,2 \text{ грн.}$$

Середньоденна заробітна плата наукового керівника:

$$З_{дн} = \frac{43763,2 \cdot 10,4}{251} = 1813,3 \text{ грн/день}$$

Основна заробітна плата наукового керівника:

$$З_{осн} = З_{дн} \cdot T_p = 1813,3 \cdot 8 = 14506,4 \text{ грн. ;}$$

Розрахуємо заробітну плату інженера.

$$З_m = 9489 \cdot 1,3 = 12335,7 \text{ грн.}$$

Середньоденна заробітна плата наукового керівника:

$$З_{\text{дн}} = \frac{12335,7 \cdot 10,4}{223} = 575,3 \text{ грн/день}$$

Основна заробітна плата наукового керівника:

$$З_{\text{осн}} = З_{\text{дн}} \cdot T_p = 575,3 \cdot 8 = 4602,4 \text{ грн.};$$

Витрати на додаткову заробітну плату виконавців теми враховують розміри доплат, передбачених Трудовим кодексом, за відхилення від нормальних умов праці, а також виплати, що забезпечують гарантії та компенсації. Додаткова заробітна плата розраховується як 10-15% від основної заробітної плати працівників, які безпосередньо залучені до виконання теми.

$$З_{\text{доп}} = k_{\text{доп}} \cdot З_{\text{осн}}; \quad (6.9)$$

де $З_{\text{доп}}$ - додаткова заробітна плата, грн.;

$k_{\text{доп}}$ - коефіцієнт додаткової заробітної плати;

$З_{\text{осн}}$ - основна плата, грн.

Прийmemo коефіцієнт додаткової заробітної плати рівним 0,15 для наукового керівника та 0,1 для інженера. Результати розрахунку основної та додаткової заробітної плати виконавців наукового дослідження подано у таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 - Заробітна плата виконавців дослідницької роботи

Заробітна плата, грн.	Керівник	Інженер
Основна зарплата	14506,4	4602,4
Додаткова зарплата	2176	460,2
Зарплата виконавця	16682,4	5062,7
Разом за статтею СЗП	21745,1	

6.4.2. Відрахування до позабюджетних фондів

Відрахування із заробітної плати визначаються за такою формулою:

$$C_{\text{позаб}} = k_{\text{позаб}} \cdot (З_{\text{осн}} + З_{\text{дон}}), \quad (6.10)$$

де $k_{\text{зовніш}}$ - коефіцієнт, що враховує розмір відрахувань із заробітної плати. Цей коефіцієнт становить 27,1% від витрат на заробітну плату і включає:

- 6) відрахування до пенсійного фонду;
- 7) на соціальне страхування;
- 8) на медичне страхування

Отже, відрахування з заробітної плати склали для наукового керівника:

$$C_{\text{зовнеб}} = 0,271 \cdot 16682,4 = 4520,9 \text{ грн.}$$

Відрахування із заробітної плати склали для інженера:

$$C_{\text{зовнеб}} = 0,271 \cdot 5062,7 = 1372 \text{ грн.}$$

Відрахування до позабюджетних фондів разом склали 5892,9.

6.4.3. Витрати електроенергії

Основним джерелом витрат електроенергії є ЕОМ. Оскільки наукові дослідження переважно з моделюванням системи орієнтації.

Витрати на електроенергію розраховуються за такою формулою:

$$З_{\text{ел}} = Ц_{\text{ел}} \cdot P \cdot F_{\text{про}} = 5,8 \cdot 1 \cdot 900 = 5220 \text{ грн} \quad (6.11)$$

де $Ц_{\text{ел}}$ - тариф на промислову електроенергію (5,8 грн. за 1 кВт · год);

P - Потужність обладнання, кВт;

$F_{\text{про}}$ - час використання устаткування, год. Витрати електроенергію склали 5220 грн

6.4.4. Накладні витрати

До цієї статті включаються витрати на управління та господарське обслуговування, які можуть бути віднесені безпосередньо на конкретну тему.

Розрахунок накладних витрат ведеться за такою формулою:

$$C_{\text{накл}} = k_{\text{накл}} \cdot (З_{\text{осн}} + З_{\text{доп}}); \quad (6.12)$$

де $k_{\text{накл}}$ - Коефіцієнт накладних витрат.

$$C_{\text{накл}} = 0,2 \cdot 24745,1 = 4349 \text{ грн.}$$

На підставі отриманих даних за окремими статтями витрат складається калькуляція планової собівартості НТІ за формою, наведеною у таблиці 6.6.

Таблиця 6.6 - Розрахунок бюджету витрат НТІ

	Найменування статті	сума, грн.
	Витрати по основній заробітній платі виконавців теми	21745,1
	Відрахування до позабюджетних фондів	5892,9
	Накладні витрати	4349
	Витрати електроенергії	5220
	Бюджет витрат НТІ	37207

6.5. Оцінка порівняльної ефективності дослідження

Ефективність визначається шляхом розрахунку інтегрального показника ефективності наукового дослідження, що включає дві середньозважені величини: фінансову ефективність та ресурсоефективність. Інтегральний показник фінансової ефективності отримується шляхом оцінки бюджету витрат для трьох або більше варіантів виконання дослідження. Найбільший інтегральний показник реалізації технічної задачі

використовується як основа для розрахунку (знаменник), з яким порівнюються фінансові значення всіх варіантів виконання.

Інтегральний фінансовий показник розробки визначається:

$$I_{\text{фин}}^{\text{ипі}} = \frac{\Phi_{pi}}{\Phi_{\text{max}}};$$

де $I_{\text{ипі}}$ - інтегральний фінансовий показник розробки;

Φ_{pi} - вартість і-го варіанту виконання;

Φ_{max} - максимальна вартість виконання науково-дослідного проекту (в т.ч. аналоги).

Отримане значення інтегрального фінансового показника розробки відображає чисельне збільшення бюджету витрат у разях (значення більше одиниці) або чисельне зниження вартості розробки у разях (значення менше одиниці, але більше нуля).

Оскільки технологія має одне виконання, то

$$P_{\text{фин}} = \frac{37207}{48956} = 0,76;$$

Для аналогів відповідно:

$$I_{\text{фин1}}^{a1} = \frac{41613}{48956} = 0,85; I_{\text{фин1}}^{a2} = \frac{48956}{48956} = 1;$$

Інтегральний показник ресурсоефективності варіантів виконання об'єкта дослідження можна визначити так:

$$I_{pi} = \sum a_i \cdot b_i; \quad (6.14)$$

де I_{pi} - Інтегральний показник ресурсоефективності для і-го варіанти виконання розробки;

a_i - ваговий коефіцієнт і-го варіанту виконання розробки;

b_i - бальна оцінка i -го варіанту виконання розробки, встановлюється експертним шляхом за обраною шкалою оцінювання;

n - Число параметрів порівняння.

Розрахунок інтегрального показника ресурсоефективності представлений нижче.

Таблиця 6.7 - Порівняльна оцінка характеристик варіантів виконання проекту

Критерії \ ПЗ	Ваговий коефіцієнт параметра	Поточний проект	Аналог 1	Аналог 2
1. Підвищення зростання продуктивності праці користувача	0,25	5	4	4
2. Зручність в експлуатації	0,2	4	4	5
3. Надійність	0,25	5	5	4
4. Економічність	0,15	5	4	5
5. Матеріаломісткість	0,15	4	3	5
РАЗОМ	1	4,65	4,1	4,5

Інтегральний показник ефективності варіантів виконання розробки та аналога визначається на підставі інтегрального показника ресурсоефективності та інтегрального фінансового показника за формулою:

$$I_{\text{финр}}^p = \frac{I_m^p}{I_{\text{финр}}^{\text{исп}i}};$$

В результаті:

$$I_{\text{финр}}^p = \frac{4,65}{0,76} = 6,11; I_{\text{фина}1}^{a1} = \frac{4,1}{0,85} = 4,82; I_{\text{фина}2}^{a2} = \frac{4,5}{1} = 4,5;$$

Порівняння інтегрального показника ефективності поточного проекту та аналогів дозволить визначити порівняльну ефективність проекту.

Порівняльна ефективність проекту:

$$E_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{финр}}^p}{I_{\text{финаі}}^{\text{аі}}};$$

Результат обчислення порівняльної ефективності проекту та порівняльна ефективність аналогів представлені у таблиці 6.8.

Таблиця 6.8 - Порівняльна ефективність розробки

Показники	Розробка	Аналог 1	Аналог 2
Інтегральний фінансовий показник розробки	0,76	0,85	1
Інтегральний показник ресурсоефективності розробки	4,65	4,1	4,50
Інтегральний показник ефективності	6,11	4,82	4,5
Порівняльна ефективність варіантів виконання	1	1,26	1,35

Таким чином, на основі визначення ресурсозберігаючої, фінансової, бюджетної, соціальної та економічної ефективності дослідження, після проведення необхідного порівняльного аналізу, можна зробити невтішний висновок про перевагу виконаної розробки над аналогами.

6.6. Висновок за розділом

У поточному розділі було виконано таке:

Аналіз та оцінка науково-технічного рівня проекту показали, що він має середню значимість як з теоретичної, так і з практичної точки зору. Розроблено календарний план проекту та побудовано графік виконання робіт. У проєктній діяльності беруть участь два співробітники: керівник проєкту та

інженер. Визначено трудомісткість робіт, яка склала 140 календарних днів. Проведені дослідження спрямовані на підвищення ефективності роботи сонячних електростанцій (СЕС).

Кут падіння сонячного випромінювання суттєво впливає на ефективність сонячних панелей. Це пов'язано з тим, що змінюється коефіцієнт відображення сонячного світла від поверхні панелі, що призводить до втрат енергії та зниження коефіцієнта корисної дії (ККД). Ефективна площа панелі, яка фактично використовується для перетворення сонячної енергії, розраховується як добуток реальної площі панелі на синус кута між площиною панелі та напрямком сонячного потоку. При перпендикулярному падінні сонячного випромінювання ефективна площа дорівнює реальній. Зі збільшенням кута відхилення сонячного потоку від перпендикуляра, ефективна площа зменшується, досягаючи нуля при паралельному падінні. Таким чином, зниження ККД обумовлене не лише збільшенням відбиття, а й зменшенням ефективної площі панелі, що призводить до зменшення кількості перетвореної сонячної енергії.

Висновки

За результатами досліджень можна зробити такі висновки:

Робота була спрямована на зменшення масогабаритних характеристик фільтрів на ПАР різного конструктивного виконання з одночасним досягненням граничних експлуатаційних характеристик. Вирішення цього завдання дозволяє суттєво знизити матеріаломісткість виробів і, відповідно, їх вартість, що особливо важливо для сучасної ринкової економіки.

Проведено аналіз теоретичного матеріалу для конкретизації завдань роботи.

Обґрунтовано необхідність підвищення показників якості систем автоматизації з використанням поверхньо-акустичних сенсорів

Проведено аналіз конструкцій перетворювачів. Отримані результати можуть бути керівництвом для проектуваного фільтра ПАР за конкретними вимогами.

Проведене математичне моделювання акустичних хвильоводів з обліком масово-електричного навантаження, що дозволяє підвищити точність проектування сенсорів

Виконано синтез сенсору на поверхньо-акустичних хвилях, які використовуються в системах автоматичного керування.

Проведено аналіз експериментальних досліджень, який дозволив провести ідентифікацію математичних моделей та показав їх адекватність

Література

1. Жлуктенко В. І. Економетрія/В. І. Жлуктенко, Н.К. Водзянова, С. С. Савіна, О. В. Колодінська (під ред. С. І. Наконечного). – Київ: Видавництво Європейського університету, 2005. – 550 с.
2. Sushabhan Choudhury. ZigBee and Bluetooth Network based Sensory Data Acquisition System [Електронний ресурс] / Sushabhan Choudhury, Piyush Kuchhal, Rajesh Singh. – doi.org/10.1016/j.procs.2015.04.195 – P. 367-372.
3. Kyung Sup Kwak. An Overview of IEEE 802.15.6 Standard" [Electronic resource] / Kyung Sup Kwak, Sana Ullah, Niamat Ullah // 2010 3rd International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL 2010), 7-10 Nov., 2010. – Rome, Italy. – DOI: 10.1109/ISABEL.2010.5702867.
4. Sushabhan Choudhury. ZigBee and Bluetooth Network based Sensory Data Acquisition System [Електронний ресурс] / Sushabhan Choudhury, Piyush Kuchhal, Rajesh Singh. – doi.org/10.1016/j.procs.2015.04.195 –P. 367-372.
5. IEEE 802.11 ad: directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi / Nitsche, T., Cordeiro, C., Flores, A. B., Knightly, E. W., Perahia, E., & Widmer, J. C. // IEEE Communications Magazine. – 2014. – 52 (12). – Pp. 132-141.
6. IEEE 802.11 ad: A standard for TV white space spectrum sharing / Flores, A. B., Guerra, R. E., Knightly, E. W., Ecclesine, P., & Pandey, S. // IEEE Communications Magazine. – 2013. – 51 (10). – Pp. 92-100.
7. Бідюк П.І. Методи прогнозування /П. Бідюк, О. Меньяйленко, О.Половцев. – Т 2. – Луганськ : Альма-матер, 2008. – 305 с.
8. Галай В.М. Теорія оптимальних систем автоматичного керування технологічними процесами: монографія/ В.М.Галай, К.Х.Зеленський, А.М. Сільвестров. – Полтава: ПНТУ, 2009. – 153 с.
9. Зеленський К. Х. Комп'ютерні методи прикладної математики / К. Х. Зеленський, В. М. Ігнатенко, О. П. Коц. — Київ: Академперіодика, 2002. – 480 с.
10. Івахненко О. Г. Довгострокове прогнозування та керування скланими системами/О.Г. Івахненко. – Київ: Техніка, 1975. –250 с.
11. Нестеренко О.В., Ковтунець О.В., Фаловський О.О. Інтелектуальні системи і технології. Ввідний курс/ О.В.Нестеренко, О.В. Ковтунець, О.О. Фаловський. – Київ:Національна академія управління, 2017. – 90 с.

12. Островерхов М.Я. Методи дослідження електротехнічних комплексів і систем/М.Я. Островерхов, А.М. Сільвестров, К.Х. Зеленський/К.: ТАЛКОМ, 2019. – 300 с.
13. Самсонов В. В., Тачиніна О.М. Методологія наукових досліджень та приклади її використання/Київ, НУХТ, 2022. – 385 с.
14. Сільвестров А. М. Багатократно адаптивні системи ідентифікації / А. М. Сільвестров, О. М. Паченко.– К. : Техніка, 1983. – 110 с.
15. Антонюк В. С. Методологія наукових досліджень: Навч. посіб./В.С.Антонюк, Л. Г. Полонський, В. І. Аверченков, Ю. А. Малахов. – Київ: НТУУ „КПІ”, 2015. – 274 с.
16. Бучма І.М. Мікропроцесорні пристрої Навчальний посібник. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2005. – 236 с.
17. Важинський С.Е., Щербак Т. І. Методика та організація наукових досліджень: Навч. посіб. /С. Е. Важинський, Т. І. Щербак. – Суми: СумДПУ імені А. С. Макаренка, 2016. –260 с.
18. Нова енергетична стратегія України до 2035 року: «Безпека, енергоефективність, конкурентоспроможність». URL: <http://mpe.kmu.gov.ua/minugol/doccatalog/document?id=244996332>
19. Дубовський С.В. Техніко-економічні оцінки перспективних природоохоронних технологій теплової енергетики України / С.В. Дубовський, В.С. Коберник // Проблеми загальної енергетики. –2013. – No 2(33). –С. 49-56.
20. Залознова Ю.С. Економічні та соціальні проблеми розвитку промисловості: монографія / Ю.С. Залознова; НАН України, Інститут економіки промисловості. –Київ, 2017. –288 с.
21. Іщук С.І., Гладкий О.В. Техніко-економічні основи промислового виробництва: навч. посібник. – К.: Академія, 2011. – 296 с.
22. Артюх С.Ф. Автоматизовані системи керування технологічними процесами в енергетиці / С.Ф.Артюх, М.А.Дуель, І.Г.Шелепов. –Харків, "Знання", –2001 р., –416 с.
23. Дуель М.О. Автоматизовані системи управління технологічними процесами енергоблоків теплових електростанцій (розробка, дослідження, впровадження): автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня д-ра техн. наук: спец. 05.13.07 / М.О. Дуель. –Харків, 1998. –36 с.
24. Савицький В. Технічні засоби автоматизації. - Львівська політехніка, 2018, -292с.

25. Ельперін І.В. Автоматизація виробничих процесів. -Ліра-К, 2017, -378с.
26. Ладанюк А. П.- Сучасні технології конструювання систем автоматизації складних об'єктів (мережеві структури, адаптація, діагностика та прогнозування). Ліра-К, 2016, -312с.
27. Автоматизація технологічних процесів. Синеглазов В.М., Сергеев І. Ю. -Київ, 2015, -444с.
28. Автоматизація виробничих процесів. Підручник. Ельперін І.В., Пупена О.М., Сідлецький В.М. -Ліра К, 2017, -378с.
29. Основи автоматики та автоматизації, Пістун Є.П., Стасюк І.Д. - Львівська політехніка, 2018, -336с.
30. Теоретичні основи автоматики. Корчемний М.О., Клендій П.Б., Потапенко М.В. -Богдан НК, 2012, -304с.
31. Технології проектування комп'ютерних систем. Б.І. Масловський, В.І. Дрововозов, О.В. Коба. -Київ, 2015, -500с.
32. Обладнання автоматизованого виробництва Бочков В. М., Сілін Р. І., - Львівська політехніка. 2015, -404с.
33. Виконавчі пристрої систем автоматизації. Васильківський І. С., Фединець В. О., Юсик Я. П. - Львівська політехніка, 2020, -220с.

ВІДГУК

**наукового керівника кваліфікаційної роботи
рівня вищої освіти “магістр”**

**виконаного на тему: Дослідження та удосконалення сенсора на
поверхньо-акустичних хвилях автоматичного випробувального стенду**

студентом (кою) ПАВЛОВ Данило Володимирович

(прізвище, ім'я)

Студент Павлов Д.В. виконав магістерську роботу на тему “Дослідження та удосконалення сенсора на поверхньо-акустичних хвилях автоматичного випробувального стенду” повністю відповідно до завдання. Робота присвячена актуальному питанню дослідження та удосконалення сенсора на поверхньо-акустичних хвилях та дослідженню питання їх ефективності в різних режимах роботи. Студент Павлов Д.В. працював над роботою систематично, докладно вивчав рекомендуєму літературу, і правильно застосовував отримані знання. Графічна частина роботи виконана відповідно до норм і вимогами. Всі елементи схем в записці і кресленнях відповідають вимогам ЕСКД до розмірів умовних графічних позначень в електричних системах.

Робота має практичну значимість та наукову цінність

У цілому робота виконана грамотно, акуратно, основні цілі роботи досягнуті, а поставлені завдання виконані. Робота заслуговує оцінки “відмінно”.

Керівник кваліфікаційної роботи

К.Т.Н., доцент

(посада, науковий ступінь, вчене звання)



Мезеря А.Ю.

(ім'я, прізвище)

РЕЦЕНЗІЯ

на кваліфікаційну роботу

“Магістр” рівня вищої освіти

виконаний(у) на тему: **Дослідження та удосконалення сенсора на поверхньо-акустичних хвилях автоматичного випробувального стенду**
 студентом (кою) **ПАВЛОВ Данило Володимирович**
 (прізвище, ім'я, по батькові)

Студент Павлов Д.В. виконав магістерську роботу на тему “Дослідження та удосконалення сенсора на поверхньо-акустичних хвилях автоматичного випробувального стенду” повністю відповідно до завдання.

В роботі проведено досить глибоке дослідження сенсора на поверхньо-акустичних хвилях для випробувального стенду. Визначені основні фактори, які впливають на поліпшення основних характеристик сенсора на поверхньо-акустичних хвилях. Визначені області застосування сенсорів, а також критерії їх ефективного використання.

Робота присвячена актуальному питанню підвищення ефективності систем керування. Це питання має високу практичну значимість, тому що енергозбереження є на сьогодні основним напрямком розвитку енергетики України. Вирішення цього питання дозволяє не тільки заощаджувати кошти на додатковому виробництві електроенергії, но і поліпшити питання екології.

Робота має практичну значимість та наукову цінність.

Графічна частина роботи виконана відповідно до норм та вимог. Всі елементи схем в записці і кресленнях відповідають вимогам ЕСКД до розмірів умовних графічних позначень в електричних системах.

Робота виконана на актуальну тему і відбиває високу інженерну підготовку автора.

Па роботі є наступні зауваження:

Бажаю провести порівняльне дослідження різних типів сенсорів для однотипних систем керування

У цілому робота виконана акуратно, грамотно та заслуговує оцінки «відмінно».

Рецензентк.т.н., доцент

(посада, науковий ступінь, вчене звання)



(підпис)

Буданов П.Ф.

(ім'я, прізвище)