

2019 p.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет Електронної та біомедичної інженерії

Кафедра Мікроелектроніки, електронних приладів та пристроїв

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 153 «Мікро- та наносистемна техніка»

Тип програми освітньо-професійна

Освітня програма «Мікро- та наноелектронні прилади і пристрої»

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри

I.M.Бондаренко

« » 2019p.

ЗАВДАННЯ НА АТЕСТАЦІЙНУ РОБОТУ

студентові Вихляєву М.О.

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Дослідження дисперсійних характеристик поверхневих акустичних хвиль

затверджена наказом по університету від 04 11 2019 р. № 1636

2. Термін подання студентом роботи до екзаменаційної комісії _____ 20__ р.

3. Вихідні дані до роботи • центральна частота $f_0 = 60 \times 10^6 \text{ Гц}$

- відносна смуга пропускання $\Delta f/f_0 = 50\%$

- функція аподизації $\omega(n) = 0,04 + 0,96 * \cos\left(\frac{\pi n}{2(N+1)}\right)$.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі _____

1 Принципи роботи фільтрів на ПАХ; 2 Дисперсійні лінії затримки; _____

3 Моделювання поширення акустичного імпульсу в системі з пах;

4 Розрахунок дисперсійної лінії затримки;

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (слайдів) 1. ДЛЗ топологія; 2. Імпульсний відгук; 3. АЧХ; 4. Матеріал; 5. Основні етапи процесу проектування фільтрів ПАХ; 6. Переваги та недоліки ПАХ.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання		
2	Пошук літератури		
3	Аналіз аналогічних пристроїв		
4	Підготовка першого та другого розділів роботи		
5	Підготовка третього та четвертого розділу роботи		
6	Оформлення пояснювальної записки		
7	Захист роботи		

Дата видачі завдання _____ 20__ р.

Студент _____
(підпис)

Керівник роботи _____
(підпис)

Грицунов О.В.
(посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка 59 стор., 23рис., 4 табл.

НІОБАТ ЛІТІЮ, ФОТОЛІТОГРАФІЯ, ДИСПЕРСІЙНА ЛІНІЯ ЗАТРИМКИ,
ФІЛЬТР, ЗВУКОПРОВІД, АКУСТИЧНІ ХВИЛІ.

Об'єкт дослідження— дисперсійна лінія затримка на ПАХ

Мета роботи – Розробка дисперсійної лінії затримки на ПАХ

Метод дослідження – аналітично обчислювальний

У даній роботі розглядається дисперсійна лінія затримка на ПАХ.

Розраховували дисперсійну лінію затримки. Обрали матеріал. Зробили топологію
ДЛЗ та описали технології виготовлення .

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, одиниць, скорочень та термінів	6
Вступ.....	7
1 Принципи роботи фільтрів на ПАХ	11
1.1 ПАХ фільтри з лінійною фазовою характеристикою.....	15
2 Дисперсійні лінії затримки	17
2.1 Принципи функціонування, конструкція дисперсійних ліній затримки	17
2.2 Застосування дисперсійних ліній затримки	22
3 Моделювання поширення акустичного імпульсу в системі з пах.....	26
3.1 Рівняння збудження сповільнюючої системи на ПАХ.....	26
3.2 Програмна реалізація математичної моделі.....	30
3.3 Результати моделювання	36
4 Розрахунок дисперсійної лінії затримки	40
4.1 Вибір матеріалів	45
4.2 Розробка конструкції дисперсійної лінії затримки	51
Висновки	58
Перелік джерел посилання.....	59
Додаток А.....	60
Додаток Б	62

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОСИЛАНЬ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ

ДЛЗ – дисперсійна лінія затримки.

ЗШП – зовнішньо штирьовий перетворювач.

ЛЧМ – лінійна частотна модуляція.

ПАХ – поверхнево акустичні хвилі.

РЛС – радіолокаційна станція.

ТКЗ – Температурний коефіцієнт затримки.

ТКС – температурний коефіцієнт швидкості.

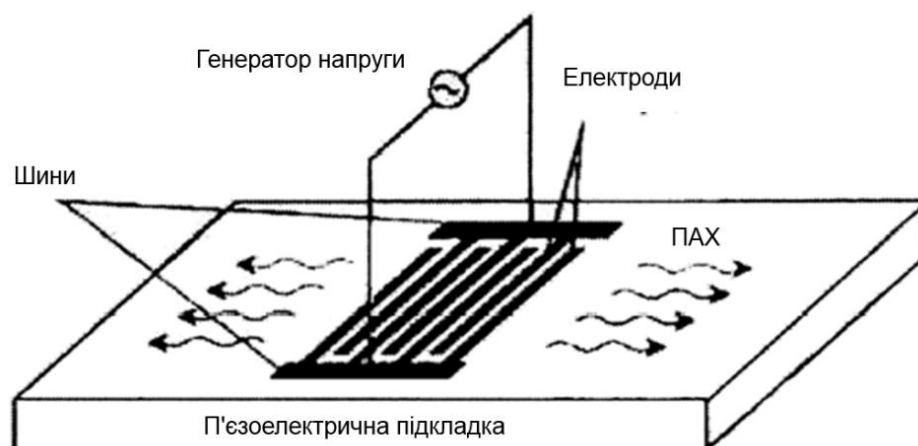
ФЛ – фотолітографія.

ВСТУП

На сьогоднішній день акустoeлектроніка є одним із напрямків функціональної електроніки, що активно розвивається. Серед акустoeлектронних пристроїв широкого поширення набули пристрої на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ). Такі переваги, як висока надійність, мала маса і розміри, відсутність енергоспоживання, можливість виконання різних операцій обробки сигналів, реалізація заданих технічних характеристик, з високою точністю забезпечують широке застосування і масову потребу в цих пристроях, і перш за все, ринком сучасних комерційних засобів зв'язку.

Носієм інформації в пристроях на ПАХ є хвилі, в яких енергія пружних коливань зосереджена в тонкому приповерхневому шарі твердого тіла. Як середовище поширення використовуються п'єзоелектричні монокристали. Для перетворення електричних сигналів в акустичні і назад, а також для відображення і зміни траєкторії поширення акустичних хвиль використовуються металеві структури, нанесені на поверхню п'єзоелектричної підкладки. Збудження і прийом акустичних хвиль здійснюється за допомогою вхідного і вихідного перетворювачів ПАХ, число електродів яких може бути різним (від одиниць до декількох тисяч).

Зовнішній вигляд пристрою на ПАХ з одним зустрічно-штирьовим перетворювачем (ЗШП) зображений на В1. Відбивні структури (ОС) ПАХ частіше уявляють собою ґрати металевих коротко замкнутих або розімкнутих електродів або систему витравлених в підкладці канавок. Доступність акустичних хвиль на всьому шляху від вхідного до вихідного перетворювача, здатність відбиватися від неоднорідностей поверхні і взаємодіяти з електричними і акустичними полями забезпечують можливість побудови різних пристроїв обробки сигналів.



В1 Пристрій на ПАХ

Характеристики пристроїв на ПАХ визначаються властивостями матеріалу підкладки і його топологією, тобто типом, кількістю, взаємним розташуванням і геометричними розмірами перетворювачів і відбивачів ПАХ.

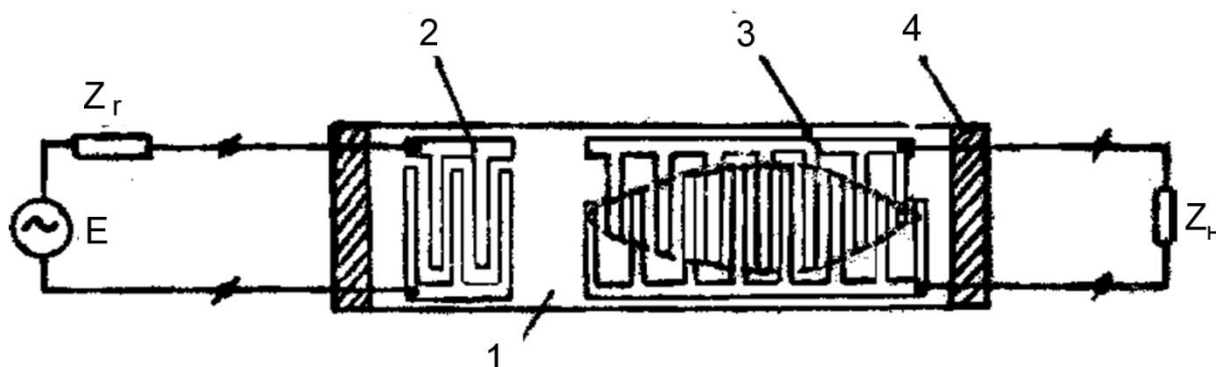
Топологія пристрою залежить не тільки від виконуваної операції обробки сигналу, але і від необхідних технічних характеристик. Число різних варіантів топологій сучасних пристроїв на ПАХ обчислюється сотнями.

Пристрої на ПАХ знайшли застосування в різноманітних радіоелектронних системах, зокрема в РЛС, в системах зв'язку і радіомовлення. Найчастіше такі пристрої здійснюють процедуру лінійної обробки сигналів, тобто створюють вихідну реакцію, яка пов'язана з вхідним сигналом за допомогою заданого лінійного співвідношення. У теорії систем такі пристрої називають лінійними фільтрами. Прикладами служать лінії затримки, смугові фільтри, фільтри для кореляційної обробки складних сигналів.

Фільтр на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) (В2) є твердотільним функціональним пристроєм і являє собою підкладку з п'єзоелектрика 1, на поверхню якої методом фотолітографії наносяться системи струмопровідних елементів.

Одна з таких систем, випромінюючий перетворювач ПАХ 2 - підключається до джерела вхідного сигналу, інша - приймальний перетворювач ПАХ 3 - до навантаження.

Під дією високочастотного електричного напруги джерела сигналу в зазорах між суміжними електродами випромінюючого перетворювача виникає змінне електричне поле, яке внаслідок п'єзоефекту матеріалу підкладки викликає механічні коливання в її поверхневому шарі. Ці коливання поширюються в тонкому при поверхневому шарі підкладки в напрямках, перпендикулярних електрод у вигляді поверхневих акустичних хвиль.



В2 Схема фільтра на поверхневих акустичних хвилях

Між суміжними електродами приймального перетворювача внаслідок зворотного п'єзоефекту механічні коливання ПАХ зумовлюють появу електричної напруги, яке і є вихідним сигналом.

З метою усунення небажаних відображень ПАХ від торців підкладки, а також з метою ослаблення інших типів акустичних хвиль, які можуть бути порушені випромінюють перетворювачем ПАХ, усі неробочі межі та її торці покриваються спеціальним звукопоглинальним покриттям 4.

Для зменшення внесеного загасання фільтра часто застосовують спеціальні погоджувачі ланцюги, які вмикаються між джерелом сигналу і випромінюючим

перетворювачем, а також між прийомним перетворювачем і навантаженням (на рис. 2 погоджуючі ланцюги не показані).

Підкладка з перетворювачами і погоджувальними ланцюгами при необхідності містяться в загальний корпус, в якості якого зазвичай використовується один з уніфікованих корпусів мікросхем. Характеристики фільтра на ПАХ в основному визначаються частотно–виборчими процесами перетворення електричного сигналу в акустичні хвилі і назад, тобто залежать від топології перетворювачів ПАХ, а саме: від кількості, геометричних розмірів і взаємного розташування електродів в перетворювачі, від протяжності зон перекриття суміжних електродів, від черговості під'єднання електродів до загальних підсумковим шинам. Застосовуючи ту чи іншу топологію перетворювачів, можна реалізувати фільтри з найрізноманітнішими характеристиками

У порівнянні з іншими типами фільтрів, наприклад, електричними LC- або RC-типу, фільтри на ПАХ володіють наступними перевагами:

- можливістю реалізацій різних досить складних за формою АЧХ і ФЧХ при високій точності забезпечення заданих параметрів;
- технологічністю виготовлення, можливістю застосування стандартних технологічних процесів мікроелектроніки;
- високою стабільністю параметрів в процесі експлуатації і надійністю роботи, пояснюються тим, що фільтр на ПАХ є монолітне твердотільний пристрій;
- гарним сполученням з блоками мікроелектронної апаратури;
- малими габаритами і вагою.

До недоліків фільтрів на ПАХ відносяться:

- підвищена вартість, так як вони будуються, як правило, на монокристалличній п'єзопідкладці;
- підвищений рівень внесених втрат, так як їх перетворювачі зазвичай мають двонаправленим випромінюванням і прийомом ПАХ.

1 ПРИНЦИПИ РОБОТИ ФІЛЬТРІВ НА ПАХ

Поверхневі акустичні хвилі (ПАХ) – це акустичні хвилі, рухомі вздовж поверхні матеріалу, що володіє пружністю. Вони набули настільки широке застосування в ряді приладів, завдяки набагато меншій швидкості поширення їх у твердому тілі ($\sim 10^3$ м/с) в порівнянні з електромагнітними хвилями в діелектриках ($\sim 3 \cdot 10^8$ м/с). Завдяки цьому можна істотно зменшити розміри пристроїв і виконати їх в інтегральному виконанні. До того ж, ці хвилі є без дисперсійними з малим коефіцієнтом загасання аж до надвисоких частот. Лінії затримки забезпечують можливість регулювання часу затримки сигналу. Лінії затримки є основними та важливими елементами, які можуть знайти застосування в радіолокації, зв'язку та обробки сигналу. Загалом, існує два типи акустичних ліній затримки: дисперсійні лінії затримки і без дисперсійні лінії затримки. Їх використання може істотно зменшити розміри і вартість приладу, а також підвищити надійність. У цьому розділі буде розглядатися загальний принцип пристрою ліній затримки на ПАХ, а в наступному – основні компоненти структури дисперсійних акустичних ліній затримки (ДАЛЗ).

ДАЛЗ, як правило, мають згасання від 0,5 до 1,5 дБ. Верхня частота, на якій працюють такі лінії, досягає 2 ГГц. Відносна смуга пропускання може бути дуже різною: від часток відсотка до 100%. Тривалість затримки в залежності від відстані між ВШП та від конструкції може становити від одиниць до сотень мікросекунд. Затримка може бути фіксованою або регульованою. На торці звукопровода, як правило, наноситься звукопоглинальне покриття (поглинач) для зменшення відбиття хвиль.

ДАЛЗ на ПАХ (рисунок 1.1) складається з вхідного та вихідного зустрічно-штирьових перетворювачів, нанесених на поверхню п'єзоелектричного середовища (звукопровода), в якому можуть поширюватися поверхневі акустичні хвилі з невеликим загасанням. Лінії затримки на ПАХ, зазвичай, мають однорідні

перетворювачі. Під однорідним перетворювачем приймається перетворювач з постійним періодом і перекриттям сусідніх електродів. Конструкція ЛЗ з реальними однорідними ВШП показана на рисунку 1. В тих випадках, коли від ЛЗ потрібні властивості частотної вибірконості, в одному з ЗШП використовується аподизація електродів. Аподизація електродів ЗШП – це зміна взаємного перекриття сусідніх електродів на довжині ЗШП з якого-небудь функціонального закону, наприклад, у вигляді функції Гауса, Тейлора або будь-якої іншої фізично-реалізованої функції. Нижче наведені зображення ЛЗ з неаподізованими (рисунк 1.2) та аподізованими електродами (рисунк 1.3).

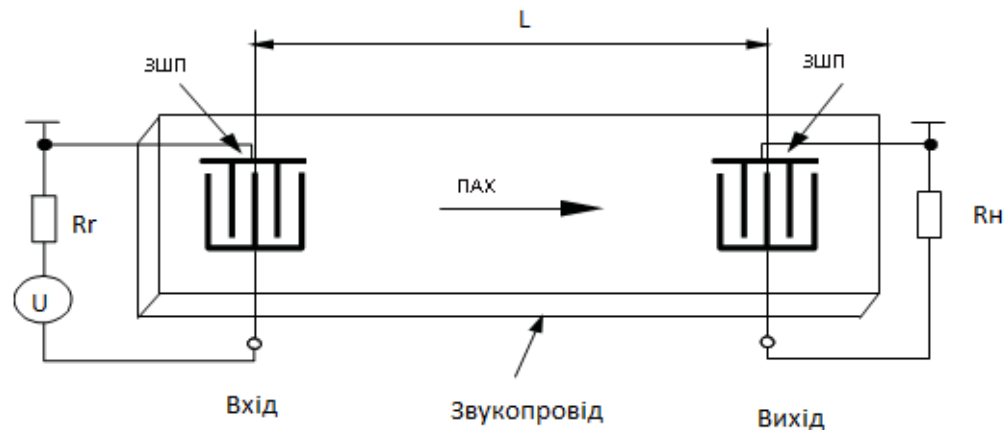


Рисунок 1.1 – Лінія затримки на ПАХ і спосіб її включення в зовнішній ланцюг (R_n , R_r - опору навантаження і генератора. L - відстань між центрами перетворювачів)

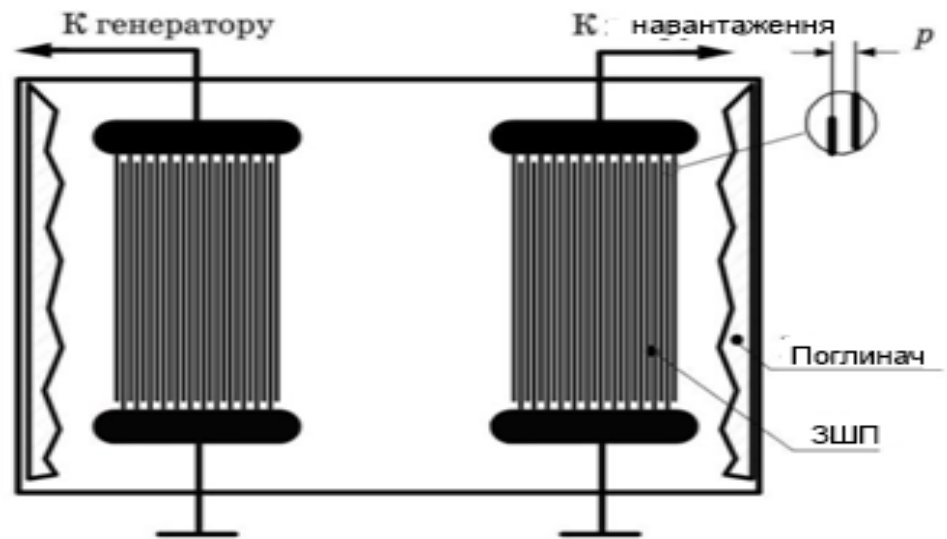


Рисунок 1.2 – Плата лінії затримки з неаподізованими електродами в ЗШП;
(p – напівперіод проходження електродів)

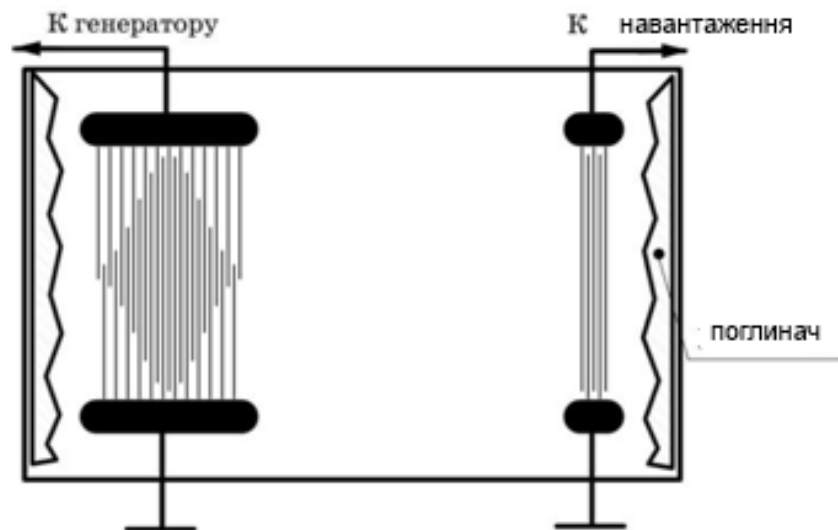
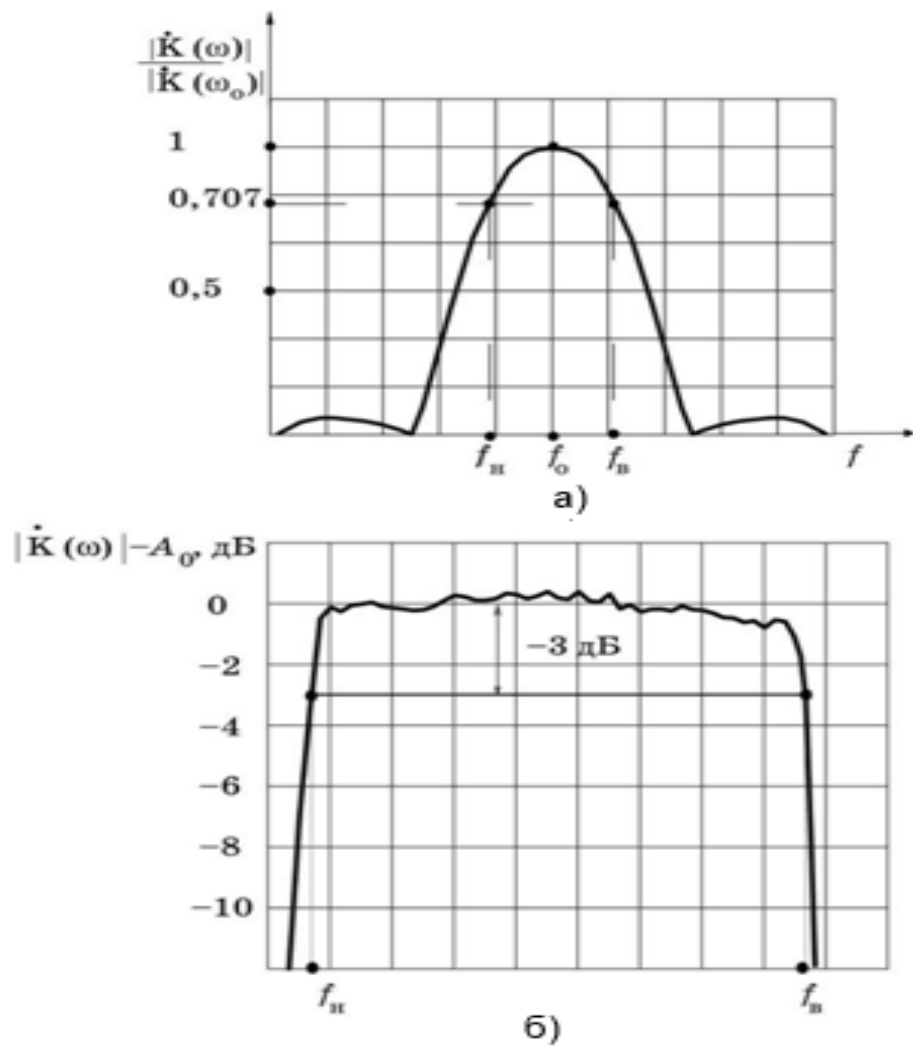


Рисунок 1.3 – Плата лінії затримки з аподізованими по функції Тейлора електродами перетворювача (підключеного до генератора)



а) вузько смугової ЛЗ виду;

б) широкосмугової ЛЗ з перетворювачами дисперсійного типу.

Рисунок 1.4 – Амплітудно-частотна характеристика:

A_0 – вносяться ЛЗ втрати; $K(\omega)$ – коефіцієнт передачі чотириполосника. Основними параметрами ЛЗ є: центральна частота, час затримки сигналу, смуга робочих частот, коефіцієнт передачі, рівень хибних сигналів. У тих випадках, коли від ЛЗ потрібно відносно широка смуга робочих частот з невеликою нерівномірністю коефіцієнта передачі (рисунок 1.4, б), використовуються ЗШП дисперсійного типу. У ЗШП дисперсійного типу період електродів змінюється уздовж структури за певним законом. Важливим в таких ЛЗ є те, що обидва перетворювачі ідентичні один одному.

1.1 ПАХ фільтри з лінійною фазовою характеристикою

Порушення поверхневої хвилі на поверхні п'єзоелектричної пластинки зазвичай проводиться за допомогою двох металевих смужок, нанесених на її поверхню на відстані $\lambda/2$. Для збільшення ефективності перетворювача, кількість смужок збільшують. На рисунку 1.5 наведена спрощена конструкція фільтра на поверхневих акустичних хвилях.

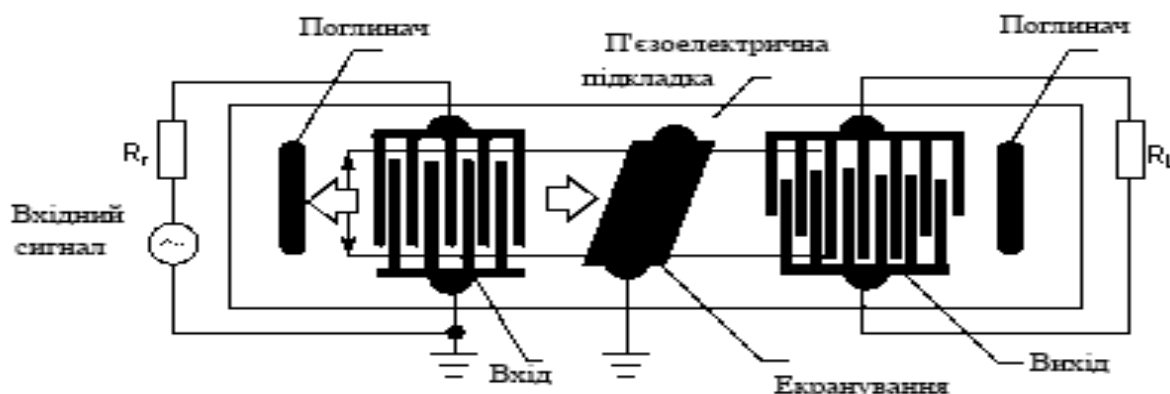


Рисунок 1.5 – Спрощена конструкція ПАХ фільтра

На даному рисунку видно як поширюється поверхнева хвиля і знову перетворюється в електричні коливання за допомогою перетворювача, подібного вхідного. Зверніть увагу, що на кінцях п'єзоелектричної пластинки знаходяться поглиначі акустичних хвиль, які виключають їх відображення. Те, що хвиля поширюється в дві сторони означає, що її енергія ділиться порівну і половина її поглинається поглиначем. В результаті, втрати описуваного пристрою не можуть бути менше 3 дБ. Ще одним принциповим обмеженням є те, що на виході приймального перетворювача повинна залишатися частина енергії ПАХ. Інакше не вдасться реалізувати задану амплітудно-частотну характеристику. В результаті втрати в смузі пропускання для даного типу фільтрів на поверхневих хвилях досягає 15 ... 25 дБ.

Їх принцип роботи подібний до принципу роботи цифрових КІХ фільтрів. Імпульсна характеристика реалізується за рахунок довжини металевих смужок в вихідному п'єзоперетворювачі. При розрахунку вибирається ідеальна (прямокутна) амплітудно-частотна характеристика. Приклад завдання вимог до АЧХ смугового фільтра наведено на рисунку 1.6.

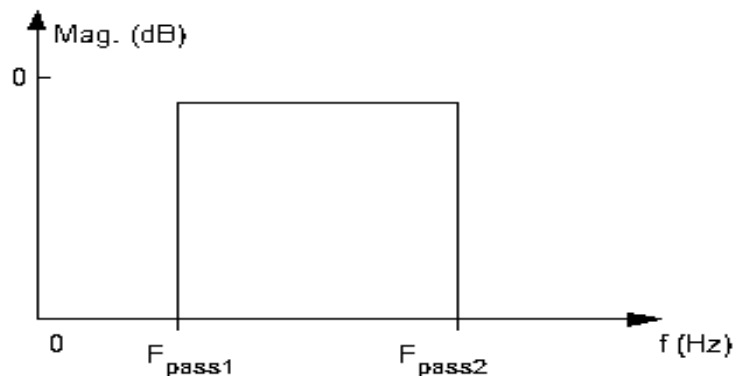


Рисунок 1.6 – Форма ідеалізованої АЧХ фільтра

Потім для того, щоб отримати імпульсну характеристику, виробляється перетворення Фур'є від ідеальної АЧХ. Для зменшення її довжини, а, отже, і кількості металевих смужок в приймальному перетворювачі, коефіцієнти з малою енергією відкидаються. Приклад подібної імпульсної характеристики наведено на рисунку 1.7.

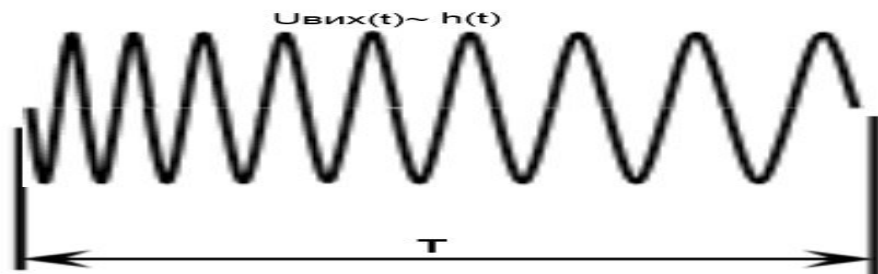


Рисунок 1.7 – Форма імпульсної характеристики ПАХ фільтра.

2 ДИСПЕРСІЙНА ЛІНІЯ ЗАТРИМКИ

2.1 Принципи функціонування, конструкція дисперсійних ліній затримки

Основні етапи процесу проектування фільтрів ПАХ :

- складання технічного завдання на фільтр;
- вибір матеріалу звукопроводу;
- вибір структурної схеми фільтру: типу, кількості, способів включення і методів зважування конструктивних елементів (перетворювачів, відгалужувачів, відбивачів, хвилеводу і т.д.);
- синтез фільтра за обраною структурною схемою і заданим вимогам до його конструктивних елементів;
- розрахунок топології;
- розрахунок узгоджувальних ланцюгів і робочих характеристик фільтра;
- корекція топології;
- облік і компенсація ефектів другого порядку та корекція топології;
- оптимізація за вартістю, габаритам, чутливості, часу виготовлення та іншим значенням;
- виготовлення та випробування лабораторних зразків.

Перший етап містить складання вимог на фільтр ПАХ, які найчастіше задаються в частотній області. Тому в перший етап включаються вимоги до параметрів АЧХ (відхилення від заданої форми в смузі частот $f_n < f < f_v$ і ін.).

На першому етапі, крім параметрів АЧХ і ФЧХ, зазвичай задаються інші необхідні параметри, такі, як опір генератора R_g і навантаження R_n , між якими

працюватимуть фільтри, рівень сигналу $u_{\text{вх}}$, інтервал робочих температур, габарити, маса, вартість і т.д. (В нашому випадку не задаються).

На другому етапі проводиться вибір матеріалу звукопроводу, оскільки саме матеріалом визначаються основні параметри фільтра: середня частота, внесене згасання, загасання в смузі загородження, рівень хибних сигналів, температурна і тимчасова стабільність, вартість і т.д. Вимоги до матеріалу звукопроводу, одночасно відповідають перерахованим параметрам і є досить суперечливими, 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 внесеного загасання і температурну стабільність, але для фільтрів з жорсткими або спеціальними характеристиками критерії вибору складніші.

Результатом другого етапу має бути знаходження основних характеристик матеріалу звукопроводу: швидкості ПАХ коефіцієнта електромеханічного зв'язку, кута відхилення потоку енергії, коефіцієнта анізотропії, акустичного опору, температурних коефіцієнтів швидкості і затримки, діелектричної проникності.

На третьому етапі встановлюється структурна схема фільтра ПАХ. Як вже зазначалося, передавальні властивості фільтра ПАХ визначаються, в основному, перетворювачами. Тому в першу чергу необхідно вибрати типи і конструкції перетворювачів, їх кількість, спосіб включення, а також методи зважування електродів перетворювачів, від яких залежать граничні реалізовані параметри останніх.

Крім того, звукопровід як передавальне середовище для акустичного сигналу надає певний вплив на виборчі властивості фільтра. Оскільки передавальна функція або імпульсна характеристика фільтра в цілому залежить від всіх конструктивних елементів, що входять в його структурну схему. Результатом третього етапу має бути складання технічних вимог на кожен з цих елементів.

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

Результатом вирішення першого завдання синтезу (апроксимації) має бути знаходження реалізованих передавальних функцій та імпульсних характеристик конструктивних елементів, які відповідають заданим критеріям близькості. Результатом же вирішення другого завдання синтезу (реалізації) повинен бути розрахунок топології конструктивних елементів і фільтра ПАХ в цілому, які відповідають вимогам, заданим на першому і третьому етапах. Зважаючи на обмеженість обсягу тут будуть розглядатися розрахунки електричних характеристик та топології тільки зустрічно-штирьових перетворювачів ПАХ, найбільш часто використовуваних при проектуванні фільтрів.

Вхідні та вихідні опори фільтра ПАХ залежать від апертур вхідного і вихідного ВШП, який спільно з контактними майданчиками і технологічними полями визначає ширину звукопроводу. Вимоги ж до габаритів звукопроводу часто диктуються його вартістю, типом корпусу, в якому буде розміщений фільтр ПАХ та ін. Тому зазвичай опір фільтра ПАХ відрізняється від опору навантажень, а також на його вході та виході використовуються активні або пасивні погоджувачі ланцюги. Основною метою п'ятого етапу є вибір типу узгоджувального ланцюга та розрахунок робочих параметрів фільтра при навантаженні на реальні опори.

Якщо погоджуючі ланцюги відносно широкосмугові та їх основне завдання полягає в зменшенні внесеного загасання фільтра, то на цьому етапі проектування зазвичай достатньо лише врахувати їх вплив на робочу передавальну функцію фільтра ПАХ. При виході робочих параметрів за межі поля допуску можлива корекція топології перетворювачів, що становлять фільтр. Оскільки вплив широкосмугових узгоджувальних ланцюгів на форму АЧХ і ФЧХ фільтра малий, то корекція топології перетворювачів в цьому випадку також буде порівняно слабкою і монотонною, що не позначиться сильно на характері наступних корекцій, необхідних, наприклад, для врахування впливу ефектів другого порядку.

Якщо погоджуючі ланцюги порівняно вузько смугові і вони вносять істотний внесок у формування загальної передавальної функції фільтра, то вже на етапі вибору структурної схеми задану загальну передавальну функцію фільтру слід розділити на складові передавальною функції перетворювачів, інших конструктивних елементів та узгоджувальних ланцюгів. У такому випадку після розрахунку робочих параметрів на п'ятому етапі зазвичай потрібно лише порівняно незначне коректування топології перетворювачів для 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 вхідних та вихідних узгоджувальних ланцюгів, розрахунок їх елементів, частотних і тимчасових характеристик, а також визначення робочих передавальних функцій, імпульсних характеристик, опорів і розрахунок топології всіх конструктивних елементів і фільтра в цілому, які відповідають заданим вимогам.

На частотні і тимчасові характеристики фільтра ПАХ ефекти другого порядку надають суттєвий вплив, тому практично неможливо створення високоякісного пристрою без урахування і компенсації цих ефектів. Наприклад, на пульсації АЧХ і ФЧХ в смузі пропускання впливають, в першу чергу,

електромагнітна наводка, всілякі відображення і паразитні ОАВ. Загасання ж в смузі загородження визначається в основному дифракцією ПАХ, електромагнітною наводкою, генерацією паразитних ОАВ, технологічними похибками. Коефіцієнт прямокутності погіршується внаслідок дифракції, особливо в широкосмугових фільтрах, та через генерації ОАВ. На режекції в заданих нулях АЧХ суттєво позначаються технологічні погрішності.

Характер ефектів другого порядку залежить в основному від матеріалу звукопроводу, конструкції перетворювачів та режимів узгодження. Тому, облік ефектів другого порядку проводиться на шостому етапі після визначення топології фільтра і виду узгоджувальних ланцюгів.

Причини виникнення цих ефектів, методи розрахунку і способи їх зменшення вельми різноманітні і часто для різних ефектів суперечать один одному. Тому вже на першому етапі проектування необхідно виділити порівняно вузький перелік параметрів, найбільш важливих для конкретного фільтра, наприклад загасання в смузі загородження, а на другому і третьому етапах визначити шляхи (конструктивні або розрахунково-аналітичні) зменшення спотворень через кожний ефект, що впливає на виділені параметри, наприклад дифракції, електромагнітного наведення і паразитних ОАВ. Крім того, на третьому етапі слід видирати конструкції перетворювачів та інших елементів в фільтрах, які мінімізують одні ефекти, наприклад матеріали звукопроводу з низьким рівнем паразитних об'ємних мод або конструкції екранів, що знижують електромагнітну наводку. Тоді на розглянутому шостому етапі можливо вже незалежно провести компенсацію впливу інших ефектів, наприклад, шляхом корегування топології перетворювачів.

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

Результатом проектування на шостому етапі має бути визначення остаточної структурної схеми фільтра ПАХ, включаючи конструкції, які утворюють його елементи і погоджують ланцюги: розрахунок робочих параметрів

з урахуванням ефектів другого порядку і розрахунок топології всіх конструктивних елементів фільтра, в тому числі топології перетворювачів, скорегованої для компенсації впливу деяких з ефектів.

При необхідності в процесі проектування може бути введений самостійний (сьомий) етап - оптимізацію конструкції фільтра за вартістю, габаритам, масі, чутливості до технологічних похибок, часу виготовлення фотошаблонів або випуску документації і т.д. Після цього можна виготовляти і відчувати лабораторний зразок як прототип для подальших експериментальних досліджень і доопрацювання фільтра (восьмий етап).

У наступних розділах в основному розглядаються завдання, введені на першому - четвертому етапах.

2.2 Застосування дисперсійних ліній затримки

Дисперсійні акустичні лінії затримки (ДАЛЗ) знайшли своє пристосування в радарях для формування і стиснення лінійно-частотного моделювання (ЛЧМ) сигналів.

ДАЛЗ включають в себе:

- вхідний перетворювач ЗШП (А);
- вихідний перетворювач ЗШП (В).

Перетворювачі зазвичай виконуються з тонкої металевої плівки, товщиною 0,1 – 0,3 мкм, виготовлені методом фотолітографії. Структура формується на поверхні п'єзоелектрика (наприклад, ніобіта-літію або кварцу).

Порушення ПАХ здійснюється електродами ЗШП. Кожна пара електродів збуджує акустичний хвильовий пакет з центральною частотою, рівній частоті синхронізму n -ої пари електродів. Період слідування електродів (рисунок 2.2.1, а) одного з ЗШП змінюється, лінійно збільшуючись (або лінійно зменшуючись) з поздовжньою координатою. Затримка між моментом порушення коливання n -им електродом ЗШП (А) та появленням його на виході ДАЛЗ після зворотного перетворення в вихідному перетворвачі ЗШП (В):

$$t_n = L_n / V_{\text{ПАХ}} \quad (2.1)$$

де: L_n – відстань від n -го електрода до центру вихідного перетворювача.

Час затримки сигналу в ДАЛЗ в залежності від частоти сигналу визначається законом зміни періоду проходження електродів ВШП (рисунок 2.2, б). При подачі на вхід ДАЛЗ-Ф (формує) короткого відеоімпульсу (рисунок 2.2, в), або радіоімпульсу з частотою високочастотного заповнення, яка дорівнює середньому значенню частоти ДАЛЗ-Ф. На виході ДАЛЗ-Ф буде сформований радіоімпульс, що має внутрішню лінійну частотну модуляцію (рисунок 2.2, г). Подаючи сформований радіоімпульс (рисунок 2.2, в) на вхід ДАЛЗ-С (стискає) (рисунок 2.3, а), що має зворотний ДАЛЗ-Ф нахил дисперсійної характеристики (в даному випадку негативний, рисунок 2.3, б), на виході ДАЛЗ-С отримаємо сигнал (рисунок 2.3, г), тривалість якого значно менше вихідного.

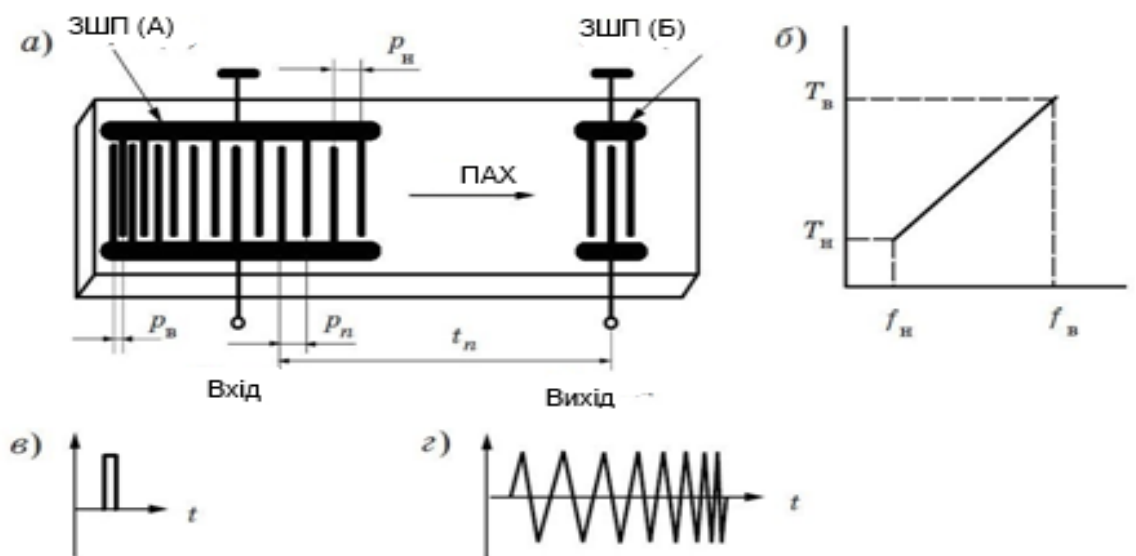


Рисунок 2.1– ДАЛЗ для формування ЛЧМ–сигналу ($10 < B < 500$), p_n -
полуперіод n -ої пари електродів

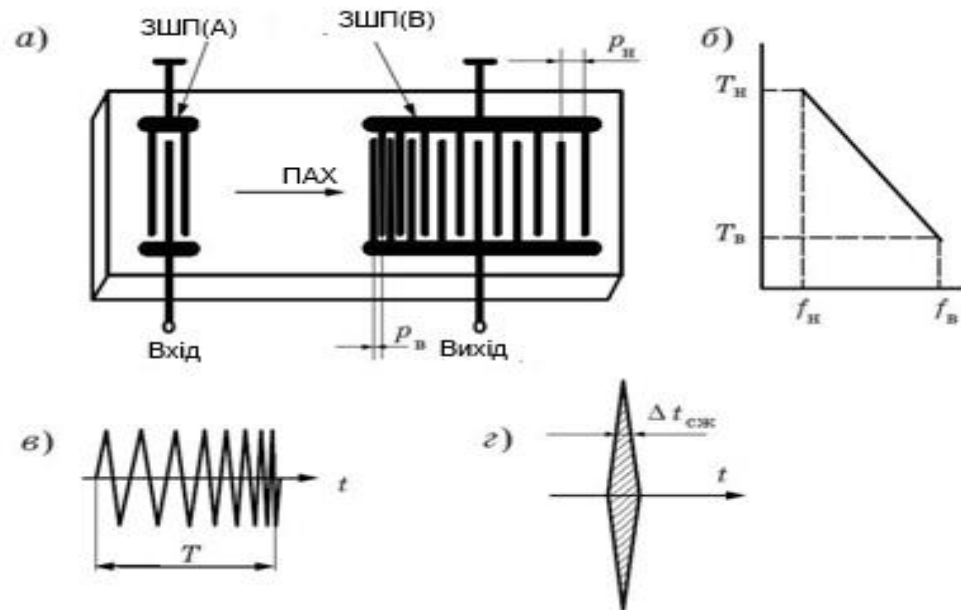


Рисунок 2.2 – ДАЛЗ для стиснення ЛЧМ–сигналу ($10 < B < 500$)

Пристрої з конструкцією як на рисунок 2.2 і 2.3, служать для формування і обробки ЛЧМ сигналів з базою до ~ 500 . Формування або стиснення сигналу з великою базою дасть сильно спотворені модуляції і амплітуди спектра. Щоб сформувати або стиснути довгий і широкопasmовий сигнал з базою до 104, використовують ДАЛЗ з відбиваючими структурами (ОС) у вигляді канавок, виготовлених іонно–променевим травленням на поверхні п'єзоелектрика. Спрощена конструкція ДАЛЗ з ОС наведена на рисунку 2.4.

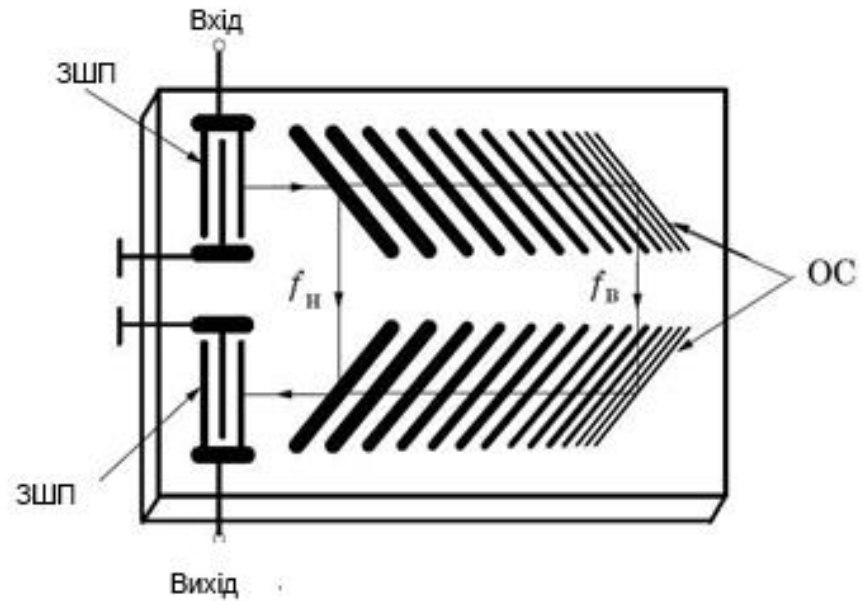


Рисунок 2.3 - ДАЛЗ для формування і стиснення ЛЧМ-сигналу з великою базою ($B > 500$)

Принцип роботи ДАЛЗ з ОС схожий з принципом роботи ДАЛЗ на ЗШП. Акустичні хвилі відбиваються в тій частині ОС, де їх частоти близькі до частоти синхронізації сусідніх канавок. Для отримання потрібної частотної залежності затримки радіоімпульсу використовують період проходження ОС (шляхом підбору закону зміни періоду ОС).

3 МОДЕЛЮВАННЯ ПОШИРЕННЯ АКУСТИЧНОГО ІМПУЛЬСУ В СИСТЕМІ З ПАХ

Розрахунок проходження акустичного імпульсу через дисперсну систему з ПАХ в загальному вигляді можливий лише з використанням чисельних методів. При цьому він зводиться до розв'язання рівняння збудження. Це так зване узагальнене хвильове рівняння для акустичної хвилі. Розглянемо методику такого розрахунку.

3.1 Рівняння збудження сповільнюючої системи на ПАХ

У загальному вигляді розрахунок акустичного поля в уповільнюючій системі на ПАХ зводиться до вирішення рівняння збудження. Це так зване узагальнене хвильове рівняння для миттєвого значення акустичного зсуву:

$$\begin{aligned}
 & \frac{\partial^2 u_g}{\partial t^2} + 2 \frac{\partial}{\partial t} \left[\delta_{e0} u_g - \frac{1}{2!} \frac{d^2 \delta_{e0}}{d\beta^2} \frac{\partial^2 u_g}{\partial z^2} + \frac{1}{4!} \frac{d^4 \delta_{e0}}{d\beta^4} \frac{\partial^4 u_g}{\partial z^4} - \dots \right] + \\
 & + (\omega_e^2)_0 u_g - \frac{1}{2!} \frac{d^2 (\omega_e^2)_0}{d\beta^2} \frac{\partial^2 u_g}{\partial z^2} + \frac{1}{4!} \frac{d^4 (\omega_e^2)_0}{d\beta^4} \frac{\partial^4 u_g}{\partial z^4} - \dots = \\
 & = \frac{1}{2D} \int_{z-D/2}^{z+D/2} d\zeta \int_{S_\perp} dx dy \left[\frac{\vec{A}_{g0}^*(x, y, \zeta)}{\vec{W}_{g0}} \vec{j}(t, x, y, \zeta) - \right. \\
 & - \frac{i}{1!} \frac{\partial}{\partial \beta} \left(\frac{\vec{A}_g^*}{\vec{W}_g} \right)_0 \frac{\partial \vec{j}}{\partial z} - \frac{1}{2!} \frac{\partial^2}{\partial \beta^2} \left(\frac{\vec{A}_g^*}{\vec{W}_g} \right)_0 \frac{\partial^2 \vec{j}}{\partial z^2} + \\
 & \left. + \frac{i}{3!} \frac{\partial^3}{\partial \beta^3} \left(\frac{\vec{A}_g^*}{\vec{W}_g} \right)_0 \frac{\partial^3 \vec{j}}{\partial z^3} + \frac{1}{4!} \frac{\partial^4}{\partial \beta^4} \left(\frac{\vec{A}_g^*}{\vec{W}_g} \right)_0 \frac{\partial^4 \vec{j}}{\partial z^4} - \dots \right] \quad (3.1)
 \end{aligned}$$

де $\vec{A}_g(x, y, z, \beta)$ - так звана регулярна мода сповільнюючої системи;

$u_g(T, z)$ - тимчасова і поздовжнє залежність миттєвого значення регулярної моди;

$\vec{j}(t, x, y, z)$ - щільність збуджуючого тиску;

$\omega_e(\beta)$ і $\delta_e(\beta)$ - власна частота і коефіцієнт загасання власної нормальної моди сповільнюючої системи;

$S_{\perp}$ - поперечний переріз сповільнюючої системи;

$\tilde{W}_g(\beta)$ - погонна норма регулярної моди.

Під регулярної модою сповільнюючої системи розуміється якась періодична з періодом системи D функція, що розглядається як комплексна обвідна власної нормальної моди $\vec{A}_e(x, y, z, \beta)$ в поздовжньому напрямку z сповільнюючої системи, тобто:

$$\vec{A}_e(x, y, z, \beta) = \vec{A}_g(x, y, z, \beta) \exp(-i\beta z) .$$

Під погонною нормою регулярної моди розуміється величина, яка залежить від постійної поширення β як:

$$\tilde{W}_g(\beta) = \frac{\varepsilon_0}{2D} \int_D dz \int_{S_{\perp}} dx dy \vec{A}_g(x, y, z, \beta) \vec{A}_g^*(x, y, z, \beta) .$$

Значення акустичного зсуву обчислюється, виходячи зі знайденого в результаті інтегрування рівняння (3.1) просторово-часового розподілу миттєвого значення регулярної моди $u_g(t, z)$, шляхом підсумовування ряду:

$$\begin{aligned} \vec{A}(t, x, y, z) = & \vec{A}_{g0}(x, y, z) u_g(t, z) + \frac{i}{1!} \frac{\partial \vec{A}_{g0}}{\partial \beta} \frac{\partial u_g}{\partial z} - \\ & - \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 \vec{A}_{g0}}{\partial \beta^2} \frac{\partial^2 u_g}{\partial z^2} - \frac{i}{3!} \frac{\partial^3 \vec{A}_{g0}}{\partial \beta^3} \frac{\partial^3 u_g}{\partial z^3} + \frac{1}{4!} \frac{\partial^4 \vec{A}_{g0}}{\partial \beta^4} \frac{\partial^4 u_g}{\partial z^4} + \dots \end{aligned} \quad (3.2)$$

Оскільки в даній атестаційній роботі не ставиться завдання розробити повну самоузгоджену модель ПАХ, акустичний зсув далі не розглядаємо, обмежившись дослідженням поведінки функції його миттєвого значення $u_g(t, z)$.

У холодній сповільнюючій системі права частина рівняння (3.1) тотожно дорівнює нулю. Тоді дане рівняння може бути переписано в наступному вигляді:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \omega_0^2 u - \frac{1}{2!} \frac{d^2(\omega_0^2)}{d\beta^2} \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + \frac{1}{4!} \frac{d^4(\omega_0^2)}{d\beta^4} \frac{\partial^4 u}{\partial z^4} - \dots = 0. \quad (3.3)$$

Апроксимуємо реальну нелінійну дисперсійну характеристику (залежність частоти ω від постійної поширення β) поліномом другого порядку:

$$\omega(\beta) \approx b_0 + b_1 \beta + b_2 \beta^2, \quad (3.4)$$

де b_0, b_1, b_2 - коефіцієнти апроксимуючого полінома.

Підставляючи (3.4) в (3.3), отримуємо усічену форму узагальненого хвильового рівняння:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \omega_0^2 u - \left[\left(\frac{d\omega_0}{d\beta} \right)^2 + \omega_0 \frac{d^2 \omega_0}{d\beta^2} \right] \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + \frac{1}{4} \left(\frac{d^2 \omega_0}{d\beta^2} \right)^2 \frac{\partial^4 u}{\partial z^4} = 0 \quad (3.5)$$

або

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + b_0^2 u - (b_1^2 + 2b_0 b_2) \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + b_2^2 \frac{\partial^4 u}{\partial z^4} = 0. \quad (3.6)$$

Рівняння (3.6) є безперервною формою робочого рівняння моделі. Для вирішення його на ЕОМ необхідно перейти до дискретної форми. Введемо трьохшарову кінцево-різницеву схему, показану на рис. 3.1.

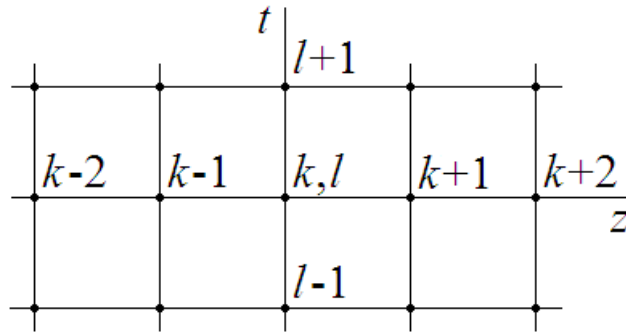


Рисунок 3.1 - Кінцево-різницева схема

Їй відповідають кінцево-різницеві апроксимації похідних (шаблон) наступного вигляду:

$$\partial^2 u_k^l / \partial t^2 \approx (u_k^{l-1} - 2u_k^l + u_k^{l+1}) / \Delta t^2 ;$$

$$\partial^2 u_k^l / \partial z^2 \approx (u_{k-1}^l - 2u_k^l + u_{k+1}^l) / \Delta z^2 ;$$

$$\partial^4 u_k^l / \partial z^4 \approx (u_{k-2}^l - 4u_{k-1}^l + 6u_k^l - 4u_{k+1}^l + u_{k+2}^l) / \Delta z^4 .$$

Для вирішення їх використовуємо методи, викладені в роботах, що використовують звичайно-різницеві схеми .

Таким чином, розглянуто основні рівняння, що дозволяють теоретично аналізувати взаємодію акустичних хвиль з передавачем та приймачем. Для їх вирішення необхідно визначити граничні і початкові умови в конкретній системі .

В якості початкової умови використовуємо наближення нульового поля, тобто вважаємо, що в момент часу $t = 0$ акустичне поле у всій уповільнюючій системі відсутнє.

Для завдання граничної умови на вхідному кінці системи введемо так звану функцію джерела $s(t, z)$. Вона моделює подачу в лінію на ПАХ вхідного сигналу у вигляді короткого широкосмугового імпульсу. На вході задаємо спектр вхідного сигналу у вигляді прямокутної функції з межами, обумовленими межами смуги робочих частот системи (10 ... 70 МГц). Даний спектр показаний на рис. 3.2.

В результаті Фур'є-синтезу обраного в частотній області вхідного сигналу отримуємо функцію цього ж сигналу у часовій області, показану на рис. 3.3. Це типовий радіоімпульс, який не має постійної складової.

3.2 Програмна реалізація математичної моделі

Програмне забезпечення для моделювання поширення високочастотного поля в дисперсній уповільнює системі складено на алгоритмічній мові високого рівня Fortran-90 . Для налагодження програм використовувався персональний комп'ютер Pentium III.

Вибір мови програмування Fortran не випадковий. Дана мова вже тривалий час використовується для програмування різних чисельних завдань. Тому методика програмування на Fortran добре налагоджена і вивчена, що дозволяє значно скоротити процес складання і час налагодження програм. Головним фактором, який сприяв вибору даної мови стало те, що ця мова дозволяє працювати з комплексними числами, а також має ряд функцій, що дозволяють виробляти математичні операції над комплексними числами.

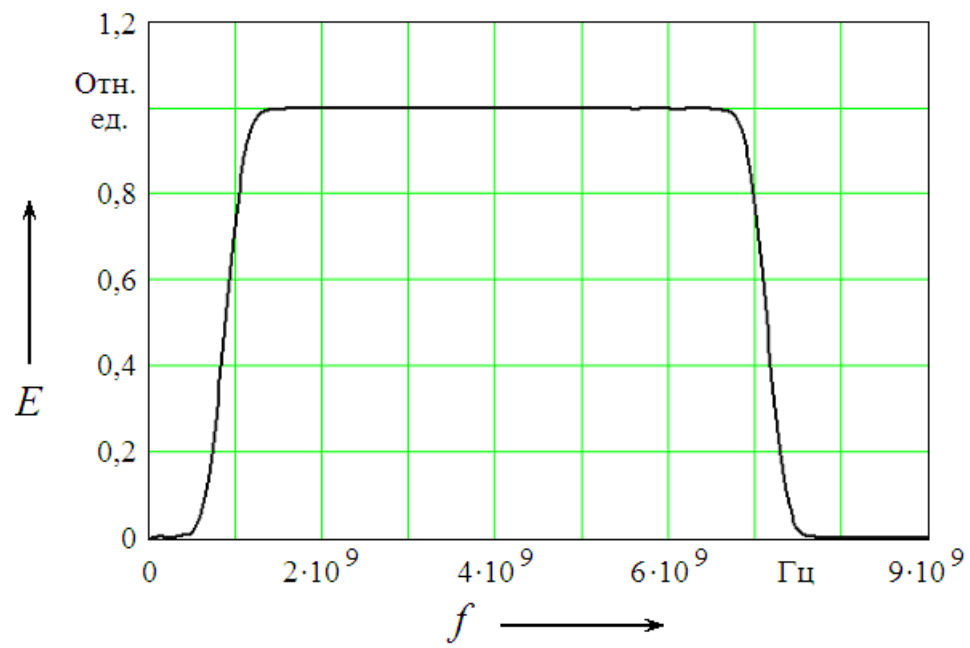


Рисунок 3.2 - Спектр акустичного поля на вході системи

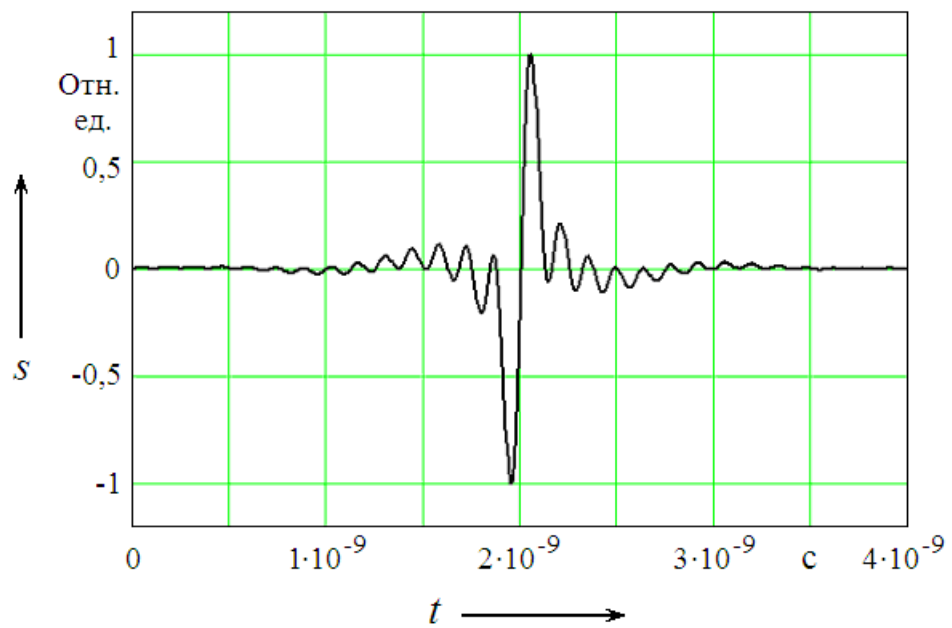


Рисунок 3.3 - Часова залежність функції джерела на вході системи

Архітектура мови Fortran дозволяє створювати розгалужену систему підпрограм, оформлених як окремі файли. Це дає можливість розбивати основну решаему завдання на окремі підзадачі і вирішувати їх незалежними частинами. Така організація має ряд переваг: по-перше, в процесі налагодження набагато легше і простіше працювати з невеликою програмою, так як невеликі програми найбільш наочно сприймаються користувачем. По-друге, можлива налагодження і запуск однієї підпрограми, не зачіпаючи інші програми, що дає можливість організації тестування результатів виконання програми на різних етапах її рішення. По-третє, кожне завдання можна вирішити, використовуючи різні методи, тому для вирішення однієї задачі можливе складання кількох програм. При налагодженні або тестуванні, використовуючи архітектуру мови Fortran.

Вище згадувалося, що рішення поставленого завдання проводиться в комплексній формі. Як відомо, число в комплексній формі займає найбільшу кількість осередків пам'яті машини. Якщо взяти до уваги те, що для роботи моделі потрібен великий обсяг даних, а в самому процесі моделювання виникає ще більша кількість даних, то стає зрозумілим, що рішення такого завдання можливе лише на машині з великим об'ємом пам'яті. Отже, обсяг пам'яті є основним критерієм при виборі ЕОМ. Крім того, машина повинна мати велику швидкість, так як рівняння Гельмгольца вирішується ітераційним методом. Циклічність даного методу вимагає великих тимчасових витрат. ЕОМ з об'ємом оперативної пам'яті 256 Мбайт і процесором Pentium III повністю задовольняє цим вимогам.

На жаль, слід зазначити, що стандартна мова Fortran має досить істотний недолік - повна відсутність графічних засобів. Для усунення його розробники трансляторів, зокрема, фірма Microsoft, розширили стандарт мови шляхом додавання графічних функцій (примітивів) з бібліотеки мови C ++. В результаті з'явилася можливість використовувати апаратні графічні засоби персональної ЕОМ з IBM-сумісної архітектурою, але мова перестала бути машинно-незалежним. З двох можливостей (або машинна незалежність, або графіка) в даній дипломній роботі була обрана графіка, так як вищевказані ЕОМ в даний час

найбільш поширені, а графічна форма виведення інформації істотно покращує її сприйняття.

Блок-схема алгоритму процесу моделювання показана на рис. 3.4. Текст програми WaveEquation наведено в Додатку Б. Програма складається з наступних частин (етапів):

- введення вихідних даних і перевірка виконання умови Куранта;
- ініціалізація масивів складових акустичного поля і встановлення значень збуджуючого сигналу;
- розрахунок складових акустичного поля;
- перерахунок акустичного поля в складові полів;
- візуалізація складових полів і формування вибірки сигналу в приладі;
- спектральний аналіз сформованої вибірки і висновок гістограми спектру.

Результати моделювання виводяться у вигляді малюнків (діаграми розподілу миттєвого значення акустичного поля), а також у вигляді гістограми спектру коливань поля. Малюнки дозволяють проаналізувати структуру коливання, порушеної в уповільнює системі при подачі в неї радіоімпульсу. Гістограма спектра дає можливість оцінити спотворення імпульсу, що виникають при поширенні в дисперсній уповільнюючій системі. В сукупності обидва види діагностики дозволяють оцінити коректність і точність моделювання акустичних полів кінцево-різницеvim методом, що дозволяє зробити висновок про можливість застосування даної методики для розрахунку реальних ПАХ-приладів. Саме це є завданням цієї атестаційної роботи.

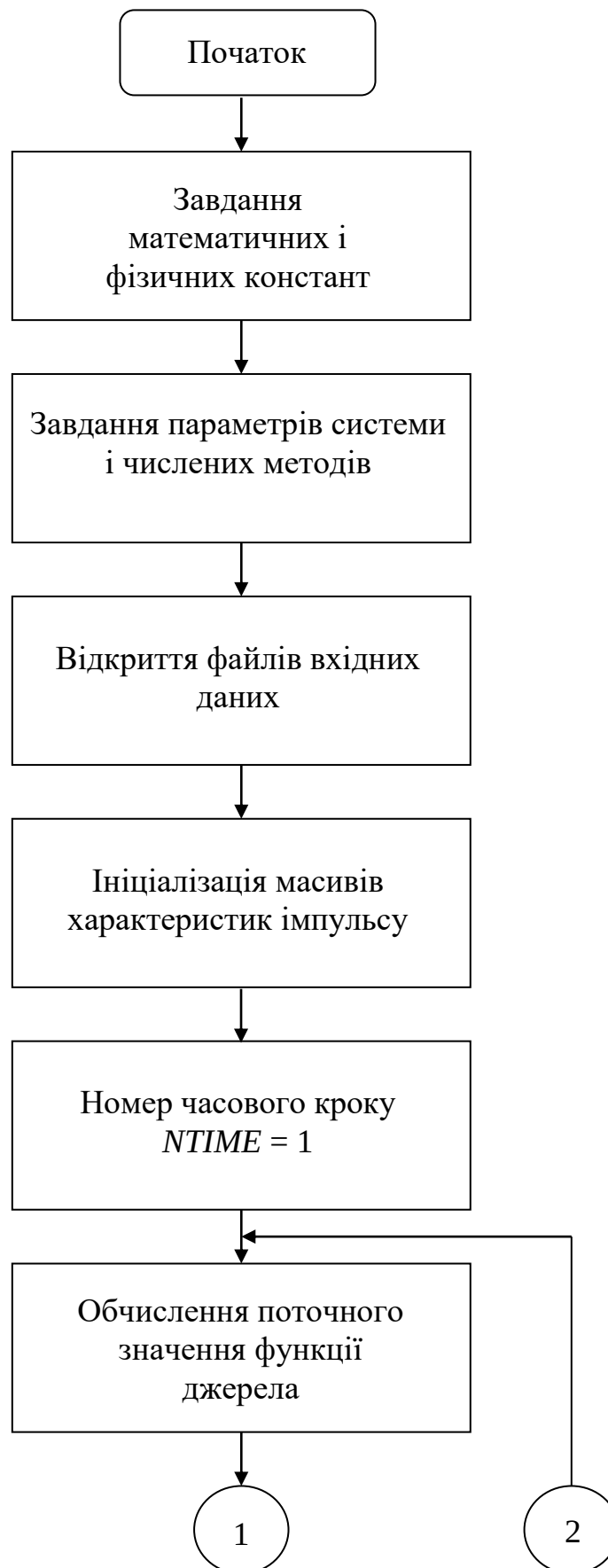


Рисунок 3.4 – Блок-схема алгоритму моделювання

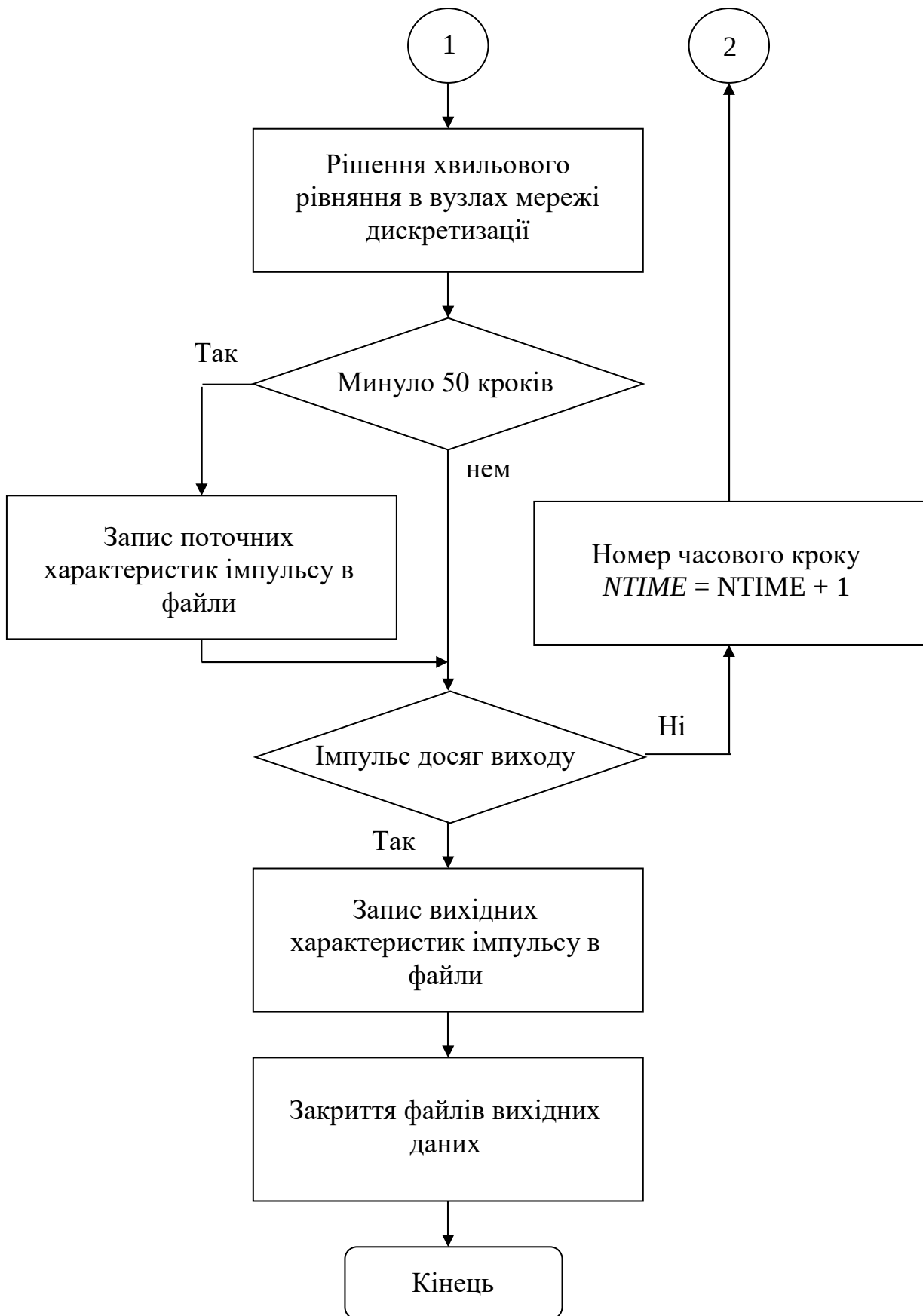


Рисунок 3.4 – Продовження рис. 3.4

3.3 Результати моделювання

Для перевірки правильності розроблених моделей спочатку розглянемо поширення імпульсу, збудженого функцією джерела, у бездисперсій уповільнюючій системі ($b_0 = 0$; $b_1 = 3,1 \cdot 10^7$ м/с; $b_2 = 0$). На рис. 3.5 показано просторовий розподіл збудженого імпульсу через 0,6 нс після початку збудження. Видно, що імпульс просунувся в бік виходу на відстань, яка визначається фазовою швидкістю хвилі в уповільнюючій системі. Форма його симетрична щодо центру, що означає відсутність скільки-небудь суттєвого викривлення, а також похибок моделювання.

Наступним розглядається випадок дисперсної сповільнюючої системи з лінійною дисперсійною характеристикою, але при наявності низькочастотної відсічки ($b_0 = 1,5 \cdot 10^6$ рад/с; $b_1 = 3,1 \cdot 10^4$ м/с; $b_2 = 0$). Відповідний імпульс через 0,6 нс показаний на рис. 3.6. Передня частина його залишилася практично без спотворень, проте задня частина істотно викривлена.

Далі, досліджується поширення того ж радіоімпульсу з системі без низькочастотної відсічки, однак при наявності квадратичної нелінійності дисперсної характеристики [$b_0 = 0$; $b_1 = 3,1 \cdot 10^4$ м/с; $b_2 = 5,0 \cdot 10^1$ м²/(рад/с)]. На рис. 3.7 зображений імпульс в такій системі через 0,6 нс після його введення. Тут ситуація протилежна попередньої. Спотворюється, головним чином, фронт імпульсу.

Нарешті, на рис. 3.8 показаний спектр радіоімпульсу на виході дисперсної сповільнюючої системи з низькочастотною відсічкою і квадратично-нелінійної дисперсійної характеристикою [$b_0 = 1,5 \cdot 10^6$ рад/с; $b_1 = 3,1 \cdot 10^4$ м/с; $b_2 = 5,0 \cdot 10^1$ м²/(рад/с)]. Він отриманий шляхом прямого дискретного перетворення Фур'є часової вибірки напруженості акустичного поля, накопиченої

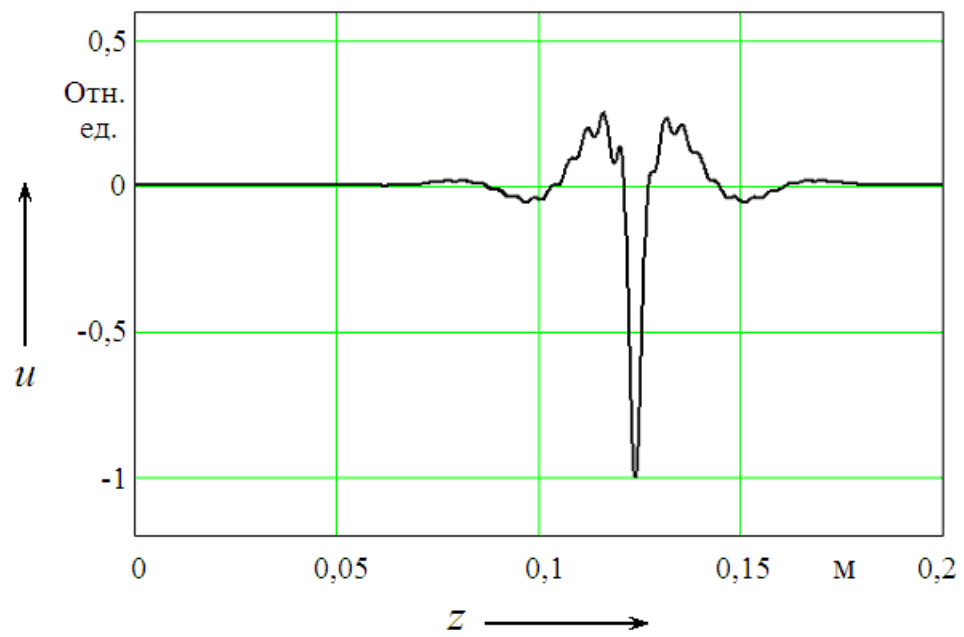


Рисунок 3.5 - Імпульс на виході системи при відсутності дисперсії

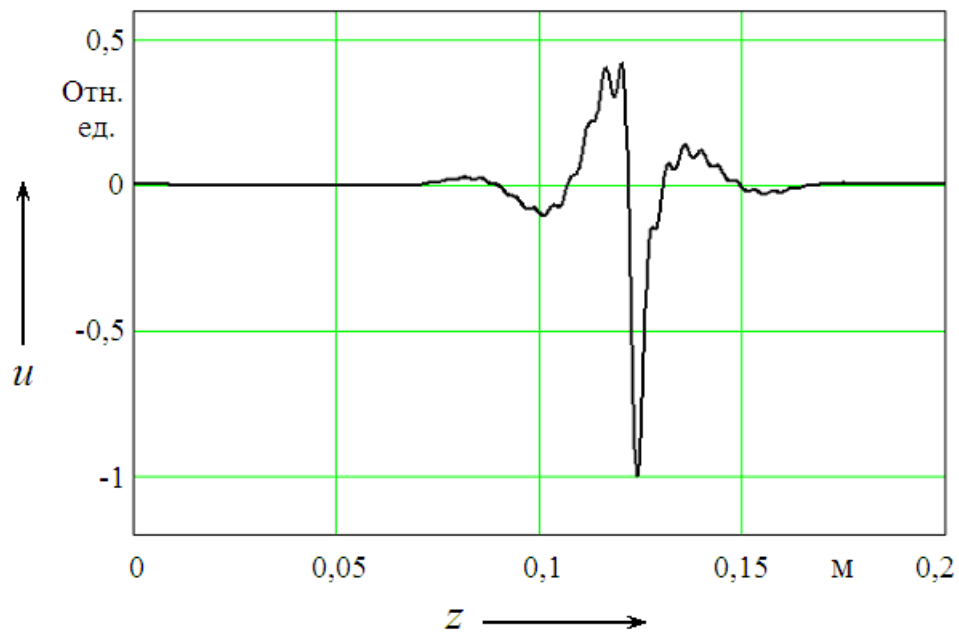


Рисунок 3.6 - Імпульс на виході системи з низькочастотною відсічкою

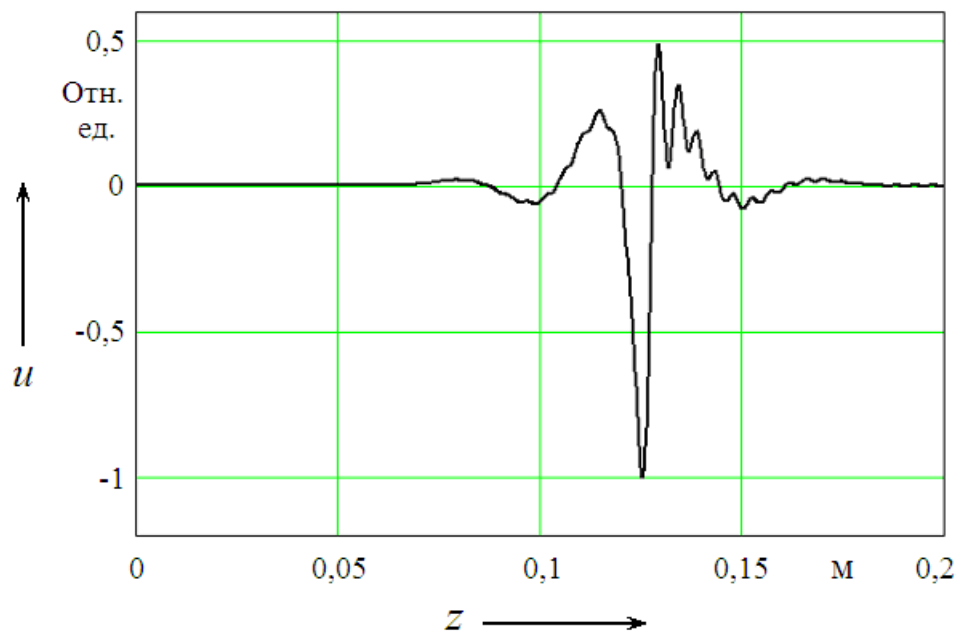


Рисунок 3.7 - Імпульс на виході системи з квадратичною нелінійністю дисперсійної характеристики

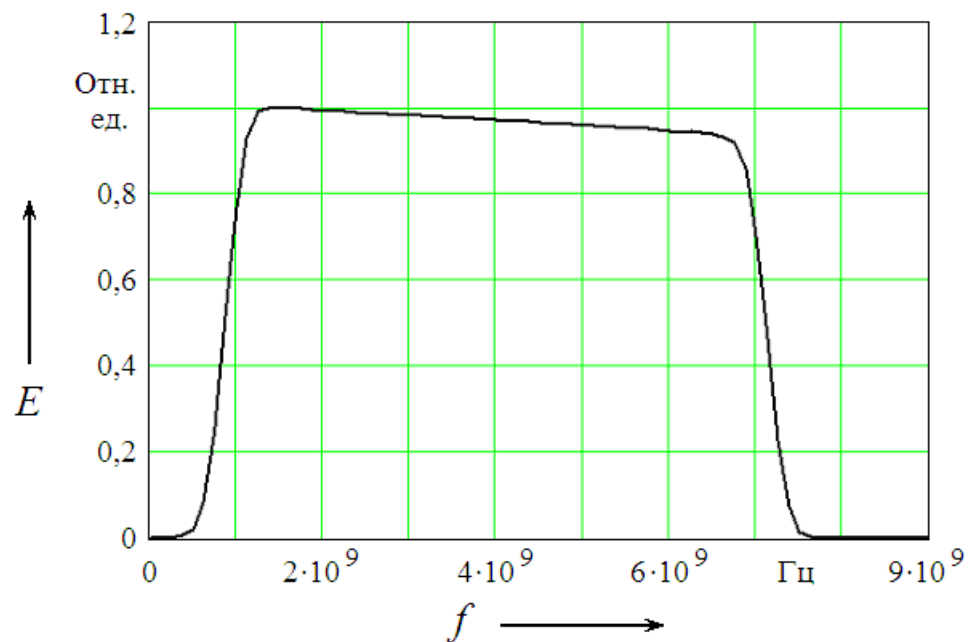


Рисунок 3.8 - Спектр акустичного поля на виході дисперсної системи

На виході системи. Видно, що на відміну від вхідного спектра (рис. 3.2), при наявності дисперсії спектр вихідного сигналу нерівномірний в частотній області.

Амплітуда високочастотних складових зменшується в порівнянні з амплітудою низькочастотних компонент. Це означає, що дисперсія викликає «розпливання» імпульсу в просторі і часі.

Таким чином, розроблена методика, що дозволяє оцінювати спотворення радіоімпульсів, викликані дисперсією в системі з ПАХ. Вона може бути корисна при проектуванні нових акустoeлектронних приладів, призначених для фільтрації широкосмугових імпульсних сигналів в системах передачі цифрової інформації.

4 РОЗРАХУНОК ДИСПЕРСІЙНОЇ ЛІНІЇ ЗАТРИМКИ

а) Вихідні данні :

— центральна частота $f_0 = 60 \times 10^6 \text{ Гц}$;

— відносна смуга пропускання $\Delta f / f_0 = 50\%$;

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

б) Матеріал звукопроводу – ніобіт-літію LiNbO_3 , орієнтація зрізу $41,5^\circ \text{X}$ зі швидкістю розповсюдження $v = 4 \cdot 10^3 \text{ м/с}$.

Клас обробки звукопроводу – V13.

в) Структурна схема фільтра - вхідний перетворювач еквідистантний неаподізований, вихідний - нееквідистантний аподізований.

г) Розрахунки:

— розрахунок топології вхідного перетворювача (еквідистантного неаподізованого).

Визначаємо кількість пар N електродів за формулою:

$$N = \frac{f_0}{\Delta f}, \quad (4.1)$$

де, f_0 – центральна частота ,

а $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, де $f_{\text{в}}$ – верхня гранична частота (для нашого фільтра $f_{\text{в}} = 75 \cdot 10^6 \text{ Гц}$) та $f_{\text{н}}$ – нижня гранична частота (в нашому випадку $f_{\text{н}} = 45 \cdot 10^6 \text{ Гц}$).

$$\Delta f = 75 \cdot 10^6 - 45 \cdot 10^6 = 30 \cdot 10^6 \text{ Гц},$$

$$N = \frac{60 \cdot 10^6}{30 \cdot 10^6} = 2 \text{ пари.}$$

Коефіцієнт стиснення:

$$B = T_{\text{зат}} \cdot \Delta f. \quad (4.2)$$

Перепад затримок T :

$$T = \frac{L_d}{v}, \quad (4.3)$$

Визначаємо відстань h між сусідніми електродами

$$h = \frac{\lambda}{2}, \quad (4.4)$$

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

$$\lambda = \frac{v}{f_0} = \frac{4 \cdot 10^3}{60 \cdot 10^6} = \frac{1}{15} \cdot 10^{-3} = 66,667 \cdot 10^{-6} = 66,667 \text{ мкм};$$

$$\lambda_{\min} = \frac{v}{f_{\text{в}}} = \frac{4 \cdot 10^3}{75 \cdot 10^6} = 53,3 \cdot 10^{-6} = 53,3 \text{ мкм};$$

$$\lambda_{\max} = \frac{v}{f_{\text{н}}} = \frac{4 \cdot 10^3}{45 \cdot 10^6} = 88,9 \cdot 10^{-6} = 88,9 \text{ мкм};$$

$$h = \frac{66,667 \cdot 10^{-6}}{2} = 33,33 \cdot 10^{-6} = 33,33 \text{ мкм}.$$

Товщина електродів за формулою:

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{66,667 \cdot 10^{-6}}{4} = 16,667 \cdot 10^{-6} = 16,667 \text{ мкм}. \quad (4.5)$$

Апертуру електродів: $W = (10 \dots 200) \lambda$

$$W = 20\lambda = 20 \cdot 66,667 \cdot 10^{-6} = 13,33 \cdot 10^{-4} = 1333,34 \text{ мкм}. \quad (4.6)$$

— розрахунок топології вихідного перетворювача (несквідістантного аподізованного).

Визначаємо кількість пар N електродів:

$$N = (m + 1) \frac{f_0}{\Delta f}, \quad (4.7)$$

де m - число пелюсток імпульсного відгуку

$$N = (4 + 1) \cdot \frac{60 \cdot 10^6}{30 \cdot 10^6} = 5 \cdot 2 = 10 \text{ пар.}$$

Визначаємо відстань h між сусідніми електродами за формулою:

$$h(n) = v \frac{f_B t_3}{2\Delta f} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4n\Delta f}{f_B^2 t_3}} \right), \quad (4.8)$$

де $t_3 = \frac{L_1}{v}$ – час затримки;

$L_1 = 8 \dots 10$ мм – відстань між перетворювачами;

$n=1,2,\dots,N$ – кількість пар електродів .

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

$$h(n) = 4 \cdot 10^3 \cdot \frac{75 \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 10^6}{2 \cdot 30 \cdot 10^6} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot n \cdot 30 \cdot 10^6}{(75 \cdot 10^6)^2 \cdot 2,5 \cdot 10^6}} \right]$$

Отримані значення запишемо в таблицю.

Таблиця 4.1 – Значення відстані h між сусідніми електродами

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
h,мкм	8,9	85,54	82,18	78,82	75,46	72,1	68,74	65,38	62,02	58,66

Розрахуємо товщину електродів за формулою:

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{66,667 \cdot 10^{-6}}{4} = 16,667 \cdot 10^{-6} = 16,667 \text{ мкм.}$$

Знайдемо координати країв електродів ЗШП по осі Y:

$$Y(n) = \frac{W_0}{2} [1 - (-1)^n \Phi(n)] \quad (4.9)$$

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

$$\Phi(n) = \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{N+1}\right)}{\frac{\pi n}{N+1}} \omega(n) \quad (4.10)$$

де $\omega(n)$ – передавальна функція

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

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

Отримуємо:

$$Y(n) = \frac{13,33 \cdot 10^{-4}}{2} \left[1 - (-1)^n \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{10+1}\right)}{\frac{\pi n}{10+1}} \left(0,04 + 0,96 \cos\left(\frac{\pi n}{2(10+1)}\right) \right) \right]$$

Таблиця 4.2 – Значення координати країв електродів ЗШП по осі Y

n	-10	-9		-8	-7		-6	-5		-4	-3		-2	-1	
Y(n)	6,66	6,68		6,62	6,73		6,56	6,79		6,49	6,87		6,43	6,91	
n	0	1	2	3		4	5		6	7		8	9	10	
Y(n)	0	13,17	6,43	12,03		6,49	11,47		6,56	6,72		6,62	6,68	6,66	

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

в) визначення габаритних розмірів проектного фільтру:

Визначаємо довжину звукопроводу:

$$L_d = L_{\text{вх}} + L_{\text{вих}} + L_1 + 2L_2, \quad (4.11)$$

де $L_{\text{вх}} = h_{\text{вх}}(2N_{\text{вх}} - 1) + d_{\text{вх}}$ – довжина вхідного перетворювача;

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

$L_1 = 8 \dots 10 \text{ мм}$ – відстань між перетворювачами;

$L_2 = 5 \dots 10 \text{ мм}$ – відстань між крайнім електродом перетворювача і торцевою гранню звукопроводу.

$$L_{\text{вх}} = 33,33 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot 10 - 1) + 16,67 \cdot 10^{-6} = 0,64 \cdot 10^{-3} \text{ м},$$

$$L_{\text{вих}} = \sum_{n=1}^{10} (2h_{\text{вих } n}) + 16,67 \cdot 10^{-6} = 1,47 \cdot 10^{-3} \text{ м},$$

$$L_d = 0,64 \cdot 10^{-3} + 1,47 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 22,11 \cdot 10^{-3} \approx 22,1 \text{ мм}.$$

Ширина звукопроводу фільтра:

$$L_{\text{ш}} = W_{\text{вх}} + 2(L_3 + L_4). \quad (4.12)$$

де $L_3 = 5 \dots 10 \text{ мм}$ – відстань між загальною шиною решітки перетворювача і поздовжньої гранню звукопроводу;

$L_4 = 2d$ – ширина загальної шини решітки перетворювача.

$$L_{\text{ш}} = 1,33 \cdot 10^{-3} + 2(5 \cdot 10^{-3} + 33,33 \cdot 10^{-6}) = 11,3966 \cdot 10^{-3} \approx 11,4 \text{ мм}.$$

Опис конструкції проектного фільтра:

Фільтр містить один вхідний перетворювач і один вихідний. Вхідний перетворювач – еквідистантний неаподізований широкосмуговий, у якого число пар штирів дорівнює – 2. Вихідний перетворювач - нееквідистантний аподізований з числом пар штирів - 10.

Матеріалом для звукопроводу проектного фільтра на ПАХ є ніобіт-літій з орієнтацією ZY.

Клас обробки звукопроводу - V13. Розміри підкладки - $22,1 \times 11,4 \times 1,5$ мм.

4.1 Вибір матеріалів

Вибір матеріалу підкладки є важливим завданням при отриманні необхідних характеристик від АЕУ. Від матеріалу підкладки в першу чергу потрібні:

- висока механічна міцність і стабільність фізико-хімічних властивостей при значних змінах температури, вібрації матеріалу і підвищеної вологості;
- наявність можливості різання на пластини, шліфування;
- відсутність хімічної взаємодії матеріалу підкладки з використовуваними реагентами в процесі виготовлення металевих електродних структур;
- однотипність зразків матеріалу і конвеєрна технологія отримання підкладок для масового виготовлення пристроїв;
- однорідність матеріалу для поширення (з низьким загасанням акустичних хвиль);
- мати малу діелектричну проникність;
- термостабільність;
- щоб товщина матеріалу була набагато більше довжини хвилі.

Вибрати матеріали, які відповідають всім вимогам, дуже важке завдання. Тому допускається компроміс.

Для п'єзоелектричних матеріалів існує залежність властивостей середовища від напрямку. Поширення хвиль залежить не тільки від виду монокристала, але й від обраної орієнтації площини, в якій поширюється хвиля (кристалографічний зріз). Тому важливо вказувати крім використовуваного матеріалу, ще й обраний зріз.

Для позначення зрізів монокристалів застосовується система декартових координат, яка прив'язана до ідеалізованих кристалів. Як правило стандартний зріз збігається з площиною, яка визначається двома осями координат, і може задаватися однією літерою X, Y або Z. Наприклад, Y-зріз – це зріз, виконаний в площині XZ, нормаль до якої збігається з віссю Y. Напрямок поширення хвиль може вказуватися окремо при використанні повернених зрізів..

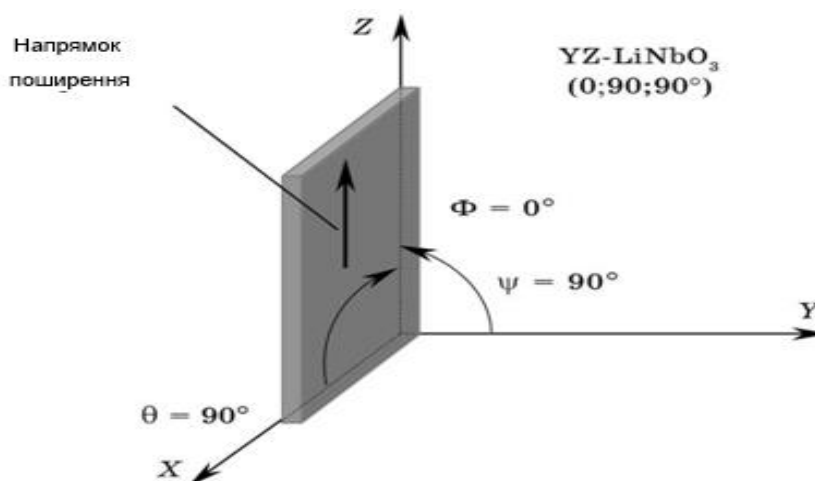


Рисунок 4.1 –YZ - зріз ніобат-літію

При нестандартних зрізах можна вказати тільки один кут повороту щодо однієї з кристалографічних осей. Наприклад, повернений на кут 128 град. Y – зріз ніобат-літію з напрямком поширення хвилі вздовж осі X позначають як 128 град. YX-LiNbO₃. Це означає, що зріз виконаний в площині, поверненою на 128 град. щодо стандартного Y – зрізу навколо осі X.

У декількох країнах при використанні підкладок в формі прямокутних пластин використовують таке позначення як «первісна орієнтація кристалічного

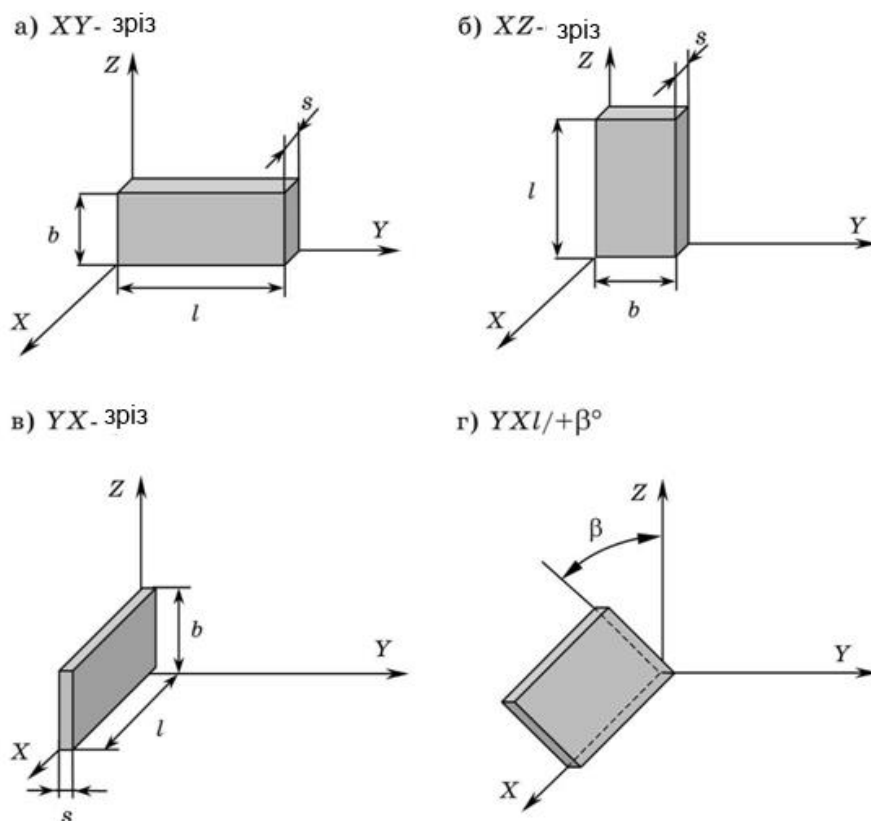
елементу». Первісною орієнтацією вважається паралельне розташування всіх граней прямокутної пластини щодо координатних осей. Первісна орієнтація умовно позначається з двох букв, відповідних осей. Перша значуща буква відповідає тій осі, паралельно якій розташована товщина пластини (s). Друга буква відповідає осі, паралельно якій розташована довжина пластини (l). Товщині відповідає її найменший розмір, а довжині - найбільший (приклади на рисунку 4.2).

Орієнтація зрізу монокристалу може бути задана шляхом повороту навколо ребер кристала. Повернений зріз буде позначений додатковими буквами (l, b, s), та числом, що позначає кут повороту (рисунк 4.2, г).

Наприклад, зріз кварцу $YXl / + 41$ град. був отриманий за допомогою одного повороту пластин на кут рівний $+ 41$ град. YX -зрізу навколо осі.

Більшість реальних пристроїв на ПАХ виготовляються на підкладках з кварцу ST – зрізу або ніобат-літію YZ-зрізу. Кварц ST-зрізу застосовується в основному в вузько смугових фільтрах (зі смугою > 5 МГц) і низькою середньою частотою (> 100 МГц), до яких не пред'являються вимоги у великому часі затримки і низькому внесені загасання.

Ніобат-літію – крихкий синтетичний безбарвний монокристал з щільністю $4,7 \text{ г / см}^3$ і температурі плавлення близько 1260 град. по С. Має великий коефіцієнт електромеханічного зв'язку (КЕМЗ) (4–5%). Це забезпечує застосування ніобат-літію для широкосмугових пристроїв і дозволяє реалізувати фільтри з низьким внесеним загасанням. Однак не можна застосувати до пристроїв з підвищеними вимогами до термостабільності. Це показує не нульові значення температурного коефіцієнта затримки (ТКЗ). Масово виготовляють підкладки з ніобат-літію з розмірами до 100 мм .



(а)XZ – зрізу;

(б), YX-зрізу (в) і повернений зріз YXl / + β° (г).

Рисунок 4.2 – Початкові орієнтації монокристалів XY – зрізу

Графічні залежності між втратами в перетворювачі на середній частоті і відносної шириною смуги для підкладок з кварцу і ніобат-літію представлені на рисунку 4.3. З графіка можна зробити висновок про те, що через зменшення відносної ширини смуги зростає ефективність перетворювача. І ця залежність для кожного монокристалу своя.

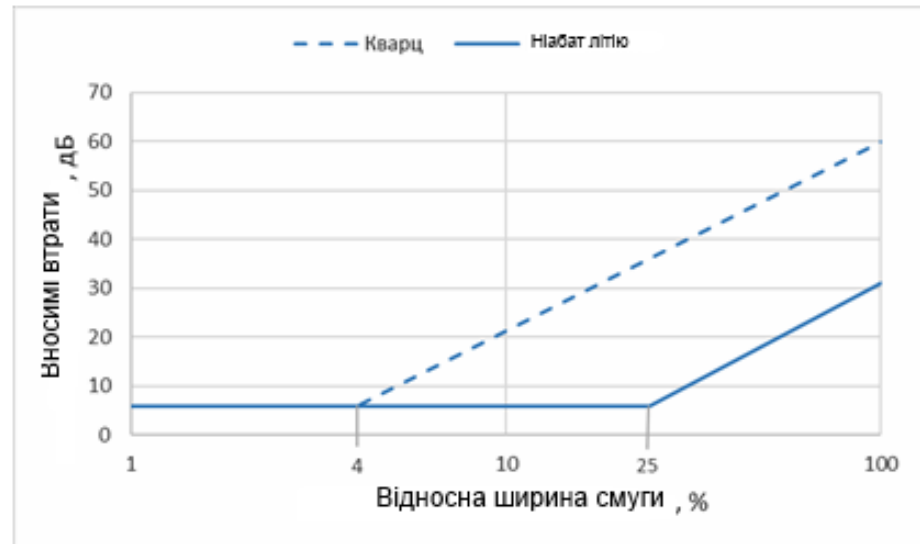


Рисунок 4.3 - Асимптотична залежність внесених втрат на середній частоті від ширини смуги

Акустoeлектронні властивості матеріалів описуються наступними величинами (параметри для кварцу і ніобат-літію наведені в таблиці 1:

— Швидкість ПАХ в матеріалі.

Визначає основні технічні характеристики пристроїв, зокрема робочі частоти. Від швидкості ПАХ залежать габарити АЕУ. Для підвищення робочих частот використовують матеріал з великою швидкістю поширення ПАХ.

— Коефіцієнт електромеханічного зв'язку (КЕМЗ).

Описує величину п'єзoeлектричного ефекту, визначається як відношення між електричною та механічною енергіями в п'єзoeлектрику. КЕМЗ виражається у представленій формулі:

$$k^2 = 2(V - V_m) / V, \quad (4.13)$$

де V - фазова швидкість ПАР на вільній поверхні;

V_m - фазова швидкість ПАР на металізованій поверхні.

— Температурний коефіцієнт затримки (ТКЗ) і температурний коефіцієнт швидкості (ТКС).

Підкладки з великим значенням КЕМЗ мають погану термостабільність.

Таблиця 4.3 – Акустoeлектроні параметри матеріалів для підкладок

Матеріал	Орієнтація пластини і напрямку поширення	Швидкість ПАХ, $V_{\text{ПАХ}}$, м/с	Квадрат КЭМС, k^2 , %	ТКЗ $10^{-6}/\text{C}$	ТКС $10^{-6}/\text{C}$	Коефіцієнт втрат	
						α_m , дБ/мкс	β_m , дБ/мкс
Кварц (SiO_2)	YXl / 42°45' (0°, 132°45', 0°)	3158	0,11	0	0	-	2,62
	37°-Y	5094	0,1	0	-	-	-
	YX	3159	0,19	-24	38	0,45	2,15
Ніобат літія (LiNbO_3)	YZ	3488	4,5	94	-87	0,19	0,88
	128°-YX	3980	5,3	75	-	-	-
	ZXl / 41°30'	3999	5,54	72	-57	0,3	0,75
	YZb / 42°45'	3503	5,36	96	-88	0,21	0,94
	41,5°X	4000	5,54	72	-	0,3	0,75

— Коефіцієнт затухання.

Головна складова повних внесених втрат приладів на ПАХ є втрати на поширення (або загасання) хвиль. Втрати виражаються в дБ / мкс і розраховуються за формулою:

$$B_m = \alpha_m f + \beta_m f^2, \quad (4.14)$$

де α_m і β_m – коефіцієнти втрат на повітряне навантаження і на в'язкісні властивості матеріалу;

f – частота, ГГц.

Варто відзначити той факт, що загасання ПАХ зменшується при охолодженні матеріалу.

Перевага монокристалів кварцу ST – зрізу полягає в тому, що виконані з них пристрої на ПАХ практично нечутливі до змін температури. Підкладки з ніобат-літію знаходять застосування в тих випадках, коли потрібна широка смуга

і низький рівень внесеного загасання. Ніобат-літію володіє цінною властивістю автоколімації ПАХ, пов'язаним з його анізотропією, і низькими втратами на поширення. YZ – зріз ніобат-літію є матеріалом з мінімальною дифракцією. Ці якості роблять його кращим матеріалом при виготовленні високочастотних фільтрів і фільтрів з великим часом затримки.

Практика показала, що фільтри з ніобат-літію, як правило, мають більш широку смугу і вимагають більш суттєвої корекції частотно-залежних втрат на поширення ПАХ і паразитних реактивних опорів, ніж фільтри на підкладках з кварцу. Крім того, їх характеристики більш критичні до дотримання виробничих допусків, ніж у кварцових. Точність виготовлення особливо важлива для високочастотних фільтрів з великим часом затримки на ширину смуги. Крім того, рівень втрат на перетворення у них (ніобат-літію) значно менший, що важливо для більшості частотно-модульованих фільтрів.

Застосування підкладки з ніобат-літію досить великих розмірів дозволяє реалізувати фільтр з середньою частотою 60 МГц та дисперсією 100 мкс у смузі шириною 6 МГц. Використання структури, що відбивають ґратами, дозволяє вдвічі збільшити дисперсію в порівнянні з дисперсією фільтра з ЗШП, що має лінійну конфігурацію виконаного на підложці тієї ж довжини.

3.2 Розробка конструкції дисперсійної лінії затримки

а) Вихідні данні :

- центральна частота $f_0 = 60 \times 10^6 \text{ Гц}$;
- відносна смуга пропускання $\Delta f / f_0 = 50\%$;
- функція аподизації $\omega(n) = 0,04 + 0,96 \cdot \cos\left(\frac{\pi n}{2(N+1)}\right)$.

б) Матеріал звукопроводу – ніобіт-літію LiNbO_3 , орієнтація зрізу $41,5^\circ \text{X}$ зі швидкістю розповсюдження $v = 4 \cdot 10^3 \text{ м/с}$. .

Клас обробки звукопроводу – V13.

в). Структурна схема фільтра - вхідний перетворювач еквідистантний

неаподізований, вихідний - нееквідістантний аподізований.

г) Розрахунки:

— розрахунок топології вхідного перетворювача (еквідістантного неаподізованого).

Визначаємо кількість пар N електродів за формулою:

$$N = \frac{f_0}{\Delta f}, \quad (4.1)$$

де, f_0 – центральна частота;

$$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}},$$

де $f_{\text{в}}$ – верхня гранична частота (для нашого фільтра $f_{\text{в}} = 75 \cdot 10^6 \text{ Гц}$);

$f_{\text{н}}$ – нижня гранична частота (в нашому випадку $f_{\text{н}} = 45 \cdot 10^6 \text{ Гц}$).

$$\Delta f = 75 \cdot 10^6 - 45 \cdot 10^6 = 30 \cdot 10^6 \text{ Гц},$$

$$N = \frac{60 \cdot 10^6}{30 \cdot 10^6} = 2 \text{ пари.}$$

Коефіцієнт стиснення:

$$B = T_{\text{зат}} \cdot \Delta f. \quad (4.2)$$

Перепад затримок T :

$$T = \frac{L_{\text{д}}}{v}. \quad (4.3)$$

Визначаємо відстань h між сусідніми електродами

$$h = \frac{\lambda}{2}. \quad (4.4)$$

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

$$\lambda = \frac{v}{f_0} = \frac{4 \cdot 10^3}{60 \cdot 10^6} = \frac{1}{15} \cdot 10^{-3} = 66,667 \cdot 10^{-6} = 66,667 \text{ мкм};$$

$$\lambda_{\text{min}} = \frac{v}{f_{\text{в}}} = \frac{4 \cdot 10^3}{75 \cdot 10^6} = 53,3 \cdot 10^{-6} = 53,3 \text{ мкм};$$

$$\lambda_{max} = \frac{v}{f_H} = \frac{4 \cdot 10^3}{45 \cdot 10^6} = 88,9 \cdot 10^{-6} = 88,9 \text{ мкм};$$

$$h = \frac{66,667 \cdot 10^{-6}}{2} = 33,33 \cdot 10^{-6} = 33,33 \text{ мкм}.$$

Товщина електродів за формулою:

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{66,667 \cdot 10^{-6}}{4} = 16,667 \cdot 10^{-6} = 16,667 \text{ мкм}. \quad (4.5)$$

Апертуру електродів: $W=(10...200) \lambda$

$$W = 20\lambda = 20 \cdot 66,667 \cdot 10^{-6} = 13,33 \cdot 10^{-4} = 1333,34 \text{ мкм}. \quad (4.6)$$

— розрахунок топології вихідного перетворювача (нееквідістантного аподізованного).

Визначаємо кількість пар N електродів:

$$N = (m + 1) \frac{f_0}{\Delta f}. \quad (4.7)$$

де m - число пелюсток імпульсного відгуку

$$N = (4 + 1) \cdot \frac{60 \cdot 10^6}{30 \cdot 10^6} = 5 \cdot 2 = 10 \text{ пар}.$$

Визначаємо відстань h між сусідніми електродами за формулою:

$$h(n) = v \frac{f_{Bt_3}}{2\Delta f} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4n\Delta f}{f_B^2 t_3}} \right). \quad (4.8)$$

де $t_3 = \frac{L_1}{v}$ – час затримки;

$L_1 = 8 \dots 10 \text{ мм}$ – відстань між перетворювачами,

$n=1,2,\dots,N$ – кількість пар електродів .

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

$$h(n) = 4 \cdot 10^3 \cdot \frac{75 \cdot 10^6 \cdot 2,5 \cdot 10^6}{2 \cdot 30 \cdot 10^6} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot n \cdot 30 \cdot 10^6}{(75 \cdot 10^6)^2 \cdot 2,5 \cdot 10^6}} \right].$$

Отримані значення запишемо в таблицю:

Таблиця 4.1 – Значення відстані h між сусідніми електродами

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
h, мкм	88,9	85,54	82,18	78,82	75,46	72,1	68,74	65,38	62,02	58,66

Розрахуємо товщину електродів за формулою:

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{66,667 \cdot 10^{-6}}{4} = 16,667 \cdot 10^{-6} = 16,667 \text{ мкм}.$$

Знайдемо координати країв електродів ЗШП по осі Y :

$$Y(n) = \frac{W_0}{2} [1 - (-1)^n \Phi(n)], \quad (4.9)$$

де W_0 – апертура вхідного перетворювача;

$n = -N \dots +N$, а $\Phi(n)$ має вид:

$$\Phi(n) = \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{N+1}\right)}{\frac{\pi n}{N+1}} \omega(n), \quad (4.10)$$

де $\omega(n)$ – передавальна функція

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

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

Отримуємо:

$$Y(n) = \frac{13,33 \cdot 10^{-4}}{2} \left[1 - (-1)^n \frac{\sin\left(\frac{\pi n}{10+1}\right)}{\frac{\pi n}{10+1}} \left(0,04 + 0,96 \cos\left(\frac{\pi n}{2(10+1)}\right) \right) \right].$$

Таблиця 4.2 – Значення координати країв електродів ЗШП по осі Y

n	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	
Y(n)	6,66	6,68	6,62	6,73	6,56	6,79	6,49	6,87	6,43	6,91	
n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Y(n)	0	13,17	6,43	12,03	6,49	11,47	6,56	6,72	6,62	6,68	6,66

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

— визначення габаритних розмірів проектного фільтра:

Визначаємо довжину звукопроводу:

$$L_d = L_{\text{вх}} + L_{\text{вих}} + L_1 + 2L_2 \quad (4.11)$$

де $L_{\text{вх}} = h_{\text{вх}}(2N_{\text{вх}} - 1) + d_{\text{вх}}$ – довжина вхідного перетворювача;

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

$L_1 = 8 \dots 10$ мм – відстань між перетворювачами ;

$L_2 = 5 \dots 10$ мм – відстань між крайнім електродом перетворювача і торцевою гранню звукопроводу.

$$L_{\text{вх}} = 33,33 \cdot 10^{-6} \cdot (2 \cdot 10 - 1) + 16,67 \cdot 10^{-6} = 0,64 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$$L_{\text{вих}} = \sum_{n=1}^{10} (2h_{\text{вих } n}) + 16,67 \cdot 10^{-6} = 1,47 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$$L_d = 0,64 \cdot 10^{-3} + 1,47 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 22,11 \cdot 10^{-3} \approx 22,1 \text{ мм}.$$

Ширина звукопроводу фільтра:

$$L_{\text{ш}} = W_{\text{вх}} + 2(L_3 + L_4), \quad (4.12)$$

де $L_3 = 5 \dots 10$ мм – відстань між загальною шиною решітки перетворювача і поздовжньої гранню звукопроводу;

$L_4 = 2d$ – ширина загальної шини решітки перетворювача.

$$L_{\text{ш}} = 1,33 \cdot 10^{-3} + 2(5 \cdot 10^{-3} + 33,33 \cdot 10^{-6}) = 11,3966 \cdot 10^{-3} \approx 11,4 \text{ мм.}$$

Опис конструкції проектного фільтру:

Фільтр містить один вхідний перетворювач і один вихідний. Вхідний перетворювач – еквідистантний неаподізований широкосмуговий, у якого число пар штирів дорівнює – 2. Вихідний перетворювач - нееквідистантний аподізований з числом пар штирів - 10.

Матеріалом для звукопроводу проектного фільтру на ПАХ є ніобіт-літію з орієнтацією ZY.

Клас обробки звукопроводу - $\nabla 13$. Розміри підкладки - $22,1 \times 11,4 \times 1,5$ мм.

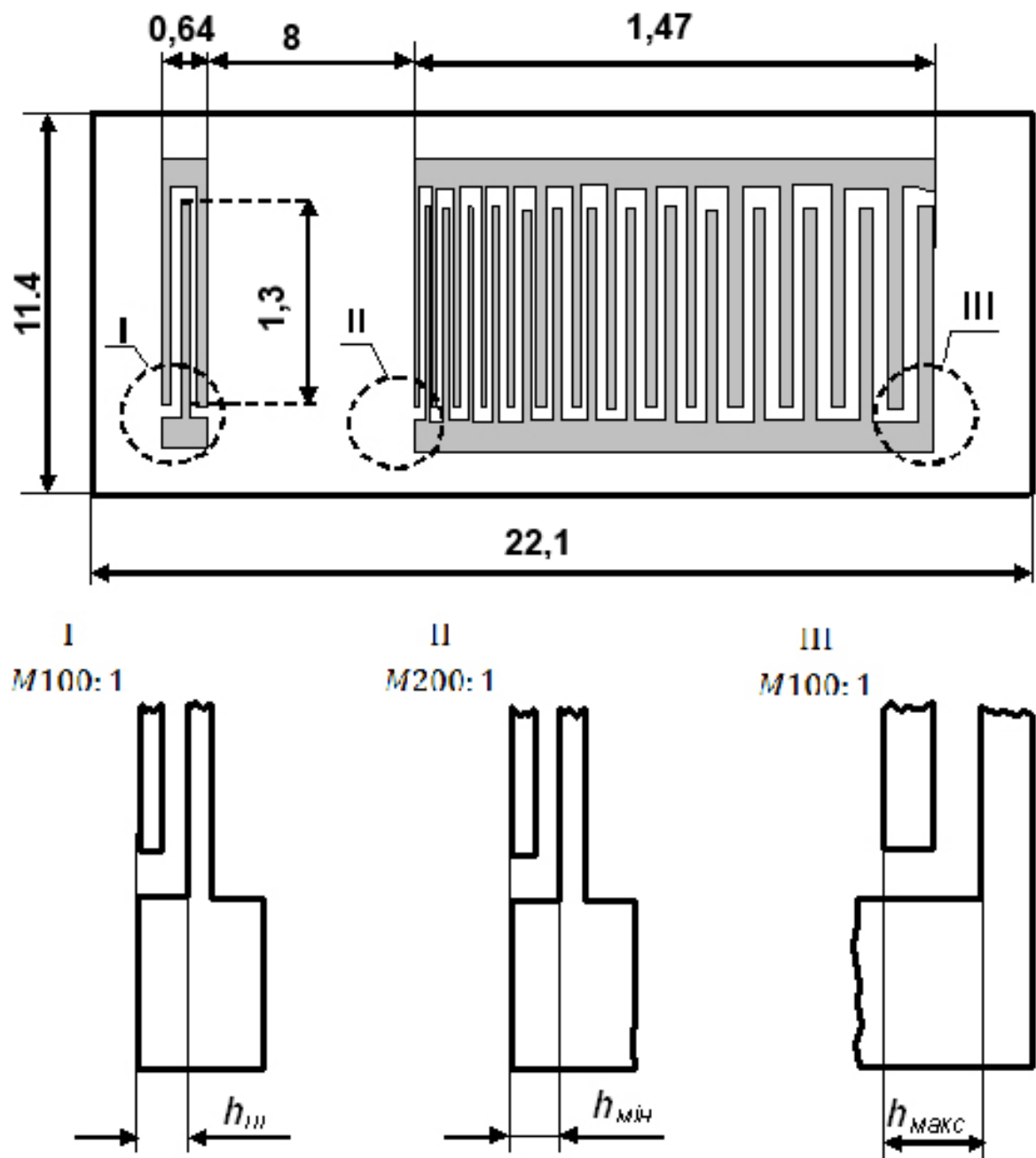


Рисунок 4.4 – Дисперсійна лінія затримки на ПАХ

ВИСНОВКИ

Розвиток пристроїв на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) є яскравим прикладом народження нової області техніки. Роботи в цій галузі почалися в 1960-х рр.. Після того, як були оцінені потенціальні можливості застосування релеєвських хвиль в радіоелектроніці і були вироблені основні концепції проектування широкого ряду пристроїв. Одночасно розвивалися методи аналізу таких пристроїв, що, в свою чергу, призвело до вдосконалення прийомів проектування і поліпшення параметрів. У результаті з'явився новий клас високоякісних радіоелектронних компонентів з широкими можливостями застосування, в деяких випадках дозволяють виконувати абсолютно нові процедури обробки сигналів.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Фільтри на поверхневих акустичних хвилях. Розрахунок, технологія, застосування. / Під ред. Г. Меттьюз СПб., Москва «Радіо і зв'язок», 1981. 469 с.
2. Літографії в мікроелектроніці. Методичний посібник для студентів ФОПФ МФТІ і описи лабораторних робіт в ІФТТ РАН. / Упоряд .: А.Н.Россоленко, Т.Е.Голикова, В.Н.Зверев. Москва. Вид-во ФОПФ МФТІ, 2014. 54 с.
3. Літографії в мікроелектроніці. Методичний посібник для студентів ФОПФ МФТІ і описи лабораторних робіт в ІФТТ РАН. / Упоряд: А.Н.Россоленко, Т.Е.Голикова, В.Н.Зверев. Москва.: Вид-во ІФТТ РАН, 2014. 54 с.
4. Конспект лекцій з дисципліни: Основи технології електронної компонентної бази / під ред. О. Б. Сарач. Москва. Вид-во НДУ «МЕІ», 2012. 250 с.
5. Сучасна фотолітографія. Навчально-методичні матеріали за програмою підвищення кваліфікації «Нові матеріали електроніки та оптоелектроніки для інформаційно-телекомунікаційних систем» / уклад .: С.В. Зеленцов, Н.В.Зеленцова. Нижній Новгород. Вид-во Нижегородський державний університет ім.Н.І. Лобачевського, 2006. 58 с.
6. Пристрої на поверхневих акустичних хвилях. Навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за спеціальністю «Радіотехніка» / уклад .: А. С. Бугаев, В. Ф. Дмитриев, С. В. Кулаков. Вид-во ГУАП, 2009. 189 с.
7. Грицунов А.В., Бондаренко И.Н., Бородин А.В., Копоть М.А., Свидерская Л.И. Спектральные модели СВЧ-приборов с продольным взаимодействием // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2019. – Вып. 197. – С. 56-63.