

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Ляшко Дарія Олександрівна

УДК 534.75

ДИСЕРТАЦІЯ
ЗАСТОСУВАННЯ СФОКУСОВАНОГО УЛЬТРАЗВУКУ ДЛЯ
ДИФЕРЕНЦІЙНОЇ ДІАГНОСТИКИ СЛУХУ ЛЮДИНИ

171 Електроніка

17 Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____/Ляшко Д.О.

Науковий керівник Найда Сергій Анатолійович, доктор технічних наук,
професор

Київ – 2022

АНОТАЦІЯ

Ляшко Д.О. Застосування сфокусованого ультразвуку для диференційної діагностики слуху людини. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 171 «Електроніка». – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», МОН України, Київ, 2022.

В дисертації отримано такі нові наукові результати:

1. Проведено огляд сучасних наукових досліджень застосувань сфокусованого ультразвуку в аудіології та методів диференційної діагностики слуху людини.
2. Вперше було розроблено пасивну ультразвукову систему з використанням акустичної фокусуючої лінзи для визначення запалення внутрішнього вуха людини.
3. Проведено експериментальне дослідження сфокусованої ультразвукової системи для диференційної діагностики слуху людини.
4. Розраховано методом чотиріполюсників електричні параметри складного електроакустичного п'єзоперетворювача.
5. Вперше проведено аналітичні розрахунки акустичного поля плоскої фазованої багатоелементної решітки п'єзоелементів, в імпульсному режимі роботі, для динамічного фокусування на завитку внутрішнього вуха людини.
6. Удосконалено метод об'єктивного диференційного оцінювання слухової системи людини за допомогою електроенцефалографії, при впливі на систему складним аудіо-сигналом в усьому чутному діапазоні частот.

Дисертаційна робота присвячена дослідженню п'єзоелектричного перетворювача для диференційного впливу на слухову систему людини, розрахунку геометричних, акустичних та електричних параметрів п'єзокерамічного перетворювача, дослідженню макету електроакустичної

системи, розробці методики експерименту для об'єктивного методу оцінки впливу ряду музичних композицій на ритми головного мозку, зокрема альфа-, бета-, дельта - і тета - ритми.

Зміст дисертаційного дослідження викладений у п'яти розділах, у яких представлені результати дослідження.

У вступі обґрунтовано актуальність дисертаційної роботи, сформульовано мету та перераховано задачі дослідження, описані методи дослідження, перераховано задачі дослідження. Окрім того було приведено відомості про наукову новизну та практичне значення одержаних результатів.

В першому розділі подано аналітичний огляд літератури, в обсязі якого показано сучасний стан проблемних областей – дослідження стану слуху шляхом застосування сфокусованого ультразвуку, типи конструкцій випромінювача для фокусування ультразвуку (УЗ), аналіз оптимальних параметрів впливу ультразвуком, аналіз досліджень пов'язаних з сприйняття музики в якості стимулюючого матеріалу та нових методів діагностики слуху людини.

В другому розділі проведено дослідження з можливості застосування пасивної акустотермометрії для визначення запалення внутрішнього вуха людини. Постійне функціонування систем життєзабезпечення організму відображається в реальному масштабі часу в складній структурі теплового випромінювання з тіла людини (інфрачервоного, мікрохвильового, акустичного, оптичного), в якому міститься фізіологічна інформація. Радіотеплове випромінювання відображає функціональну зміну температури мозку, внутрішніх органів, м'язів, яка характеризує генерацію метаболічного тепла і перерозподіл локальних потоків крові. Інтенсивність його в дециметровому діапазоні хвиль у смузі частот в сотні мегагерц становить 10^{-12} Вт/см². За допомогою багатоканального радіотермографа з точністю вимірювання температури 0,07 °C/с було продемонстровано, що під час сну радіояскравісна температура падає більше, ніж на 1 °C; сплески яскравості, які спостерігаються під час сну, пов'язані зі сновидіннями; під час гіпнозу спостерігалася асиметрія півсфер мозку: яскравість правої більше, ніж лівою. Фізіологічна активність будь-якого внутрішнього

органу супроводжується збільшенням генерації тепла і притоком крові, що відображається у збільшенні яскравості. Так, тест глюкози і інших ліків вказує на функціональну норму і дозволяє виявляти відхилення на ранній стадії патології. Використовуючи різні рефлексі, фармакологічні і інші тести, аналізувалося функціонування мозку. На довжинах хвиль у вільному просторі 10, 18, і 35 см, просторова розподільна здатність в тілі людини складає 1-2 см. Інтенсивність акустичного випромінювання в мегагерцовом діапазоні частот ще менша. Проте, довжина хвилі випромінювання в цьому діапазоні, а, отже, і просторова розподільна здатність близько 1 мм. Оскільки біологічні тканини прозорі для акустичних хвиль в цьому діапазоні, то глибина проникнення хвиль досягає близько 10 см. В дисертації розрахований одноканальний акустотермометр, що використовує фокусування акустичного випромінювання за допомогою еліптичної (безаберацийної) лінзи, який дозволяє отримувати необхідну точність вимірювання температури в реальному масштабі часу не гірше 0,2 °C. Це дозволяє досліджувати функціонування мозку новонароджених і дітей через акустично прозоре "джерельце" до його заростання. В роботі проаналізовано метод використання сфокусованого ультразвуку для дослідження слухової чутливості людини. Суть методу полягає у фокусуванні за допомогою спеціальних акустичних лінз УЗ коливань частотою від 0,5 до 3,5 МГц, які модулюються по амплітуді тонами звукової частоти від 125 Гц до 8 кГц, в завитку внутрішнього вуха. При цьому пацієнт з нормальних слухом чує чистий тон звукової частоти. Зіставлення традиційних порогових кривих з УЗ аудіограмою створює можливість діагностики сенсоневральною приглуховатості, невриноми VIII слухового нерва на ранніх стадіях захворювання, отосклерозу та ін. Оскільки внутрішнє вухо знаходиться в скроневої кістці, то існування цього методу вказує на акустичну прозорість шляхів до завитки. Оскільки у новонароджених акустична прозорість краща, у тому числі і кісток черепа або місць їх з'єднання, то це відкриває можливість вимірювати температуру в завитці внутрішнього вуха і в центрах біоелектричної активності головного мозку на достатніх відстанях від "джерельця". В розділі також наведені розрахунки з визначенням параметрів

фокусуючої системи акустотермометра, а саме матеріалу (полістиролу/оргскло), та форми сферичної або еліптичної, для акустичної лінзи. Показано, що фокусування теплового акустичного випромінювання за допомогою увігнутої еліптичної лінзи дає змогу вимірювати і сканувати глибинну абсолютну температуру тіла за допомогою одноканального акустотермометру. Завдяки розрахованим параметрам можна забезпечити безпечний метод контролю температури у фокальній області при використанні фокусованого УЗ у медичній практиці.

В третьому розділі приведені розрахунки циліндричного неперервного хвильового фронту та застосування лінійної багатоелементної решітки п'єзоелементів в електроакустичному перетворювачі для диференційної діагностики завитки внутрішнього вуха людини. Наведено розрахунки геометричних розмірів та акустичного поля для циліндричного хвильового фронту створюваного лінійною багатоелементною решіткою п'єзоелементів. Проведено порівняння теоретичних та експериментальних амплітудно-частотних та фазово-частотних характеристик електричного імпедансу п'єзоперетворювача. Проведені розрахунки розподілу акустичного поля по глибині зі зміною кута відхилення від осі та тривалості імпульсу. З результатів визначили про доцільність використання даного типу електроакустичного перетворювача для диференціальної діагностики слуху людини. З отриманих графіків з'ясували, що при збільшенні коефіцієнта згасання імпульсу призводить до зменшення значень дифракційного максимуму. Також показано, що відносну амплітуду дифракційного максимуму можна зменшити шляхом зменшення тривалості імпульсу та збільшенням кількості п'єзоелементів у робочій групі. Цей тип п'єзоелектричного перетворювача дозволить при зміні кута випромінювання ультразвукової хвилі впливати на всі ділянки завитки людини та обирати певну тривалість для безпечного впливу. Проведено математичний опис п'єзоелементів зі знаходження зв'язку між вхідними електричними та вихідними акустичними величинами в режимі випромінювання та навпаки – в режимі прийому. Кожний елемент решітки представлений у вигляді чотириполюсника.

Четвертий розділ показує результати розрахунків та наведені конструкції вимірювальних засобів: високочастотного ватметра без активних елементів для вимірювання споживаної п'єзоперетворювачем електричної потужності, радіометра для вимірювання акустичної потужності сфокусованих ультразвукових пучків. За їх допомогою проведено детальне експериментальне дослідження макету електроакустичної системи, а саме отримані частотні залежності випромінюваної акустичної потужності, споживаної електричної потужності та коефіцієнта корисної дії. Показано що розрахована інтенсивність є достатньою як для діагностичного, так і для терапевтичного використання розробленої акустичної системи. Як результат такий тип п'єзоперетворювача дасть можливість відрізнити захворювання середнього вуха людини від захворювань внутрішніх органів слухової системи, а отже проводити диференційну діагностику слухової системи.

П'ятий розділ показує результати досліджень спектральних характеристик біоелектричної активності мозку студентів при прослуховуванні складних аудіо-сигналів, а саме, музичних композицій різного компонентно-структурного складу, що відрізняються наявністю мелодійної компоненти і швидкістю відтворення. На основі спектрального аналізу встановлено характерні частоти з найбільшою амплітудою з отриманого спектру, та розподілення композицій на три частотні групи: низькочастотні, середньочастотні та високочастотні. Запропонована методика експерименту для перевірки впливу ряду музичних композицій на ритми головного мозку, зокрема альфа-, бета-, дельта - і тета - ритми. Отримані результати відображені на картах активності мозку за частотами та за діапазонами для ритмів головного мозку, які відповідають активності мозку під час прослуховування кожної композиції. На базі отриманих результатів встановлено необхідність збільшення часу експозиції респондента до дії акустичного сигналу та узагальнено отримані терапевтичні результати. Зазначені досліді були виконані в заглушеній кімнаті на базі кафедри Акустичних та Мультимедійних електронних систем та за участі Інституту кардіології імені академіка М. Д. Стражеска НАМН України. Статистичний аналіз результатів дослідження

проводився із застосуванням пакетів прикладних програм Microsoft Excel і RHPStorm. Згідно обробки ЕЕГ-даних вдалося оцінити статистично значущі зміни в ПЕА мозку, пов'язані не тільки з впливом окремих характеристик прослуховуваних композицій, а й виявити взаємний їх вплив на емоційний стан людини.

Практичне значення одержаних в дисертаційній роботі результатів полягає в тому, що результати досліджень можуть бути використані для експериментального дослідження впливу на завитку внутрішнього вуха людини та його подальше впровадження в медичних закладах.

Ключові слова: п'єзоелектричний перетворювач, сфокусований ультразвук, слухова система, чотириполюсник, акустотермометрія, складні аудіосигнали, багатoeлементна решітка, акустична лінза, неперервний циліндричний фронт.

SUMMARY

Liashko D.O. The use of focused ultrasound for differential diagnosis of human hearing. - Qualification scientific work on the right of manuscript.

Thesis for the degree of Philosophy Doctor, in specialty 171 "Electronics". - National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2021.

The dissertation shows the following first scientific results:

1. A review of modern scientific research of focused ultrasound in audiology and methods of differential diagnosis of human hearing was conducted.
2. A passive ultrasound system using an acoustic focusing lens was developed for the first time to detect human inner ear inflammation.
3. An experimental study of a focused ultrasound system for differential diagnosis of human hearing was conducted.
4. The electrical parameters of a complex electroacoustic piezoelectric transducer have been calculated by the four-pole method.
5. For the first time the analytical calculations of the acoustic field of the flat phased multielement lattice of piezoelements in the pulse mode of operation for dynamic focusing on the helix of the human inner ear have been carried out.
6. An improved method for objective differential assessment of the human auditory system by means of electroencephalography, when the system is exposed to a complex audio signal in the entire audible frequency range.

The dissertation work is devoted to the study of piezoelectric transducer for differential impact on the human auditory system, calculation of geometric, acoustic and electrical parameters of the piezoceramic transducer, study of the layout of the electroacoustic system, development of experimental methodology for an objective method of assessing the impact of a number of musical compositions on the rhythms of the brain, in particular alpha, beta, delta and theta rhythms.

The content of the dissertation research is set out in five chapters, which present the results of the study and the justification of the main results of the work.

The introduction substantiates the relevance of the dissertation work, formulates the purpose and lists the objectives of the study, describes the research methods used, lists the tasks set for the study. In addition, information on the relevance, scientific novelty and practical significance of the results obtained was given.

The first chapter presents an analytical review of the literature, which shows the current state of the problem areas - the study of the state of hearing by using focused ultrasound, types of emitter designs for focusing ultrasound (US), analysis of the optimal parameters of ultrasound exposure, analysis of studies on the perception of music as a stimulating material and new methods of diagnosing human hearing.

The second chapter shows the possibility of using passive acoustothermometry to determine the inflammation of the human inner ear. The constant functioning of the body's life support systems is reflected in real time in a complex structure of thermal radiation from the human body (infrared, microwave, acoustic, optical), which contains physiological information. Radio-thermal radiation reflects functional changes in the temperature of the brain, internal organs, muscles, which characterizes the generation of metabolic heat and redistribution of local blood flow. Its intensity in the decimeter wave range in the frequency band of hundreds of megahertz is about W/cm^2 . Using a multichannel radiothermograph with a temperature measurement accuracy of $0.07\text{ }^{\circ}C/s$, it was demonstrated that during sleep, the radio brightness temperature drops by more than $1\text{ }^{\circ}C$; the bursts of brightness observed during sleep are associated with dreams; during hypnosis, the asymmetry of the brain hemispheres was observed: the brightness of the right is greater than the left. Physiological activity of any internal organ is accompanied by an increase in heat generation and blood flow, which is reflected in the increase in brightness. Thus, the test of glucose and other drugs indicates the functional norm and allows to detect deviations at an early stage. Using various reflexes, pharmacological and other tests, brain functioning was analyzed. At wavelengths in free space of 10, 18, and 35 cm, the spatial resolution in the human body is 1-2 cm. The intensity of acoustic radiation in the megahertz frequency range is even less. However, the wavelength of radiation in this range, and, consequently, the spatial resolution is about 1 mm. Since biological tissues are transparent to acoustic waves in this range, the

penetration depth of the waves reaches about 10 cm. In the dissertation, a single-channel acoustothermometer using the focusing of acoustic radiation by means of an elliptical (aberration-free) lens is calculated, which allows to obtain the required accuracy of temperature measurement in real time not worse than 0.2 °C. This allows to study the functioning of the brain of newborns and children through an acoustically transparent "source" before its overgrowth. The paper analyzes the method of using focused ultrasound to study human auditory sensitivity. The essence of the method is to focus with the help of special acoustic lenses ultrasound vibrations with a frequency of 0.5 to 3.5 MHz, which are modulated in amplitude by tones of sound frequency from 125 Hz to 8 kHz, in the cochlea of the inner ear. In this case, a patient with normal hearing hears a pure tone of sound frequency. Comparison of traditional threshold curves with an ultrasound audiogram makes it possible to diagnose sensorineural hearing loss, neurinoma of the VIII auditory nerve in the early stages of the disease, otosclerosis, etc. Since the inner ear is located in the temporal bone, the existence of this method indicates sufficient acoustic transparency of the pathways to the cochlea. Since in newborns this transparency is even greater, including the skull bones or their junctions, it opens the possibility to measure the temperature in the cochlea and in the centers of bioelectrical activity of the brain at sufficient distances from the "source". In the second section, the calculations are presented to determine the parameters of the focusing system of the acoustothermometer, namely the material (polystyrene/plexiglass) and the shape of the spherical or elliptical acoustic lens. It is shown that the focusing of thermal acoustic radiation by means of a concave elliptical lens makes it possible to measure and scan the deep absolute temperature of the body using a single-channel acoustothermometer. Thanks to the calculated parameters, it is possible to provide a safe method of temperature control in the focal area when using focused ultrasound in medical practice.

The third chapter presents the calculations of a cylindrical continuous wavefront and the use of a multielement array in an electroacoustic transducer for the differential diagnosis of the human inner ear cochlea. The calculations of geometrical dimensions and acoustic field for a cylindrical wavefront created by a linear multielement array of

piezoelectric elements are presented. Theoretical and experimental amplitude-frequency and phase-frequency characteristics of the electrical impedance of the piezoelectric transducer are compared. The calculations of the acoustic field distribution along the depth with the change of the angle of deviation from the axis and the pulse duration were carried out. The results determined the feasibility of using this type of electroacoustic transducer for differential diagnosis of human hearing. From the graphs obtained, it was found that an increase in the pulse attenuation coefficient leads to a decrease in the values of the diffraction maximum. It is also shown that the relative amplitude of the diffraction maximum can be reduced by reducing the pulse duration and increasing the number of piezoelectric elements in the working group. This type of piezoelectric transducer will allow changing the angle of ultrasonic wave radiation to affect all parts of the human curl and choose a certain duration for safe exposure. A mathematical description of the piezoelectric elements is carried out to find the relationship between the input electrical and output acoustic quantities in the radiation mode and vice versa - in the receiving mode. Each element of the array is represented as a four-pole.

The fourth chapter shows the results of calculations and the designs of measuring instruments: a high-frequency wattmeter without active elements for measuring the electrical power consumed by the piezoelectric transducer, a radiometer for measuring the acoustic power of focused ultrasonic beams. With their help, a detailed experimental study of the model of the electroacoustic system was carried out, namely, the frequency dependences of the radiated acoustic power, the consumed electric power and the efficiency were obtained. It is shown that the calculated intensity is sufficient for both diagnostic and therapeutic use of the developed acoustic system. As a result, this type of piezoelectric transducer will make it possible to distinguish diseases of the middle ear from diseases of the internal organs of the auditory system, and therefore to conduct differential diagnosis of the auditory system.

The fifth chapter shows the results of studies of the spectral characteristics of the bioelectrical activity of the brain of students when listening to complex audio signals, namely, musical compositions of different component-structural composition, differing

in the presence of melodic components and playback speed. On the basis of spectral analysis, the characteristic frequencies with the highest amplitude from the obtained spectrum are determined, and the compositions are divided into three frequency groups: low-frequency, mid-frequency and high-frequency. An experimental methodology is proposed to test the effect of a number of musical compositions on the rhythms of the brain, in particular alpha, beta, delta and theta rhythms. The obtained results are displayed on the maps of brain activity by frequencies and ranges for brain rhythms that correspond to brain activity during listening to each composition. Based on the results obtained, the need to increase the time of exposure of the respondent to the acoustic signal was established and the therapeutic results obtained were summarized. These experiments were performed in a silenced room on the basis of the Department of Acoustic and Multimedia Electronic Systems and with the participation of the Institute of Cardiology named after Academician M.D. Strazhesko of the National Academy of Medical Sciences of Ukraine. Statistical analysis of the study results was performed using Microsoft Excel and PHPStorm software packages. According to the processing of EEG data, it was possible to estimate statistically significant changes in the brain EEG associated not only with the influence of individual characteristics of the listened compositions, but also to identify their mutual influence on the emotional state of a person.

The practical significance of the results obtained in the dissertation is that the results of the research can be used for experimental study of the effect on the cochlea of the human inner ear and its further implementation in medical institutions.

Key words: piezoelectric transducer, focused ultrasound, auditory system, four-pole, acoustothermometry, complex audio signals, multielement array, acoustic lens, continuous cylindrical front.

Список публікацій здобувача:

1. Найда С. А., Ляшко, Д. О. Особливості застосування акустичних фокусуючих лінз в пасивній акустотермометрії біологічних об'єктів. *Електроніка та Зв'язок*, 2015, 20(2). <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2015.20.2.42497>, (фахове видання категорії Б).
2. Найда С. А., Ляшко Д. О. «Експериментальне дослідження сфокусованої ультразвукової системи для диференційної діагностики слуху людини», *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2018, 23(3), 58–64. DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.3.134958, (фахове видання категорії Б).
3. Ляшко Д. О., Найда С. А., «Акустичне поле ультразвукового приладу для диференційної діагностики слуху людини», *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2022, 263239–1. DOI: 10.20535/2523-4455.me.263239 ISSN 2523-4455, (фахове видання категорії Б).
4. Liashko D. Methods of music therapy and experimental study of bioelectrical activity of students' brains while listening to the musical composition of the audible frequency spectrum. *ScienceRise*. 2020. №. 6 (71), С.74-80. DOI: 10.21303/2313-8416.2020.001561 ISSN 2313-8416. (Стаття у періодичних наукових виданнях інших держав, які входять до ОЕСР та/або Європейського Союзу) - Естонія.
5. Ляшко Д.О., Найда С.А. Дослідження спектрів складних аудіо-сигналів та методика музичної терапії. *XII міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2019»*. (м. Київ, 15-17 квітня 2020р.) в *Електронна та акустична інженерія*. Київ. 2019. №. 2 (2), С.58-62. DOI: 10.20535/2617-0965.2019.2.2.163388, (матеріали конференції).
6. Ляшко Д.О., Дамарад А.В. Експериментальне дослідження біоелектричної активності мозку студентів під час прослуховування музичної композиції. *Електронна та акустична інженерія*. 2020. *XIII міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2020»*. (м. Київ, 15-17 квітня 2020р.)

№. 1 (3), С.59-62. DOI: 10.20535/2617-0965.2020.3.1.198434, *(матеріали конференції)*.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ.....	2
SUMMARY	8
ВСТУП.....	17
РОЗДІЛ 1.....	23
ОГЛЯД НАУКОВИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ФОКУСОВАНОГО УЛЬТРАЗВУКУ ТА СУЧАСНИХ МЕТОДІВ ДІАГНОСТИКИ	23
1.1. Застосування фокусованого ультразвуку в медицині	24
1.2. Фокусування за допомогою різних типів конструкцій випромінювача.....	27
1.2.1. Кільцеві антенні решітки	30
1.2.2. Лінійно-сканувальні решітки	31
1.2.3. Випуклі (конвексні) решітки	31
1.3. Параметри для безпечного впливу ультразвуком	32
1.4. Пасивні акустичні системи	33
1.5. Нові методи діагностики слуху людини	34
Висновки до розділу 1	37
РОЗДІЛ 2.....	38
АКУСТИЧНІ ФОКУСУЮЧІ ЛІНЗИ У ПАСИВНІЙ АКУСТОТЕРМОМЕТРІЇ БІОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ	38
2.1. Розрахунок напруги шумів від плоского нагрітого об'єкта.....	39
2.2. Розрахунок двояковігнутої еліптичної акустичної лінзи	41
2.2.1. Про зміну властивостей еліптичної лінзи при відхиленні показника заломлення від прийнятого при розрахунку поверхні лінзи	43
2.2.2. Зміщення фокусної відстані у бік сферичної лінзи в залежності від апертури УЗ пучка	44
2.3. Порівняння еліптичної та сферичної лінзи при використанні в акустотермометрії.....	46
Висновки до розділу 2	47
РОЗДІЛ 3.....	48
РОЗРАХУНОК ЦИЛІНДРИЧНОГО НЕПЕРЕРВНОГО ХВИЛЬОВОГО ФРОНТУ	48
3.1. Розподіл амплітуди тиску на осі та в фокальній площині циліндричного хвильового фронту.	49
3.2. Акустичне поле циліндричного фронту кінцевої довжини.....	51

3.3. Розрахунок фокусних відстаней.....	53
3.4. Розрахунок польових характеристик лінійної матриці плоских п'єзоелементів.	54
3.4.1. Дослідження акустичного поля в залежності від напрямку випромінювання.....	56
3.4.2. Дослідження акустичного поля в залежності від тривалості випромінюваного імпульсу.....	59
3.5. Результати розрахунків основних параметрів випромінювача.....	62
3.6. Чотириполіусники елементів ультразвукових систем	66
3.7. П'єзоелектричний випромінювач	79
3.8. П'єзоелектричний приймач	86
3.9. Електроакустична система випромінювач-приймач.....	91
3.10. Результати розрахунків	96
Висновки до розділу 3	98
РОЗДІЛ 4.....	99
ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОАКУСТИЧНОЇ СИСТЕМИ	99
4.1. Метод вимірювання АЧХ	99
4.2. Вимірювання випромінюваної ультразвукової потужності.....	103
4.3. Експериментальне дослідження макету електроакустичної системи	105
Висновки до розділу 4.....	112
РОЗДІЛ 5.....	113
ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРІВ СКЛАДНИХ АУДІО-СИГНАЛІВ ТА МЕТОДИКА МУЗИЧНОЇ ТЕРАПІЇ.....	113
5.1. Методика експерименту.....	114
5.2. Результати експерименту.....	119
Висновки до розділу 5	126
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	128
Список літератури	131
ДОДАТОК А. Список опублікованих праць за темою дисертації	141

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. У доповіді Всесвітньої організації охорони здоров'я, минулого року, прогнозовано, що кожен четвертий житель планети, а це 2,5 мільярда осіб, до 2050 року можуть частково або повністю втратити слух [1]. При цьому, в багатьох випадках незворотнім втратам слуху можна запобігти, якщо провести вчасно діагностику [2-8]. Надзвичайно важливо при такій діагностиці встановити місце в слуховій системі людини, в якій саме відбуваються ці втрати, бо від цього залежить подальше лікування і абілітація людини [9-11]. Так, у випадку, коли це середнє вухо людини, при наявності втрат застосовують слухові апарати, або хірургічні методи відновлення слуху, у випадку внутрішнього вуха – це застосування кохлеарних імплантатів. Причому, для останніх вкрай важливо пересвідчитися у нормальному функціонуванні слухових нервів, які відводять електричні потенціали від завитки внутрішнього вуха людини до кори головного мозку [12].

Ще в 1950-х роках були отримані дані про електрофізіологічні, функціональні нейровізуалізаційні та поведінкові ефекти після застосування фокусованого ультразвуку (ФУЗ) на мозку ссавців різних видів, включаючи мишей, щурів, кішок, мавп і людей [13]. Ці особливості та дані призвели до сплеску інтересу до розробки фокусованого ультразвуку як інструменту для неінвазивної нейромодуляції. Однак механізм, за допомогою якого ультразвук може взаємодіяти з нервовою тканиною, щоб викликати ці ефекти, а також надійність цього механізму, залишається невирішеним, а для деяких - предметом суперечок.

У дослідженні [14] вперше використовувалися багатоелектродні реєструвальні масиви в первинній слуховій корі (A1) морської свинки для оцінки електрофізіологічних відповідей на фокусований ультразвук. Спостерігали, що відповіді на ультразвук, спрямований на A1, були дуже схожі на широкосмуговий шумовий акустичний стимул [2]. Sato та інші [15] використовували частоту повторення імпульсів 1,5 кГц і показали, що в завитці дійсно існує широкосмугова акустична потужність з піком на частоті 1,5 кГц. Guo [14] також

спостерігали піки акустичної потужності на частоті повторення імпульсів та його гармоніках у завитці тварин.

Згідно отриманих вченими експериментальних даних, з допомогою фокусованого ультразвуку можна було стимулювати волоскові клітини вушного лабіринту, а й волокна слухового нерву. У деяких глухих людей з пошкодженим рецепторним апаратом, з прямою активацією слухового нерву при застосуванні ФУЗ, як результат мали змогу сприймати слухову інформацію передану за допомогою амплітудно-модульованого ФУЗ, тоді як звукопідсилюючі слухові апарати не дозволяли почути.

Останніми роками все більше визнається, що, хоча аудіометрія чистого тону може надати важливі докази щодо аспектів кохлеарної функції, пов'язаної зі слухом у тиші, вона не є найкращим показником надпорогового сприйняття мови та сприйняття мови, особливо в шумному середовищі. У багатьох недавніх роботах були представлені великі масиви даних та обговорення на підтримку цього твердження [17-18]. Завдання на сприйняття мови в шумі були запропоновані як альтернативні або додаткові [19] тести для вимірювання слуху.

В роботі [20] запропонований метод «цифри в шумі», так як цифри є одними з перших вивчених слів і найчастіше вживаних у будь-якій мові. Вони фонетично прості, але переважно добре диференційовані. Отримані результати дослідження в [20] являють собою початкові кроки для розробки нового клінічного тесту, який, на нашу думку, стане цінним доповненням для діагностики та моніторингу слуху дітей.

Малайзійські вчені [21] провели дослідження для розробки інтелектуальної системи слухових відчуттів для аналізу та оцінки функціональної надійності слуху для вирішення цих проблем на основі реакції слухових-викликаних потенціалів (СВП). Такий підхід досяг кращих результатів із меншою кількістю параметрів, що допомагає скоротити час навчання моделі.

Таким чином, дана дисертація є актуальною і сприяє більш глибокому вивченню методу сфокусованого ультразвуку для диференційної діагностики слуху, а також відображає подальші перспективи застосування сфокусованого

п'єзоелектричного перетворювача, враховуючи актуальність проблеми з втратою слуху на сьогоднішній день.

Мета і задачі дослідження. Метою дисертації є розробка акустичної системи для диференційної діагностики слуху людини та її експериментальне дослідження.

Для досягнення поставленої мети необхідно було вирішити такі задачі:

1. Провести аналіз сучасного застосування фокусованого ультразвуку та музичної терапії.
2. Провести розрахунки з порівняння акустичних лінз для застосування у пасивній акустотермометрії.
3. Розрахувати польові характеристики лінійної багатоелементної решітки.
4. Дослідити акустичне поле багатоелементної решітки в залежності від напрямку випромінювання та від тривалості випромінюваного імпульсу.
5. Провести експериментальне дослідження амплітудно-частотної характеристики сфокусованого п'єзоперетворювача та співставлення результатів з розрахованими теоретично.
6. Провести експериментальне дослідження випромінюваної акустичної потужності та співставлення з розрахованими теоретично значеннями.
7. Розробити методику експерименту музичної терапії та дослідити експериментально спектри складних аудіо-сигналів.
8. Проаналізувати отримані результати та визначити доцільність майбутнього використання.

Об'єкт дослідження – процес трансформування електричної енергії в акустичну в певному діапазоні частот.

Предмет дослідження – п'єзоперетворювач сфокусованого ультразвуку з акустичною лінзою.

Методи дослідження. Для досягнення поставленої мети було використано метод електромеханічного чотириполюсника для розрахунку електричних параметрів п'єзоперетворювача, t-критерій Стюдента для пов'язаних та непов'язаних вибірок із нормальним законом розподілу результатів, критерій

Віллоксона та U-критерій Манна-Уїтні для пов'язаних та непов'язаних вибірок без нормального закону розподілу результатів для проведення пошуку статистично значимої різниці (СЗР) між групами результатів; швидке перетворення Фур'є для аналізу первинної електроенцефалограми; стандартний метод видалення епох для усунення артефактів у енцефалограмі; виконання чисельних розрахунків було проведено у програмних середовищах PHPStorm та Excel.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в тому, що подальшого розвитку отримав метод впливу на слухову систему людини з використанням фокусуючого ультразвукового перетворювача.

1. Проведено огляд сучасних наукових досліджень застосувань сфокусованого ультразвуку в аудіології та методів диференційної діагностики слуху людини.
2. Вперше було розроблено пасивну ультразвукову систему з використанням акустичної фокусуючої лінзи для визначення запалення внутрішнього вуха людини.
3. Проведено експериментальне дослідження сфокусованої ультразвукової системи для диференційної діагностики слуху людини.
4. Розраховано методом чотириполіусників електричні параметри складного електроакустичного п'єзоперетворювача.
5. Вперше проведено аналітичні розрахунки акустичного поля плоскої фазованої багатоеlementної решітки п'єзоелементів, в імпульсному режимі роботі, для динамічного фокусування на завитку внутрішнього вуха людини.
6. Удосконалено метод об'єктивного диференційного оцінювання слухової системи людини за допомогою електроенцефалографії, при впливі на систему складним аудіо-сигналом в усьому чутному діапазоні частот.

Особистий внесок здобувача. Усі результати, наведені у дисертаційній роботі і винесені на захист, отримані особисто автором або ж за його активної участі та опубліковано у спеціалізованих фахових виданнях.

У науковій роботі [32], опублікованій в співавторстві, здобувачем особисто виконано наступне: проаналізовано сучасний стан та особливості використання УЗ в пасивній акустотермометрії з застосуванням акустичних фокусуючих лінз, проведено розрахунки різних варіантів акустичних лінз.

У науковій роботі [11], опублікованій в співавторстві, здобувачем особисто виконано наступне: проаналізовано сучасний стан та тенденції розвитку методів впливу сфокусованим ультразвуком на слухову системи людини, проведено експериментальне дослідження електричних та акустичних параметрів акустичної системи з фокусуванням.

У науковій роботі [12], опублікованій в співавторстві, здобувачем особисто виконано наступне: проведені розрахунки параметрів акустичного поля прямокутної багатoelementної решітки та параметрів акустичного поля в залежності від напрямку та тривалості випромінювання.

Практичне значення одержаних результатів. Результати досліджень можна використовувати для виготовлення дослідних зразків п'єзокерамічних сфокусованих перетворювачів для впливу на завитку внутрішнього вуха людини та їх впровадження в медичну практику.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Робота виконувалася на кафедрі Акустичних та Мультимедійних Електронних систем Національного Технічного Університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» у рамках НДР «Новий широкосмуговий автоматизований портативний електроакустичний апаратно-програмний комплекс з підвищеними точністю і безпеністю для ранньої диференційної аудіологічної експрес-діагностики в медицині» (№2411-п, номер державної реєстрації НДР: 0121U109609).

Апробація результатів дисертації. Матеріали дисертаційних досліджень: обговорювалися на міжнародних та вітчизняних конференціях:

- XI міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2019», Україна, м. Київ, 15-17 квітня 2019р.

- XII міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2020», Україна, м. Київ, 15-17 квітня 2020р.

опубліковані у іноземному міжнародному науковому виданні:

- Liashko D. Methods of music therapy and experimental study of bioelectrical activity of students' brains while listening to the musical composition of the audible frequency spectrum. *ScienceRise*. 2020. №. 6 (71), С.74-80.

Публікації. Основні результати дисертаційної роботи представлені у 6 публікаціях наукових робіт, у тому числі в 3 статтях у наукових фахових виданнях України, які включені до міжнародних наукометричних баз; 1 у іноземному міжнародному фаховому науковому виданні; 2 тези доповіді у збірниках матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Робота складається зі вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаних джерел із 80 найменувань та 1 додатку. Робота містить 52 рисунків та 8 таблиць. Загальний обсяг дисертаційної роботи становить 142 сторінки.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД НАУКОВИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ФОКУСОВАНОГО УЛЬТРАЗВУКУ ТА СУЧАСНИХ МЕТОДІВ ДІАГНОСТИКИ

Ультразвук є хвилеподібним поширенням коливального руху частинок середовища. Ультразвук має деякі особливості в порівнянні зі звуками чутного діапазону. В ультразвуковому діапазоні порівняно легко отримати спрямоване випромінювання, він добре піддається фокусуванню, в результаті чого підвищується інтенсивність ультразвукових коливань. При поширенні в газах, рідинах і твердих тілах ультразвук породжує цікаві явища, багато з яких знайшли практичне застосування в різних галузях науки і техніки.

На сьогоднішній день клінічне застосування ультразвуку різноманітне, і діагностичне ультразвукове дослідження є одним із найшвидше розвиваючих методів візуалізації в медицині. Ультразвукові методи дослідження широко використовуються в біології та медицині. Ультразвук може викликати різноманітні потужні біологічні ефекти. Це має форму механічних, теплових і фізико-хімічних явищ [11].

Для фокусування ультразвуку використовують фокуруючі системи, які діляться на активні та пасивні. Активні системи являють собою випромінювач ультразвуку з увігнутою випромінюючою поверхнею, який безпосередньо створює хвильовий фронт, що сходиться, а також активні концентратори. А пасивна система змінює акустичну довжину шляху kL (де k – хвильове число, L – геометрична довжина шляху) таким чином, що перетворює плоский або розбіжний хвильовий фронт у той, що сходиться. До пасивних фокуруючих систем відносяться акустичні лінзи, рефлектори, пасивні концентратори.

Зовсім нещодавно повідомлялося про проекти, пов'язані з використанням ультразвуку для цілеспрямованого функціонального впливу на мозок людини, що виконується в деяких лабораторіях. Активуючи нейрорецепторні структури шкіри за допомогою імпульсів сфокусованого ультразвуку, можна викликати всі відчуття, які людина сприймає через шкіру в повсякденному житті, такі як

тактильні відчуття, теплові (тепла і холоду), лоскотання, свербіж та різноманітні відчуття. види болю. Стимуляція вушного лабіринту людини з нормальним слухом за допомогою амплітудно-модульованого ультразвуку викликає слухові відчуття, що відповідають звуковому моделюючому сигналу (чисті тони, музика, мова тощо). Активація нейрорецепторних структур за допомогою фокусованого ультразвуку використовується для діагностики різних неврологічних і шкірних захворювань, а також розладів слуху. Показано, що активація пов'язана з механічною дією ультразвуку, наприклад, силою випромінювання, а також з безпосередньою дією ультразвукових коливань на нервові волокна. [22]

1.1. Застосування фокусованого ультразвуку в медицині

Ранні дослідники розробили різні методи виявлення реакції слухової системи мозку (ABR). Ібрагім та ін. [23] використовували кілька класифікаторів, але SVMalgorithm перевершує інший алгоритм. Для цього використовувався метод нелінійного виділення ознак. У запропонованому методі досягнуто 90% точності. Hubert та ін.[24] запропонував метод виявлення кохлеарної приглухуватості. З цією метою була використана функція вейвлет-пакетів (WP), а для ідентифікації цих сигналів використовувався класифікатор SVM. Вони зробили чудову роботу в запропонованому дослідженні, але загальна точність була недостатньою для виявлення сигналу стану втрати слуху. Chaosheng та ін. [25] запропонували нову систему ідентифікації втрати слуху з використанням 3-рівневої вейвлет-ентропії, а потім MLP, навченого TS-PSO. Вони використовували вейвлет-ентропію (WE) як функцію. Незважаючи на те, що в їх дослідженні було використано велику кількість суб'єктів, досягнута ними точність (86,17%) була не такою високою. Санджай та ін. [26] запропонували метод слухового порогу сприйняття у людини. У пропонованому дослідженні використовувався абсолютний пороговий тест (АТТ).

У дослідженні [14] вперше використовувалися багатоелектродні реєструвальні масиви, які використовувались на морській свинці в первинній слуховій корі (A1) для оцінки електрофізіологічних відповідей на фокусований

ультразвук. Вони отримали результати, що при спрямовані на A1 відповідь ультразвуку була дуже схожа на стимул широкосмугового шумового акустичного перетворювача, включаючи подібне за часом з акустичним стимулом. [15] використали частоту повторень імпульсу у 1,5 кГц і підтвердили, що з піком на частоті 1,5 кГц в завитці дійсно виникає широкосмугова акустична потужність. [14] також спостерігали, що на частоті повторень імпульсів (та його гармоніках) у завитці тварин виникають піки акустичної потужності. Проте, також протестували протоколи синхронізації, в яких був відсутній (тобто один імпульс) або низька (від 10 до 50 Гц) частота повторення імпульсів і вони все ще спостерігали нейронну активацію на ультразвук, яка була майже або повністю усунена після перерізання завиткового нерву. У дрібних гризунів частотні компоненти, які перекриваються з чутливістю кохлеарного апарату, ймовірно, поширюються до завитки. Крім того, механізми випромінювання або нелінійне поширення через кістку можуть перетворювати ультразвукову енергію на прямі механічні впливи на клітини кісточок або волоскові клітини завитки.

Відмінності в порогах слуху, виміряних під впливом звукового та амплітудно-модульованого ультразвуку, свідчать про те, що сфокусований ультразвук впливає на слухову систему не тільки через звукові коливання, що вивільняються в тканинах голови під час демодуляції, як вважалося раніше, але також через коливання частоти ультразвуку. Тому ультразвук має свою специфічну дію на аферентні нервові структури, оскільки немодульований ультразвук не діє на рецептори (не викликає слухових відчуттів) і відбувається зміна чутливості. Результатами експериментів проведених на тваринах (Вартанян І.А. і ін., 1981), можливо припустити що має ефективність при дії на немієлінізовані аферентні волокна слухового нерву. Величина часу відновлення порогу слуху під дією амплітудно-модульованого ультразвуку після ультразвукового стресу у пацієнтів з ушкодженням волокна слухового нерва подібна до збільшення часу відновлення чутливості до звуку після звукового стресу, що підтверджує цю гіпотезу (Розенблум А.С., 1982). Зміна чутливості до модульованого ультразвуку після навантаження немодульованим (нечутним)

ультразвуком свідчить про можливість впливу на волокна, відокремлені від дії рецептора. Отже, проведені дослідження дозволяють зробити висновок, що слухове сприйняття під дією сфокусованого ультразвуку залежить не тільки від звукових коливань, що вони вивільняються в тканинах голови під час демодуляції, як вважалося раніше, а також від коливань частоти ультразвуку, а також демонструють можливість дії сфокусованого ультразвуку безпосередньо на провідні нервові структури. Здатність впливати на рецептори, а також на провідні нервові структури за допомогою сфокусованого ультразвуку може бути використана в диференційній діагностиці захворювань, пов'язаних з різним функціональним станом рецепторів і провідних частин слухової системи.

Можливість того, що сфокусований ультразвук безпосередньо активує волокна слухового нерву, підтверджується спостереженнями за деякими глухими людьми з вадами слуху, які можуть сприймати слухову інформацію, що передається через амплітудно-модульований ФУЗ, тоді як звукопідсилюючі слухові апарати не дозволяють почути. Ці дані були підтверджені експериментами з жабами, в яких рецептори в слуховому лабіринті були порушені певним чином. У цьому випадку реєструється відповідь на ультразвукове подразнення нервів лабіринту. Гістохімічні методи підтвердили, що ультразвук активував нервові волокна. Подібні результати були отримані для ультразвукової активації нервового волокна при реєстрації імпульсної активності окремого аферентного волокна під дією ФУЗ периферичні кінці цих волокон оголювалися в рецептивному полі підошви кінцівки щура [28].

Таким чином, отримані дані свідчать про те, що в крайньому випадку до подразнень можуть призвести два фактори, яким сприяє нервова структура рецепторів ФУЗ, пов'язаних із чутливістю шкіри. Перший з них є односпрямованим ефектом, пов'язаним із градієнтом зміщення зсуву середовища, викликаним силою випромінювання, а другий – прямим ефектом ФУЗ, пов'язаним із відомими біологічними ефектами ультразвуку, такими як наявність у певних режимах експозиції біологічних середовищах коливання бульбашок, підвищення проникності мембрани тощо.

Спостереження показують, що порогові вимірювання різних відчуттів, викликаних ФУЗ, є дуже точними. Певні неврологічні та шкірні захворювання, а також ураження органів слуху супроводжуються вираженими відмінностями чутливості сенсорних нервових структур у порівнянні з нормальними. Порівнюючи пороги різних відчуттів, викликаних стимуляцією ФУЗ у людини в нормальному і патологічному стані, можна діагностувати захворювання і оцінити ступінь розвитку патологічних процесів. Такі діагностики та оцінки проводяться, наприклад, у пацієнтів з різними неврологічними та шкірними захворюваннями. Ідентифікуються та кількісно визначаються не лише розлади чутливості, а й «субклінічні» розлади, які не можуть бути виявлені традиційною діагностикою. Вимірювання порогів слуху проводили під впливом ФУЗ з амплітудною модуляцією слухового лабіринту октавними частотами стандартної аудіометрії. В якості діагностичного критерію використовували різницю між аудіограмою, виміряною за допомогою ФУС, і стандартною граничною аудіограмою при різних захворюваннях органів слуху. Метод має високу діагностичну ефективність при різних захворюваннях органів слуху, яку продемонстрували [28] на сотнях пацієнтів. Також продемонстровано, що даний спосіб може допомогти у відборі пацієнтів на електродне (електро-імплантації) протезування [28].

1.2. Фокусування за допомогою різних типів конструкцій випромінювача

Однією з основних вимог до діагностичної ультразвукової томографії є необхідність забезпечення якісної ехогенної візуалізації внутрішніх органів. Задоволення цієї вимоги в першу чергу залежить від характеристик ультразвукового перетворювача, який передає і приймає акустичні коливання в досліджуваній області, а також перетворює акустичні коливання в електричні і навпаки. Для формування двовимірного ехо-зображення перетворювачу потрібно здійснювати сканування, тобто межах досліджуваної області послідовно переміщувати звуковий промінь.

Робота ультразвукових перетворювачів в медичній діагностичній апаратурі характеризується необхідністю фокусування звукового променя.

Метод динамічного фокусування *МДФ (DF)* заснований на використанні багатoelementних матриць перетворювачів і вимагає досить високого рівня майстерності для реалізації. Додаткових труднощів додають пристрої контролю фокусування, які повинні забезпечувати роботу в реальному часі.

Помилки у виготовленні решітки, дискретності та помилки керування фокусом можуть спричинити спотворення форми променя та погіршити якість ехо-зображення [29].

У багатoelementних перетворювачах з електронним керуванням скануванням керування скануванням і фокусуванням зазвичай виконує один і той же пристрій, тому ці дві задачі рекомендується розглядати разом [29].

В ультразвукових датчиках з механічним скануванням проблема фокусування вирішується самостійно на основі використання кільцевого масиву перетворювачів з електронним керуванням [29].

Якість і точність формування ехо-зображення визначається роздільною здатністю по глибині і поперечною роздільною здатністю, які залежать від характеристик випромінюваного поля і прийому перетворювача. Випромінюване поле визначається тиском або інтенсивністю, що створюється перетворювачем у формі випромінювання в будь-якій точці простору [29].

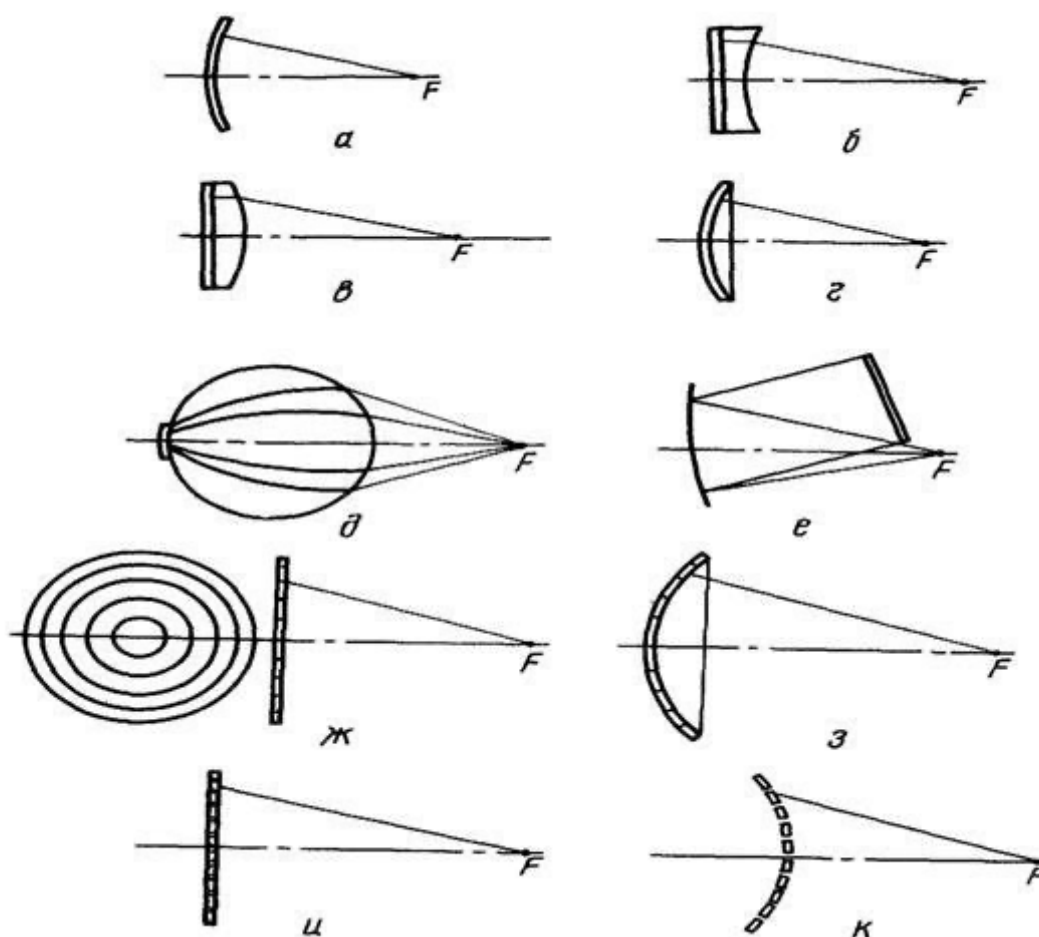


Рис. 1.1. Типи фокусувальних випромінювачів

а – сферична форма; (б-в) – плоский перетворювач з плоско-ввігнутою (б) - "прискорювальною" лінзою з матеріалу зі швидкістю звуку, що перевищує швидкість звуку в середовищі розповсюдження; (в) - "уповільнюючою" лінзою з матеріалу зі швидкістю звуку, що менша швидкості звуку в середовищі розповсюдження; г – з'єднання перетворювачів ввігнутої форми із одним з типів лінз; д – перетворювач з неоднорідною лінзою, у якого показник заломлення матеріалів змінюється за певним законом (наприклад, лінза Люнеберга); е – перетворювач із дзеркальним відбивачем; ж – плоска кільцева антенна решітка (annular array), в якій концентричні кільця збуджуються незалежно з певними затримками, щоб сформувати потрібної форми фронт хвилі; з – сферична кільцева антенна ґратка; к – лінійна антенна ґратка; л – випукла (конвексна) антенна ґратка.

Перші шість типів (а-е) фокусувальних випромінювачів мають фіксовану фокусну відстань. Останні чотири типи (ж-к) випромінювачів, які можуть

змінювати фокусну відстань за допомогою спеціальних електронних схем контроль фокусування. Характеристики поля випромінювання для сфокусованих випромінювачів доцільно досліджувати на прикладі перетворювача сферичної форми, оскільки основні співвідношення, що визначають ці характеристики, є спільними для всіх типів фокусувальних випромінювачів [29].

1.2.1. Кільцеві антенні решітки

Щоб істотно збільшити розмір зони фокусування кругового передавача, використовується рамкова антенна решітка, причому кожна концентрична петля незалежно збуджується зондувальним імпульсом (рис. 1.2). За допомогою спеціальних схем керування зондуючі імпульси подаються на кільця із взаємними затримками так, що збуджувані ними акустичні імпульси формують майже сферичний фронт випромінювання, в результаті чого утворюється фокус випромінювання в точці F . Радіуси кілець зазвичай обирають так, щоб площа кожного з них (окрім зазорів між кільцями) була близькою один до одного. Нерівномірність ширини кільця дозволяє дещо знизити рівень бічних пелюсток за рахунок зміни апертури [29].

На рис.1.2. показано кільцеподібний масив із п'яти кілець, на які подаються імпульси зі зміщеними відносно один одного огинаючими, утворюючи сферу хвиль випромінювання. Відповідно до зміни радіуса цієї сфери положення фокуса F змінюється по глибині, а також змінюється положення зони фокусування.

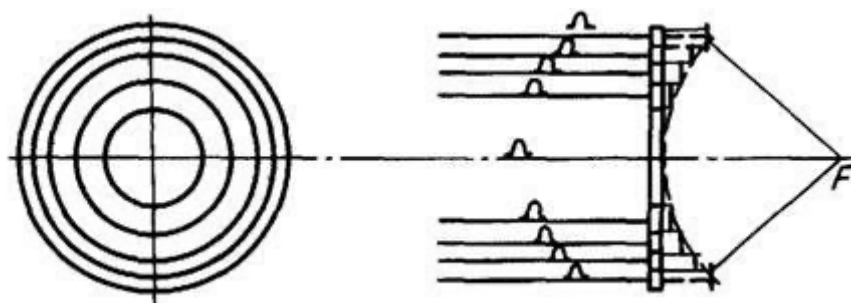


Рис. 1.2. Кільцева антенна решітка

У режимі випромінювання положення фокуса встановлюється для забезпечення найкращої роздільної здатності в заданому інтервалі глибин. У режимі прийому використовується динамічне фокусування, де під час прийому луна-сигналу фокус перемикається зі збільшенням глибини відбивної структури, щоб отримати хорошу поперечну пропускну здатність на бажаній глибині [29].

1.2.2. Лінійно-сканувальні решітки

Решітки даного типу складаються з N елементів, розташованих на одній вісі. Для отримання зображення для кожного зондування характеристика направленості (ХН) формується тільки частиною елементів, яка дорівнює n . Типові параметри лінійно-сканувальних решіток: число комутуючих елементів 64...256; число елементів, які формують ХН, 4...16; крок решітки (залежно від частоти) 0,2...0,4 мм; загальна довжина апертури 45...120 мм; відстан між елементами 0,05...0,09 мм [29].

Сканування в решітці виконується перемиканням елементів. Для отримання інформації в одному напрямку (один звуковий промінь) на підгратку з n елементів подається імпульс збудження, а потім ті ж n елементів перемикаються в приймальний стан. В результаті утворюється діаграма спрямованості. При необхідності під час прийому можна використовувати режим динамічного фокусування. Напрямок звукового променя зазвичай перпендикулярний вісі розміщення елемента [29].

1.2.3. Випуклі (конвексні) решітки

Випукла решітка (protuberant grate) відрізняється від лінійної тим, що елементи розміщені на поверхні, яка є частиною циліндра. Серед них, як і лінійна решітка, діаграма несправності ДН (FF) складається лише з деяких елементів, які скануються шляхом перемикання групи елементів. Осі, які утворюють промені, вже не паралельні одна одній. Вони розходяться по площині сканування, утворюючи віяло променів. Глибина перетину сусідніх променів тим більша, чим менший радіус кривизни поверхні решітки. Тому для випуклої решітки більш

важливо, ніж для лінійної, зменшувати дискретність переключення променю чи використовувати підкачку променю [29].



Рис. 1.3. Конвексна решітка

Схема керування скануванням випуклої решітки аналогічна схемі керування лінійної решітки. Конвексна решітка поєднує переваги лінійного сканування, широке поле зору для структур, близьких до поверхні зонда, з перевагами секторного сканування, широке поле зору для глибоких структур. З цієї причини опуклі решітки все частіше використовуються в сучасних ехотомоскопах, незважаючи на те, що вони складніші за лінійні решітки з точки зору виготовлення, контролю сканування та фокусування. Ультразвуковий ехо-імпульсний метод візуалізації широко використовується в медицині, хоча наука, що стоїть за ним, до кінця не вивчена [29].

1.3. Параметри для безпечного впливу ультразвуком

У клінічній практиці вважається, що небезпечні зміни в тканинах не виникають за інтенсивності ультразвуку в межах $0,1 - 1 \text{ Вт/см}^2$, та при тривалості процедури 3-10 хв. Взаємодія біологічного об'єкта і його відповідної реакції на вплив ультразвуку здійснюється в кілька етапів (стадій) [30].

На першому етапі ультразвукова енергія поглинається тканинами (приблизно в 4 рази жиром, 10 разів м'язом і 75 разів кров'ю). В результаті виникають такі явища, як псевдокавітація, механічне розбирання, світіння, електронне збудження, структурні зміни у воді. Ультразвукове

опромінення на другому фізико-хімічному етапі впливає на основні процеси (біологічні, електрокінетичні, фізико-хімічні та ін.). В результаті ультразвук поглинався речовинами клітин і тканин, спостерігалися ефекти підтвердження, зміщення іонів, утворення вільних радикалів і підвищення температури. У живій клітині щонайменше три місця піддаються впливу фізичних факторів, що забезпечують перемикання енергетичних потоків в організмі: макромолекули клітинної оболонки, мітохондрії та ядро. Під дією ультразвуку відбувається мікровібрація або мікромасаж на клітинному та субклітинному рівнях, що стимулює процес мікроциркуляції та підвищує проникність клітинних мембран.

Зміни клітинної мембрани, у свою чергу, призводять до зміни концентрації різних речовин у клітині та навколишньому її середовищі, а також до зміни швидкості ферментативних реакцій, низька активація та більша частина гальмування ферментативних реакцій у клітинах обумовлені порушення оптимальної концентрації речовин, необхідних для функціонування ферментів [30].

1.4. Пасивні акустичні системи

В даний час ультразвук (УЗ) знайшов застосування в терапії та хірургії, універсальної літотрипсії (холелітіаз, нефролітіаз, каміння жовчних протоків, підшлункової залози та сечоводів, слалотіаз), УЗ діагностики [31].

Інтерес до вивчення дії УЗ на біологічні тканини не слабшає. Це пов'язано як з природним побоюванням можливого ризику застосування УЗ діагностичних систем навіть при малих інтенсивностях, так і з можливістю викликати зміни в тканинах для досягнення терапевтичного ефекту або керованого виборчого руйнування в тканинах при більших інтенсивностях. У цьому межі між цими інтенсивностями дуже відносні і поступово змінюються.

У зв'язку з цим привертає увагу робота К. Корсака (1992), в якій розповідається про виявлення на поверхні шкіри людини особливо вразливих для електричного струму точок і зон, що збігаються з точками акупунктури. Вплив на

ці точки сфокусованим пучком УЗ хвиль показано, що больові рецептори в них мають різко виражений і дуже низький поріг збудження[32].

Для вимірювання глибинної температури потрібна відносно недорога апаратура, яка в той же час забезпечує належну точність. В даний час для цього розробляються різні методи, що мають свої переваги та недоліки: магніто-резонансна термометрія [33], активна ультразвукова термометрія [34], НВЧ - термометрія [35]. В роботі [36] використовують пасивну акустичну термометрію (ПАТ), яка базується на реєстрації власного теплового акустичного випромінювання організму людини в мегагерцовому діапазоні. Перевагами ПАТ є відносна дешевизна та міліметрова роздільна здатність на глибині до 5 см [37,38]. Однією із завдань, які нині стоять перед ПАТ, є відпрацювання методики вимірювань на випробуваних. Експерименти, проведені у водному акваріумі, показали можливість визначення глибинної температури з необхідною точністю модельних об'єктах [39]. ПАТ також використовувалася для вимірювання температури в кінцівках людини [36], зокрема, при фізичному навантаженні та нанесенні на шкіру мазей, що розігрівають.

По температурі шкіри можна будувати висновки про зміні поверхневого і, побічно, глибинного кровотоку, який змінює глибинну температуру.

Контроль температури необхідний при гіпертермії та термоабляції в онкології [40]. У гіпертермії точність нагріву ураженої області визначає ефективність процедури. При цьому в ряді випадків для нагрівання використовується змінне електромагнітне поле [41].

1.5. Нові методи діагностики слуху людини

Останніми роками все більше визнається, що аудіометрія чистого тону може надати важливі докази щодо аспектів кохлеарної функції, пов'язаної зі слухом у тиші, вона не є найкращим показником над порогового сприйняття мови особливо в шумному середовищі. Ці завдання мають очевидну гідність - вони дозволяють оцінити достовірність сприйняття мови, та при цьому їм може бракувати клінічної користі. Стимули слів та речень також значною мірою

залежать від когнітивних процесів вищого порядку, особливо в галузі мови, уваги та пам'яті [42-43]. Оскільки в них задіяні мовні стимули, вони також мають бути адаптовані та нормалізовані для різних мов, що є складним та неточним процесом.

В роботі [20] запропонований метод «цифри в шумі», який пропонує принаймні часткове вирішення кількох з цих проблем. Три випадково вибрані цифри (0-9) пред'являються на тлі маскуючого шуму в кожному з 20-25 випробувань, з відношення сигнал/шум (SNR), який регулюється адаптивно [19]. Цифри є одними з перших вивчених слів і найчастіше вживаних у будь-якій мові. Вони фонетично прості, але переважно добре диференційовані. Завдяки цим властивостям розпізнавання цифр є завданням, яке потребує мінімальних когнітивних здібностей при SNR, що значно перевищує порогове значення, і тому підходить для маленьких дітей [44], не носіїв мови [45-46], та людей з когнітивними порушеннями [47]. Тести DIN широко доступні через стаціонарний телефон [45] Інтернет [48], а тепер і смартфон [17,50]. Вони не потребують аудіолога чи звукової кабінки і їх можна використовувати в будь-якому відносно тихому середовищі, що не відволікає.

Поріг сприйняття мови (ПСМ), адаптивна міра відношення мовлення до шуму, необхідно для (зазвичай) 50% розбірливості мови, добре корелює з аудіометричним середнім чистим тоном і, таким чином, може бути непрямим показником аудіометричного середнього чистого тону [51,52], але при цьому зберігає зв'язок з когнітивними здібностями та показниками самозвіту [47].

Для забезпечення контролю звуку та акустичної ізоляції, більшість досліджень слуху подають стимули через навушники. Однак подача звукового поля може бути кращою, наприклад, щоб дозволити використовувати звичайні для слухача пристрої для забезпечення більш реалістичного просторового поділу джерел звуку та акустичних сигналів для локалізації звуку [53]. Ці цілі повинні бути узгоджені з необхідністю проектування звукового поля для звукових кабінки з низько відбиваючими поверхнями та кількома гучномовцями на підставках; і те, й інше є перешкодами для планування клінічного випробування. Для

експерименту були використані лише три гучномовці, розташовані безпосередньо попереду та на 90 з кожного боку від слухача. Це дозволило використовувати звичайні односторонні або двосторонні пристрої та повторити інші дослідження, призначені для вимірювання просторового вивільнення від маскуванню [54,55].

В експерименті приймали участь 100 дітей віком від 4 років 1 міс до 13 років закінчено принаймні деякі тестування, і 94 з цих 100 дітей пройшли всі процедури.

Як діти, так і дорослі показали надійні результати з точки зору SRT і SRM під час реалізації тесту DIN у вільному полі, який ми назвали «FreeHear».

Незважаючи на те, що діти не виявляли такої чутливості, як дорослі, і 4-річні діти не проходили тест регулярно, результати показали, що SRM був таким же надійним у 4-річних дітей, які проходили тестування, як і у дорослих. SRM для дітей як групи суттєво не відрізнявся від дорослих. З іншого боку, дозрівання SRT було тривалим, не досягаючи дорослих значень, за нашими оцінками, приблизно до 14-15 років. Ці спостереження являють собою початкові кроки для розробки нового клінічного тесту, який, на нашу думку, стане цінним доповненням для діагностики та моніторингу слуху дітей[20].

Також в 2021 році вчені [21] запропонували метод аналізу слухових викликаних потенційних сигналів за допомогою Вейвлет-перетворення та методів глибокого навчання. В своєму дослідженні вони розробили інтелектуальну систему слухових відчуттів для аналізу та оцінки функціональної надійності слуху для вирішення цих проблем на основі реакції СВП. СВП – це тип ЕЕГ-сигналу, який зазвичай використовується для раннього виявлення стану слуху та створюється зміною електричної активності мозку. Зараз класифікація сигналу СВП зазвичай використовується в додатках мозок-комп'ютер [56-57] і проблемах слуху мозку [58]. Діагностика втрати слуху зазвичай включає три основні етапи: збір даних, виділення та відбір ознак і класифікацію. Однак у цих традиційних методів діагностики є деякі недоліки: 1) традиційні підходи до втрати слуху базуються на вибраних вручну характеристиках. Як наслідок, ефективність класифікації втрати слуху суттєво знизиться, якщо цих вибраних вручну функцій

недостатньо; 2) створені вручну функції для різних завдань класифікації є специфічними для кожного завдання, а це означає, що функції, які правильно відтворюють прогнози, неприйнятні за певних умов для інших сценаріїв [21].

Запропонована діагностика втрати слуху складається з двох етапів: перетворення сигналу в зображення та метод побудови діагностики з використанням глибокого CNN. У цьому методі SWT використовується для перетворення необробленого сигналу в частотно-часові зображення. Потім TL на основі CNN використовується для класифікації частотно-часового зображення. Цей підхід досяг кращих результатів із меншою кількістю параметрів, які можна навчати, що допомагає скоротити час навчання моделі [21].\

Висновки до розділу 1

Проведено аналітичний огляд та тенденції розвитку сфокусованого ультразвуку в отоларингології. Розглянуті активні та пасивні типи фокусуючих систем із зазначенням їх переваг та недоліків. Розглянуті нові методи діагностики впливу УЗ на біологічні об'єкти. Більш детальні дослідження нових диференційних впливів дозволять отримати більше можливостей у реалізації, розробці, конструюванні акустичних систем, пристроїв. Тому метою подальшої роботи є вдосконалення методу для диференційного впливу на слухову систему людини.

РОЗДІЛ 2

АКУСТИЧНІ ФОКУСУЮЧІ ЛІНЗИ У ПАСИВНІЙ АКУСТОТЕРМОМЕТРІЇ БІОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

В даний час успішно ведуться теоретичні та експериментальні дослідження з отримання фокусованих УЗ пучків, як малої – для УЗ діагностики, так і великої – для впливу на біологічні тканини – інтенсивностях, у КПІ ім.Ігоря Сікорського на кафедрі акустичних та мультимедійних електронних систем [59]. Розроблені оригінальні високочастотний ватметр для вимірювання електричної потужності, що підводиться до випромінювача, і вільний поплавковий радіометр для вимірювання фокусованої акустичної потужності. Крім того, за матеріалами міжнародних виставок медичної апаратури зроблено аналіз УЗ ехо-скопів та виявлено основні тенденції розвитку їх конструкцій [32].

Аналізувалися інші пристрої з фокусованим УЗ, зокрема, літотриптори. Це пристрої у яких ударна хвиля тривалістю 10^{-9} с створюється і фокусується в область, що задається, за допомогою декількох тисяч п'єзоелементів. При цьому крім рентгенівської є УЗ локація для фокусування ударної хвилі точно на камінь [32].

Таким чином можна виділити наступні перспективні напрямки досліджень: вплив фокусованого УЗ різної інтенсивності на біологічні тканини з динамічним контролем випромінюваної потужності, локалізація області фокусування, коефіцієнт згасання УЗ до фокусу за допомогою зонduючого УЗ пучка малої інтенсивності, визначення температури у фокальній області по шумовому акустичному випромінюванні, прийнятому п'єзоперетворювачем у проміжках між випромінюючими потужними імпульсами [32].

Останній напрямок є найбільш перспективним, так як відсутність безпечного (неінвазивного та пасивного) методу контролю температури у фокальній області є основним стримуючим фактором широкого використання сфокусованого УЗ у медичній практиці [60-62]. Ми пропонуємо використовувати пасивну акустичну

термометрію (ПАТ), яка базується на реєстрації власного теплового акустичного випромінювання організму людини в мегагерцовому діапазоні [63].

2.1. Розрахунок напруги шумів від плоского нагрітого об'єкта

Розглядається об'єкт (рис. 1), що знаходиться на відстані l від п'єзоприймача (ПП), який знаходиться у воді у дальній зоні ПП [32].

Дальня зона $l > \frac{D^2}{4\lambda}$ (D - апертура ПП, λ - довжина УЗ хвилі у воді (біологічному об'єкті) характеризується тим, що випромінювання від елементарного джерела сприймається у фазі на всій поверхні ПП[32].

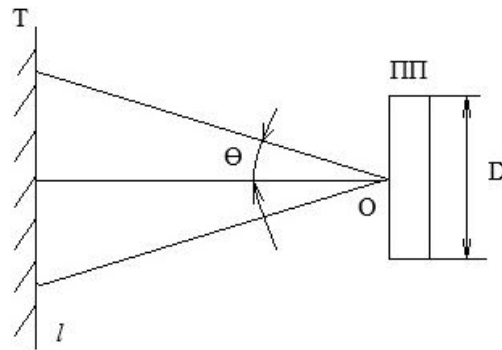


Рис.2.1. Схема розташування об'єкта та ПП

Квадрат тиску від теплового випромінювання елементарного джерела (сфери) з радіусом $\rho_k = \frac{\lambda}{2}$ дорівнює [32]:

$$P_k^2(0) = P_k^2(l) \cdot \left(\frac{P_k}{2}\right)^2 = P_k^2(l) \cdot \left(\frac{\lambda}{2l}\right). \quad (2.1)$$

Розмір плями, що утворюється перетином діаграми спрямованості (ДС) з площиною об'єкта, дорівнює $d_n = 2 \cdot l \cdot \theta$, де

$$\sin \theta \approx \theta = \frac{1,62}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{D}, \quad 2\theta = \frac{3,24}{\pi} \frac{\lambda}{D} \approx 1,03 \frac{\lambda}{D}. \quad \text{Звідки [32]:}$$

$$d_n = 1,03 \cdot l \cdot \frac{\lambda}{D}. \quad (2.2)$$

Сумарний квадрат тиску від некорельованих джерел у плямі $P_{\Sigma}^2(0) = N \cdot P_{\kappa}^2(l) \cdot \left(\frac{\lambda}{2l}\right)^2$, де $N = \left(\frac{d_n}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{l}{D}\right)^2$, або $P_{\Sigma}^2(0) = P_{\kappa}^2(l) \cdot \left(\frac{\lambda}{2D}\right)^2$, чи

$$P_{\Sigma}^2(0) = \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{z_2}{A_0} \cdot k_{\theta} \cdot T \cdot \Delta f, \quad (2.3)$$

де A_0 - площа робочої поверхні ПП, Δf - смуга пропускання ПП, $k_{\theta} = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постійна Больцмана, z_2 - акустичний імпеданс води, T - абсолютна температура об'єкту [32].

Середній у часі та по поверхні тиск від джерел у ближній зоні виявляється в π^2 разів менше, ніж від джерел у дальній зоні [32].

Наприклад, для ПП з $D = 28 \text{ мм}$ та працюючого на частоті $f = 1 \text{ МГц}$ ($\lambda = 1.5 \text{ мм}$): $z_{\theta} = \frac{D^2}{4\lambda} = 120 \text{ мм}$; для ПП з $D = 14 \text{ мм}$: $z_{\theta} = 30 \text{ мм}$. Отже, якщо довжина шляху УЗ хвилі у воді у напрямку осі ПП значно менша z_{θ} , то

$$U_{из}^2 \ll \frac{z_2}{A_0} \cdot k_{\theta} \cdot T \cdot K_{\Pi 0}^2 \cdot \Delta f, \quad (2.4)$$

де $K_{\Pi 0}$ - коефіцієнт передачі ПП на антирезонансній частоті. Квадрат напруги власних шумів ПП $U_{\Pi\Pi}^2$ визначається тільки z_2 і від довжини залежить. Тому у ближній зоні $\frac{U_{aun}^2}{U_{\Pi\Pi}^2} \ll 1$, і для фокусованого ПП:

$$U_{\Sigma}^2 = U_{\Pi\Pi}^2 \left[1 + \left(\frac{\pi \cdot D}{2F} \right)^2 \right], \quad (2.5)$$

де F - фокусна відстань ПП. При $\left(\frac{\pi \cdot D}{2F} \right)^2 = 1,44$: $\frac{U_{\Sigma}^2}{U_{\Pi\Pi}^2} = 2,44$ [32].

Реалізувати фокусування УЗ хвиль в акустотермометрі можна декількома способами: сферичними п'єзоелементами, акустичними лінзами, кільцевими ґратами п'єзоелементів.

Серед найбільш прийнятних можна назвати використання акустичних лінз, оскільки вони захищають п'єзоелемент від рідин і прості у виготовленні.

Розглянемо особливості вимірювання акустотермометрії за допомогою акустичної лінзи, зокрема, для фокусування слабких шумових сигналів як прийому [32].

2.2. Розрахунок двояковігнутої еліптичної акустичної лінзи

Як відомо [31], увігнуті акустичні лінзи повинні виготовлятися з матеріалу з показником заломлення $n = \frac{c_v}{c_l} < 1$. В якості такого виберемо полістирол (рис.2.2, а), який легко обробляється, і з якого лінзу можна виготовити за допомогою прес-форми (рис.2.2, б), що було зроблено авторами [32].

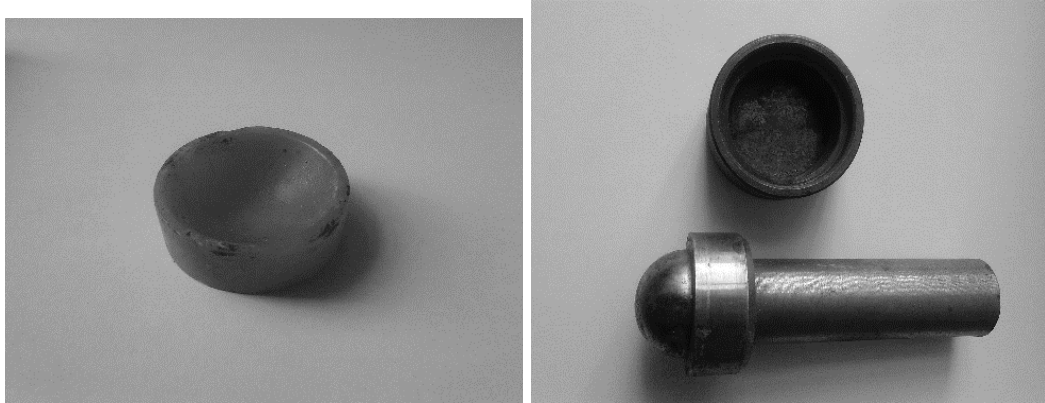


Рис.2.2 (а) – акустична лінза з полістиролу, (б) – прес-форма для її виготовлення

Таким чином, вихідні дані для розрахунку наступні: $c_{\text{пол}} = 2,3 \cdot 10^3 \frac{\text{м}}{\text{с}}$ – швидкість УЗ хвиль у полістиролі; $c_v = 1,5 \cdot 10^3 \frac{\text{м}}{\text{с}}$ – швидкість УЗ хвиль у воді (біологічної тканини), $n = 0,635$, $D = 28\text{мм}$ [32].

Рівняння поверхні лінзи [31]:

$$x^2 - 2F \cdot (1 - n) \cdot Z + (1 - n^2) \cdot Z^2 = 0. \quad (2.6)$$

Після підстановки в (2.6) $x = \frac{D}{2}$, $z = z_{\text{макс}}$ и $F = 4 \cdot z_{\text{макс}}$, отримуємо:

$$z_{\text{макс}} = \frac{D}{2\sqrt{(7-n)(1-n)}} = 9.15\text{мм}, \quad (2.7)$$

$F \approx 37$ [32].

Рівняння (2.6) приводиться до вигляду:

$$x = \sqrt{26.82 \cdot z - 0.597 \cdot z^2} \cdot \lg(z). \quad (2.8)$$

Результати розрахунку форми поверхні увігнутої акустичної лінзи наведено у табл.2.1.

Таблиця 2.1. Форма поверхні увігнутої акустичної лінзи

$z, \text{мм}$	0,25	1,00	2,00	3,00	4,00	5,00	6,00	7,00	8,00	9,00
$x, \text{мм}$	2,58	5,12	7,16	8,67	9,89	10,92	11,81	12,59	13,28	14,00

Отримана поверхня близька до сферичної $R = 15\text{мм}$: $x^2 + (Z - R)^2 = R^2$.

Виготовлена за даними табл.1 лінза має такі розміри (рис. 2.3).

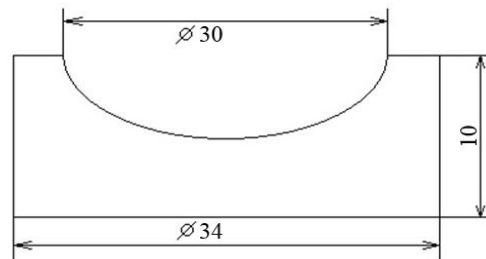


Рис. 2.3. Плосковігнута акустична лінза для акустотермометра

Така лінза може бути використана як плосковігнута з $F \approx 37\text{мм}$, $\left(\frac{\pi \cdot D}{2F}\right)^2 = 1,6$.

Інтенсивність шуму з лінзою повинна бути в 1.8 рази, і U_{Σ} в $\sqrt{1.8} = 1.35$ разів більше, ніж з тим самим ПП без лінзи. Цього достатньо, щоб перевірити основне співвідношення фокусування лінзою теплового акустичного шуму без модуляції – простим видаленням лінзи [32].

У разі двояковігнутої лінзи: $\left(\frac{\pi \cdot D}{2F}\right)^2 = 4 \cdot 1.4 = 5.6$, і вказане вище відношення збільшиться до значення 3.8 [32].

Насправді вийде менше значення, так як діаметр перетворювача 28мм. Оцінити, у скільки разів, можна, взявши $D = 24\text{мм}$; тоді $\left(\frac{\pi \cdot D}{2F}\right)^2 = 1.2 : ((2 + 4 \cdot 1.2) / 2) = 3.4$ [32].

2.2.1. Про зміну властивостей еліптичної лінзи при відхиленні показника заломлення від прийнятого при розрахунку поверхні лінзи

Рівняння перерізу поверхні лінзи площиною xOz має вигляд (2.6). Перетворимо його до канонічного вигляду, виділивши повний квадрат із залежних від z членів [32]:

$$(1-n^2) \left(z^2 - 2F \frac{1-n}{1-n^2} z + F^2 \frac{1}{(1+n)^2} - F^2 \frac{1}{(1+n)^2} \right) + x^2 = 0,$$

$$(1-n^2) \left(z - \frac{F}{1+n} \right)^2 - \frac{1-n^2}{(1+n)^2} F^2 + x^2 = 0. \quad (2.9)$$

Введемо нову змінну:

$$z' = z - \frac{F}{1+n}, \quad (2.10)$$

тоді

$$\frac{x^2}{b^2} + \frac{z'^2}{a^2} = 1, \quad (2.11)$$

де $a^2 = \frac{F^2}{(1+n)^2}$, $b^2 = \frac{1-n}{1+n} F^2$ [32].

З (2.6) випливає:

$$F = \frac{x^2 + (1-n^2) \cdot z^2}{2z \cdot (1-n)} = \frac{\left(\frac{D}{2}\right)^2 + (1-n^2) \cdot z_{\text{макс}}^2}{2z_{\text{макс}} (1-n)}, \quad (2.12)$$

тобто при заданій функції $x(z)$ у формі еліпса, визначається параметром n [32].

2.2.2. Зміщення фокусної відстані у бік сферичної лінзи в залежності від апертури УЗ пучка

Вважатимемо, що задані n, D, F_0 (F_0 - фокусна відстань для центральних променів).

Для сферичної увігнутої лінзи:

$$F_0 = \frac{R_l}{1 - n}, \quad (2.13)$$

$$\frac{D}{2} \leq R_l, \quad R_l - \text{радіус кривизни лінзи [32].}$$

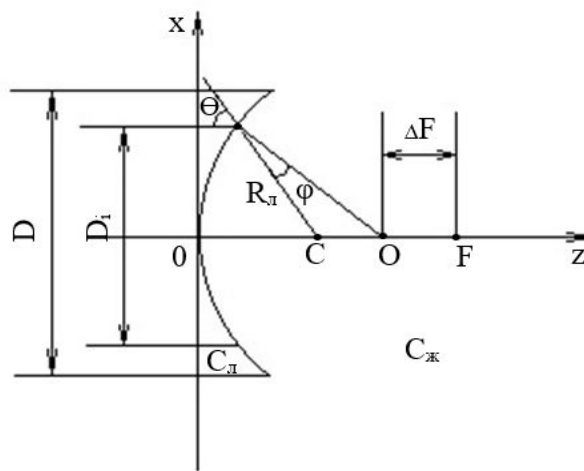


Рис. 2.4. Зміщення фокусної відстані ΔF

Розрахункова формула для величини зміщення(рис. 2.4):

$$\Delta F = R \left[\frac{1}{1 - n} - \left(1 + \frac{1}{\frac{\cos \varphi}{n} - \cos \varphi} \right) \right], \quad (2.14)$$

де

$$\sin \theta = \frac{D}{2 \cdot R_l} < 1, \sin \varphi = n \cdot \sin \theta. \quad (2.15)$$

Відхилення поверхні еліптичної лінзи від сферичної поверхні в залежності від z знайдемо при однаковій фокусній відстані [32].

Рівняння кривої осьового перерізу поверхні еліптичної лінзи за умови [32]:

$$F = 4z_{\text{макс}} = \frac{2D}{\sqrt{(z-n)(1-n)}}, \quad (2.16)$$

$$x^2 - \frac{4D(1-n)}{\sqrt{(z-n)(1-n)}}z + (1-n^2)z^2 = 0, \quad (2.17)$$

$$x_{\text{еліпт}} \approx \sqrt{2zR_l} \left(1 - \frac{(1-n^2) \cdot z}{4R_l} \right). \quad (2.18)$$

Рівняння цієї лінії сферичної лінзи: $x_{\text{сф}}^2 + (z - R_l)^2 = R_l^2$, звідки

$$x_{\text{сф}} \approx \sqrt{2z \cdot R_l} \left(1 - \frac{z}{4R_l} \right), \quad (2.19)$$

де R_l визначається з виразу(2.13) [32].

Отже,

$$\Delta x = x_{\text{еліпт}} - x_{\text{сф}} \approx \sqrt{\frac{n^4}{8R_l}} \cdot z^{\frac{3}{2}}. \quad (2.20)$$

Для випадку: $n = 0.59, F = 36.5\text{мм}, R_l = 15\text{мм}$, згідно (20), $\Delta x = 4.48 \cdot 10^{-2} \cdot z^{\frac{3}{2}}$, та результати розрахунків наведені у табл.2.2 [32].

Таблиця 2.2. Відхилення поверхні еліптичної лінзи від сферичної поверхні

$z, \text{мм}$	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\Delta x, \text{мм}$	0,045	0,127	0,232	$0,368 \approx \frac{\lambda}{2}$	0,5	0,66	0,83	1,02	1,2
$x_{\text{сф}}, \text{мм}$	5,4	7,5	9	10,2	11,3	12	12,7	13,3	13,8

Обчислимо також за формулою (2.14) зміщення фокусу у бік сферичної лінзи для $n = 0.635, F = 37\text{мм}$. Визначаємо за (2.13): $R_l = 13.51\text{мм}; \frac{1}{1-n} = 2.74$, і зводимо результати у табл.2.3 [32].

Таблиця 2.3. Зміщення фокусної відстані

$D_l, \text{мм}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	26
------------------	---	---	---	---	----	----	----	----	----	----	----	----

$\Delta F, \text{мм}$	0,0446	0,168	0,375	0,669	1,05	1,54	2,12	2,83	3,67	4,68	5,9	9,63
-----------------------	--------	-------	-------	-------	------	------	------	------	------	------	-----	------

Скорельованими є промені, що виходять з області з $D_{\text{кор}} = 9 \text{мм}$,

$\frac{\pi \cdot D_{\text{кор}}}{2F} = 0.145$, $(2 + 0,145) / 2 = 1,08$, тоді як для еліптичної лінзи з $D = 28 \text{мм}$:

$$\left(\frac{\pi \cdot D^2}{2F} \right) = 1.7.$$

2.3. Порівняння еліптичної та сферичної лінзи при використанні в акустотермометрі

Зазвичай фокуруючі лінзи, застосовуються при фокусуванні когерентних вузькосмугових випромінювань [32].

Фокусування широкосмугового випромінювання в УЗ ехо-скопах здійснюється за допомогою кільцевих або лінійних матриць п'єзоелементів, на які імпульс випромінювання подається зі зсувом за часом, що відповідає еліптичній лінзі [32].

Від еліптичної сферична лінза відрізняється тим, що точка фокусу променя залежить від його відстані до осі лінзи: у міру його збільшення (табл.2.3) вона наближається до лінзи [32].

Проведемо за формулою (2.14) аналогічні розрахунки для сферичної лінзи з $D = 20 \text{мм}$, $F = 30 \text{мм}$. з оргскла ($n = 0.56$), $R_s = 13.2 \text{мм}$. (табл. 2.4) [32].

Таблиця 2.4. Зміщення фокусної відстані для лінзи з оргскла

$D_i, \text{мм}$	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20
$\Delta F, \text{мм}$	0	0,073	0,21	0,4	0,66	0,98	1,37	1,84	24	30,8

Середня частота смуги електричного шуму з електродів п'єзоперетворювача $f_o = 2 \text{МГц}$ [32].

Оскільки радіус кореляції $\rho_\kappa = \frac{\lambda}{2}$, то $D_i = 8 = D_\kappa$ - діаметр області, в якій шумове акустичне випромінювання з області фокусу знаходиться у фазі [32]

$$U_{\text{пп}}^2 = \left(\frac{\rho_\kappa}{F}\right)^2 \cdot p_F^2 \cdot K_{\text{п0}}^2 \cdot \frac{D_\kappa^2}{D^2} = \left(\frac{\pi D_\kappa}{2F}\right)^2 \frac{z}{A_0} \cdot k_6 \cdot T \cdot K_{\text{п0}}^2 \cdot \Delta f = \left(\frac{\pi D_\kappa}{2F}\right)^2 \cdot U_{\text{ак}}^2. \quad (2.21)$$

Сумарний квадрат напруги на ПП дорівнює:

$$U_{\Sigma \text{ пп}}^2 = U_{\text{ак}}^2 \left[2 + \left(\frac{\pi D_\kappa}{2F}\right)^2 \right]. \quad (2.22)$$

Висновки до розділу 2

З розглянутих у роботі різних способів фокусування випливає, що найбільше значення $(D/2F)$ виходить із двояковогнутої лінзи.

У випадку лінзи з оргскла $(D/2F)^2$ на 25% більше, ніж для лінзи із полістиролу. Важливо, щоб лінза була безабераційною, тобто еліптичною.

При $\left(\frac{\pi D_\kappa}{2F}\right)^2 \ll 2$, тому точність визначення яскравої температури тіла θ' визначається шумовою складовою $2U_{\text{ак}}^2$, а точність визначення глибинної температури за кореляційною добавкою $0,175 \cdot \theta_\kappa = \theta'$, звідки $\theta_\kappa = 5.7 \cdot \theta'$. В випадку $\left(\frac{\pi D_\kappa}{2F}\right)^2 = 1.6$ точність визначення глибинної температури буде визначатися сумарним шумом $\left(\frac{\pi D_\kappa}{2F}\right)^2 \gg 2$ та відношенням $1,6/3,2=0,5$, тобто у 2 рази гірше. При $\left(\frac{\pi D_\kappa}{2F}\right)^2 \gg 2$ точність дорівнює пороговій.

РОЗДІЛ 3

РОЗРАХУНОК ЦИЛІНДРИЧНОГО НЕПЕРЕРВНОГО ХВИЛЬОВОГО ФРОНТУ

Геометрія задачі наведена на рис. 3.1: Σ – циліндричний сходящийся хвильовий фронт; О - початок координат; М – точка спостереження, лежить на вісі z ; r_f – відстань від Σ до геометричного фокусу О; z_0 – відстань від О до точки спостереження; $\zeta = kz_0$ – узагальнена відстань; α – кут між прямою від О до елемента циліндричної поверхні $d\zeta = r_f d\alpha$ та z_0 ; D – апертура хвильового фронту; α_m – кут розкриття хвильового фронту; $\sin \alpha_m \approx \alpha_m \approx \frac{D}{2r_f}$; \vec{n}, \vec{R} – кут між нормаллю до поверхні та вектором R , з'єднуючий елемент поверхні $d\Sigma$ та точку спостереження М [31].

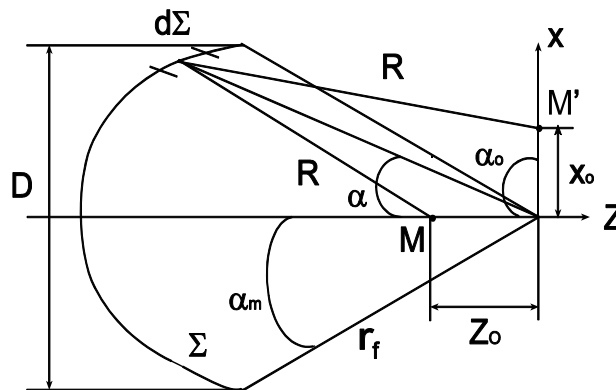


Рис.3.1- Геометрія задачі

Введемо позначення [31]:

$$v = \zeta \frac{\alpha_m^2}{2} = \frac{kz_0 \alpha_m^2}{2} \quad (3.1)$$

– узагальнений аргумент функції розподілу тиску по вісі;

$$K_p = \frac{D}{\sqrt{\lambda r_f}} = \sqrt{\frac{kr_f}{2\pi}} \cdot 2\alpha_m \quad (3.2)$$

– коефіцієнт посилення за тиском;

$$h(-kR) = \exp(-ikR) \quad (3.3)$$

Наближення:

1). $(\cos(\vec{n}, \vec{R}) \approx 1$ – наближення Кірхгофа, і як наслідок:

$$\sin \alpha \approx \alpha; \quad \cos \alpha \approx 1 - \alpha^2 / 2, \quad (3.4)$$

2). $kr \gg 1$, функція Ханкеля нульового порядку другого роду замінюється асимптотичним виразом:

$$H_0^{(2)}(kR) = \sqrt{\frac{2}{\pi kR}} \cdot e^{-i(kR - \frac{\pi}{4})} \quad (3.5)$$

$$3). \quad R = (r_f^2 + z_0^2 - 2r_f z_0 \cos \alpha)^{1/2} \approx r_f - z_0 \cos \alpha, \quad (3.6)$$

при $z_0 / r_f \ll 1$, із якого випливає:

$$\beta = \frac{z_0}{r_f} = \frac{k z_0 \alpha_m^2 / 2}{k f \alpha_m^2 / 2} = \frac{4v}{\pi K_p^2} \ll 1 \quad (3.7)$$

4). Будемо розглядати випадом однорідного хвильового фронту, тобто

$$v_\varepsilon = v_0 = \text{const}, \quad (3.8)$$

де v_ε – нормальна складова коливальної швидкості на поверхні Σ .

3.1. Розподіл амплітуди тиску на осі та в фокальній площині циліндричного хвильового фронту.

В наближенні Кірхгофа та з урахуванням зроблених наближень виразу для потенціалу коливальної швидкості має вид [31]:

$$\Phi_\Pi(\xi) = -iv_0 \sqrt{2r_f f / (\pi k)} \cdot \left[-(kr_f - \xi - \pi/4) \right] \cdot \left\{ (1 + \beta/2) \alpha_m \sqrt{\pi/(2v)} \cdot [C_2(v) - iS_2(v)] \right\} \quad (3.9)$$

Функції $C_2(v)$ та $S_2(v)$ пов'язані з інтегралами Френеля $C(v)$ та $S(v)$ наступними співвідношеннями [31]:

$$C_2(v) = C(\sqrt{2v/\pi}); \quad S_2(v) = S(\sqrt{2v/\pi}) \quad (3.10)$$

Розподіл тиску знайдемо з отриманого виразу з допомогою формули:
 $P = i k \rho_0 c \Phi$, де ρ_0 – питома густина середовища [31]:

$$\left| \frac{P_{\text{ац}}}{P_{\text{фц}}} \right| = \left(1 + \frac{2v}{\pi K_p^2} \right) \cdot \left\{ \frac{\pi}{2v} (C_2^2(v) + S_2^2(v)) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (3.11)$$

де $|P_{\text{фц}}| = P_0 K_p$ – звуковий тиск у фокусі ($v \rightarrow 0$)

З врахуванням (3.8) формула (3.11) може бути застосована до:

$$v \ll 0.8 K_p^2 \quad (3.12)$$

При зменшенні K_p акустичний фокус зміщується від геометричного у бік до перетворювача.

Протяжність фокальної зони на рівні 0.707, як слідує з графіка, рівна $2\Delta v = 5.4$, або $2\Delta z_0 / r_f = 6.9 / K_p^2$, або

$$2\Delta z_0 = 6.9 \cdot \lambda \cdot \left(r_f / D \right)^2 \quad (3.13)$$

Останній вираз зручно при знаходженні компромісу між кількістю зон динамічного фокусування і поперечної роздільною здатністю медичного ультразвукового сканера [31].

Зсув акустичного фокуса від геометричного без побудови кривої розподілу тиску в фокальній області [31]:

$$\frac{z_{\text{оа}}}{r_f} = \frac{9.1}{K_p^4} \quad (3.14)$$

де $z_{\text{оа}}$ – зміщення акустичного фокуса щодо геометричного.

Розподіл тиску в фокальній області фронту [31]:

$$\left| \frac{P_{\text{фц}}}{P_{\text{фц}}} \right| = \frac{\sin(kx_0 \alpha_m)}{kx_0 \alpha_m} \quad (3.15)$$

Визначимо розмір фокальної смуги циліндричного фронту нескінченної висоти на рівні 0,707 по тиску. Функція (3.15) дорівнює 0,707 при $\alpha_m \cdot k \cdot x_0 = \pm 1.39$. Звідси [31]:

$$2x_{0.707} = 0.89 \cdot \lambda \cdot \left(r_f / D \right) \quad (3.16)$$

де $2x_{0.707}$ - поперечна роздільна здатність.

3.2. Акустичне поле циліндричного фронту кінцевої довжини

Оскільки реальна система фокусування, яка створює циліндричний фронт, що сходиться, обмежена, необхідно вивчити вплив кінцевої довжини випромінюючої поверхні на отримані результати.

Геометрія задачі наведена на рис. 3.2 [31].

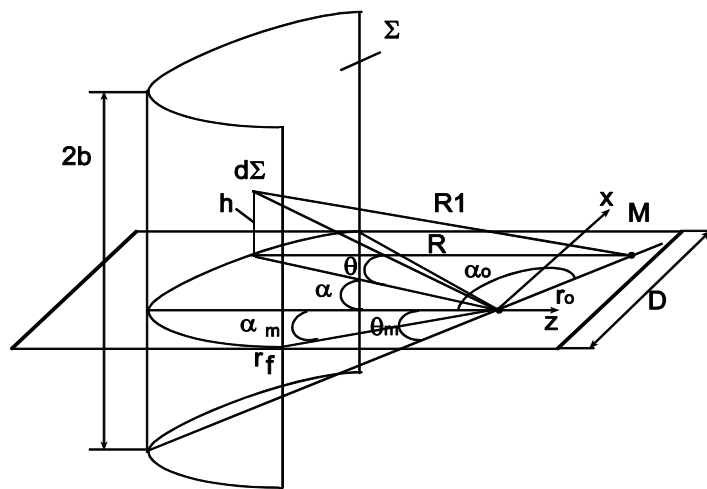


Рис.3.2 - Геометрія задачі

$$R_1 = r_f \cdot (\sec^2 \theta + \beta^2 - 2\beta \cdot \cos(\alpha - \alpha_0))^{1/2} \quad (3.17)$$

– відстань від точки спостереження М до ділянки поверхні $d\Sigma$ хвильового фронту, де $\beta = r_0/r_f$, $\rho = k \cdot r_0$, $2b$ – висота фронту [31];

Потенціал для тривимірного випадку [31]:

$$\Phi(\rho, \alpha) = -\frac{1}{2\pi} \cdot v_0 r_f^2 \int_{-\theta_m}^{\theta_m} h(-kr_f \cdot \sec \theta) \cdot \sec \theta \cdot d\theta \cdot \int_{-\alpha_m}^{\alpha_m} h(\rho \cos \theta \cdot \cos(\alpha - \alpha_0)) d\alpha \quad (3.18)$$

Визначити потенціал в середині вісі хвильового фронту $\rho=0$ [31]:

$$\Phi(0) = -2v_0 \alpha_m \sqrt{\frac{r_f}{\pi k}} \cdot h(-kr_f) [C_2(\omega) - iS_2(\omega)] \quad (3.19)$$

Потенціал у фокусі для нескінченного циліндричного фронту [31]:

$$\Phi_f = -iv_0 \alpha_m \sqrt{\frac{2r_f}{\pi k}} \cdot h(-(kr_f - \frac{\pi}{4})) \quad (3.20)$$

Взявши відношення модулів виразів (3.19) і (3.20), отримаємо [31]:

$$\left| \frac{\Phi(0)}{\Phi_f} \right| = \left| \frac{P(0)}{P_f} \right| = \sqrt{2} \cdot [C^2(\sqrt{2\omega/\pi}) + S^2(\sqrt{2\omega/\pi})]^{1/2}, \quad (3.21)$$

$$\text{де } \sqrt{2\omega/\pi} = \sqrt{2} \cdot b / \sqrt{\lambda r_f}.$$

Представимо результати розрахунків по формулі (3.21) графічно на рис.3.3. [31]:

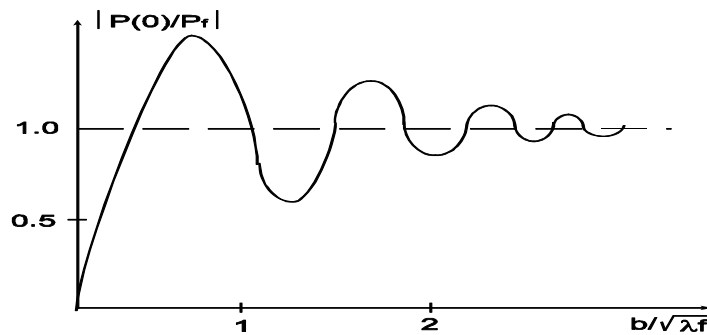


Рис.3.3

Видно, що моделлю нескінченно.го циліндричного фронту для розрахунку реальних фокусуєчих систем можна користуватися, якщо виконується умова [31]:

$$\frac{b}{\sqrt{\lambda \cdot r_f}} < 1.5 \quad (3.22)$$

Для отримання постійної роздільної здатності глибини зондування ультразвуку по всій біологічній тканині використовується динамічне фокусування приймального променя - поетапне переміщення фокусної області і зміна розміру приймальної апертури одночасно з переміщенням відлуння-сигналу. При цьому для забезпечення заданої поперечної роздільної здатності виникає задача розрахунку моментів перетину, фокусних відстаней, кількості зон і розміру приймальні апертури [31].

3.3. Розрахунок фокусних відстаней

Для забезпечення незмінної ширини по всій протяжності зондування скануючого ультразвукового пучка, розглянемо режим динамічного фокусування. Він полягає в тому, що в процесі прийому відлуння - сигналів відбувається безперервна зміна довжини лінії затримки таким чином, що положення фокуса переміщується одночасно з прийнятим відлуння - сигналом. Поставлена задача на практиці може бути досягнута послідовним фокусуванням променю на певні фіксовані відстані від робочої поверхні. Також можливий випадок, коли поєднуються в цифровому конверторі фрагменти відлуння - зображень, отриманих з окремих фокусних зон. Тоді максимальне число цих зон обмежується, так як частота сканування знижується в число раз, та дорівнюватиме кількості зон. А, отже, й знизиться швидкість сканування.

Метою подальшого розрахунку полягає в знаходженні фокусних відстаней r_{f_1}, r_{f_2} при заданій поперечній роздільній здатності і значень апертур D_1, D_2 , які відповідають заданим фокусним відстаням [31].

Початкові дані для розрахунку:

- межі глибини зондування $r_{\min}=30$ мм, $r_{\max}=40$ мм;
- частота ультразвукових коливань $f_0=2.5$ МГц;
- швидкість поширення ультразвукової хвилі в м'якій тканині $c=1540$ м/с;
- ширина решітки п'єзоелементів $H=9$ мм;
- поперечна роздільна здатність в фокальній площині 0,6 мм.

1. Визначимо відношення r_f/D за формулою (3.16)

Звідки $r_f/D=1.09$

2. Оберемо моменти перетину фокусних відстаней і апертур таким чином, щоб інтенсивність на кордонах зони становила 0,5 від інтенсивності в центрі. При цьому розмір пучка на кордонах буде в 2 рази більше, ніж в центрі, так як потужність в пучку залишається незмінною.

Протяжність фокальної зони на рівні 0,707 за рівнем визначається за формулою (3.13): $2 \Delta z_0 = 5.05 \cdot 10^{-3} \text{ м}$

3. Визначаємо кількість фокусуєчих зон:

$$n = \frac{r_{\max} - r_{\min}}{2 \Delta z_0} \quad (3.23)$$

Отже, отримаємо $n=2$.

4. Знаходимо в першому наближенні значення фокусних відстаней (r_f), зміщення акустичного фокуса від геометричного (z_{0a}), значення апертур (D) і коефіцієнтів підсилення за тиском (K_p).

$$r_{f_2} = r_{\max} - \Delta z_0 = 37,475 \text{ мм}; \quad D_1 = \frac{r_{f_1}}{1.09} = 34,38 \text{ мм}; \quad K_{p_1} = \frac{D}{\sqrt{\lambda \cdot r_{f_1}}} = 7.15;$$

$$z_{0a2} = \frac{9.1 \cdot r_{f_1}}{(K_{p_1})^4} = 0.13 \text{ мм};$$

$$r_{f_1} = r_{f_2} - 2\Delta z_0 = 32,425 \text{ мм}; \quad D_1 = \frac{r_{f_1}}{1.09} = 29,75 \text{ мм}; \quad K_{p_1} = \frac{D}{\sqrt{\lambda \cdot r_{f_1}}} = 6.19;$$

$$z_{0a2} = \frac{9.1 \cdot r_{f_1}}{(K_{p_1})^4} = 0.23 \text{ мм};$$

Залишивши межі фокальних зон незмінними і зміщуючи геометричний фокус в кожній зоні в напрямку від перетворювача на z_{0a} так, щоб розподіл тиску був симетричним щодо акустичного фокуса, знаходимо уточненні значення фокусних відстаней і апертур, при цьому зміною K_p можна знехтувати:

$$r_{f_1} = 32.655 \text{ мм} \quad D_1 = 29.75 \text{ мм}$$

$$r_{f_2} = 37.61 \text{ мм} \quad D_2 = 34.48 \text{ мм}$$

Перевіримо виконання умови (3.22) для r_{f_1} та r_{f_2} .

У нашому випадку умова виконується, отже, для розрахунку існуючих фокусуєчих систем можна використовувати нескінченний циліндричний фронт. Також виконання цієї умови дозволяє фокусувати ультразвуковий пучок в перпендикулярному напрямку за допомогою акустичної лінзи.

3.4. Розрахунок польових характеристик лінійної матриці плоских п'єзоелементів.

Геометрія задачі наведена на рис. 3.4.: n - кількість синфазно порушуваних елементів в одному каналі; N - кількість каналів, яка приймає участь при формуванні пучка; t - ширина випроміненої поверхні одного елемента; T - відстань між фазовими центрами сусідніх елементів; g - проміжок між елементами; L - відстань між фазовими центрами крайніх елементів антенної решітки; H - довжина одного елемента; D - апертура антенної ґратки [31].

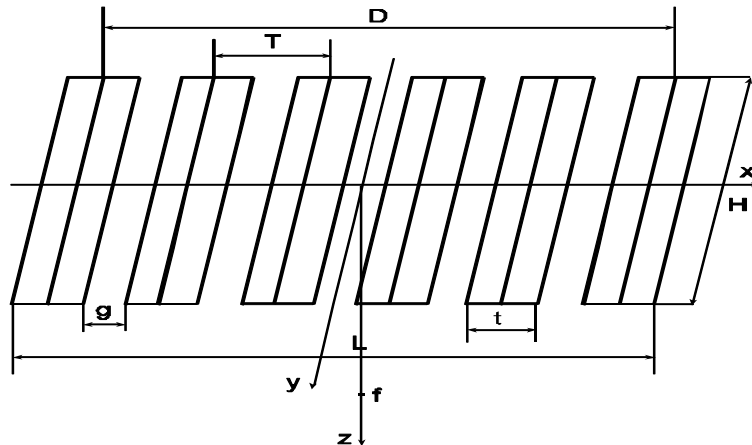


Рис. 3.4. Елементи лінійної антенної решітки

Координати точки спостереження ($x_n, y_n=0, z_n$) [12]:

$$R_j = \sqrt{(x_n - (x_j + x))^2 + y^2 + z_n^2} \quad (3.24)$$

де x_j - координата середини j -го елемента,

$$x_j = T \cdot (2j - N \cdot n - 1) / 2.$$

На поверхні випромінювача тиск P_0 . А створений тиск точці (x_m, z_m) j -им елементом дорівнює [12]:

$$\frac{P_0}{\lambda} \int_{-t/2}^{t/2} dx \cdot 2 \int_0^{H/2} \frac{e^{i\omega_0(t-t_{3j}-R_j/c)}}{R_j} \cdot e^{-\beta\omega_0(t-t_{3j}-R_j/c)} \cdot \delta(t-t_{3j}-R_j/c) dy, \quad (3.25)$$

а сумарний тиск [12]:

$$P = \frac{P_0}{\lambda} \cdot \sum_{j=1}^{nN} \int_{-t/2}^{t/2} dx \cdot 2 \int_0^{H/2} \frac{e^{i\omega_0(t-t_{3j}-R_j/c)}}{R_j} \cdot e^{-\beta\omega_0(t-t_{3j}-R_j/c)} \cdot \delta(t-t_{3j}-R_j/c) dy \quad (3.26)$$

Ми розглядаємо випадок, коли амплітудний розподіл по поверхні елемента [12]:

$$A_j = 2Po / \lambda$$

$$P = e^{i\omega_0 t} A_j \sum_{j=1}^{nN} e^{(-i\omega_0 t_{3j} - \beta\omega_0(t-t_{3j}))} \int_{-t/2}^{t/2} dx \cdot \int_0^{H/2} \frac{e^{-ikR_j}}{R_j} \cdot e^{\beta k R_j} \cdot \delta(t - t_{3j} - R_j/c) dy \quad (3.27)$$

Тут:

$$t_{3j} = \frac{1}{c} (\sqrt{x_N^2 + r_f^2} - \sqrt{x_j^2 + r_f^2}) \quad (3.28)$$

– затримка за часом, що вводиться в j -тий елемент,

f - фокусуюча відстань; $\delta(t)$ -функція включення; $\beta = \alpha/\omega_0$, де α – коефіцієнт

затухання; x_N - координата середини крайньої групи елементів;

$x_N = \frac{N-1}{2} \cdot nT$ (крайній праворуч); $x_N = \frac{2J - N - 1}{2} \cdot nT$ – координата середини

J групи, де $J = \left[\frac{j-1}{n} \right] + 1$ – номер групи ($J=1$ – для крайньої лівої групи) [12].

3.4.1. Дослідження акустичного поля в залежності від напрямку випромінювання

Ультразвуковий пучок у приладі для диференційної діагностики слуху [65-69] формується за допомогою багатoelementної решітки з розмірами окремого елемента в кілька довжин хвиль, шляхом введення між електричними сигналами, що подаються або приймаються з елементів, таких затримок, які забезпечують фокусування полів у цій точці на осі пучка, та додатково – за допомогою акустичних лінз. Перемикаючи затримки і переміщуючи фокус в режимі приймання від перетворювача, тобто здійснюючи динамічне фокусування можна отримати паралельний пучок [12].

Представимо розрахунок акустичного поля фазованих решіток з фокусуючим ультразвуковим пучком, який відхиляється від осі решітки, тобто, змінює кут випромінювання, при цьому фокусна відстань залишається незмінною [31].

Так для розрахунку нам необхідно ввести кут під час затримки, і від цього вже зміниться загальний вигляд виразу для тиску (3.27). За допомогою програмного

забезпечення MATLAB та введені кута $(-45^0, +45^0)$ отримаємо графіки розподілу тиску за глибиною, які наведені на рис.3.5(а-в)-3.6 [12].

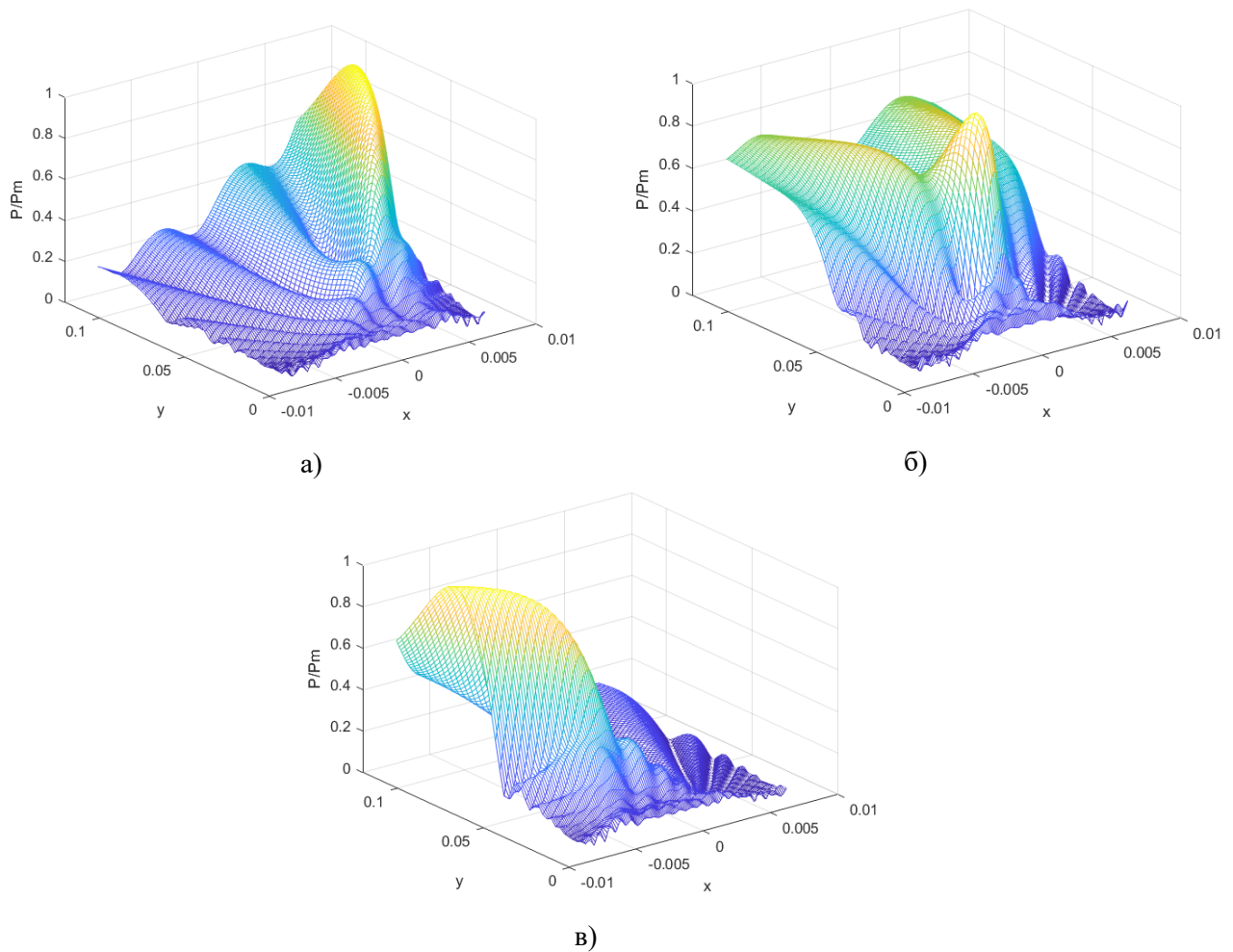


Рис. 3.5(а-в). Розподіл тиску по глибині при куті випромінення $+45^0, 0^0, -45^0$ відповідно (коефіцієнт затухання $\alpha=0$), тиск $P_{\max}=0,4801$

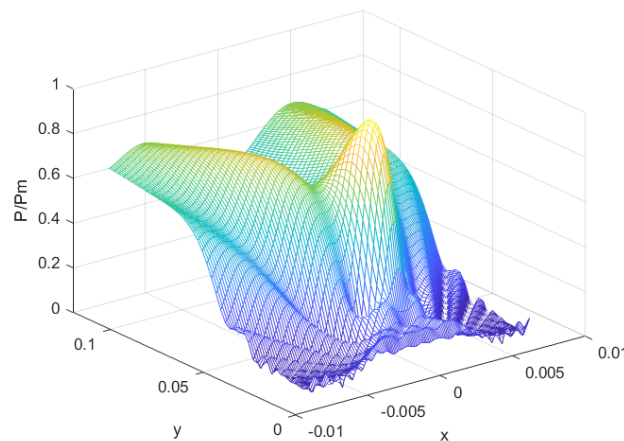
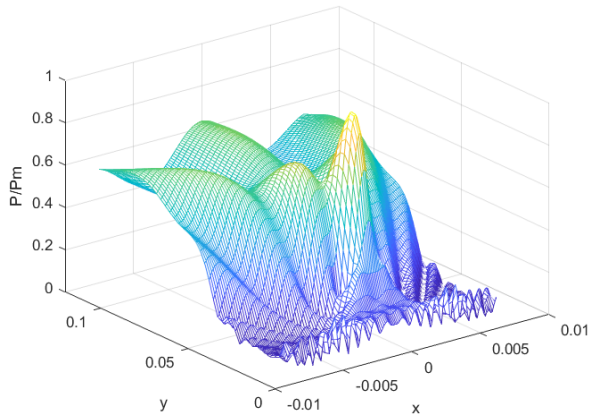


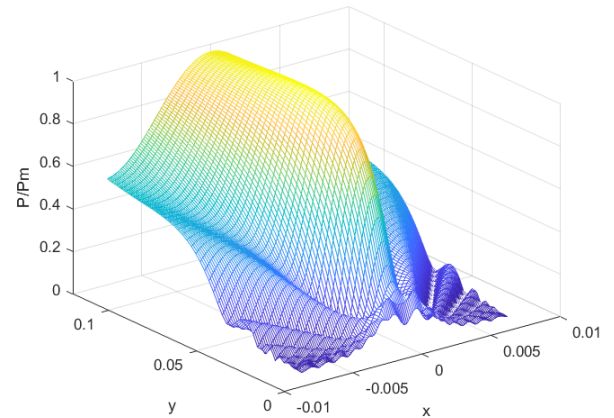
Рис.3.6. Розподіл тиску по глибині при відхиленні 0^0 (коефіцієнт затухання $\alpha = 0,7$), тиск $P_{\max}=0,3461$

З рис.3.5.-3.6. можна зробити висновки, що відхилення ультразвукового пучка від осі решітки призводить до збільшення дифракційних максимумів, а також, що до таких же наслідків призводить і збільшення коефіцієнту згасання [12].

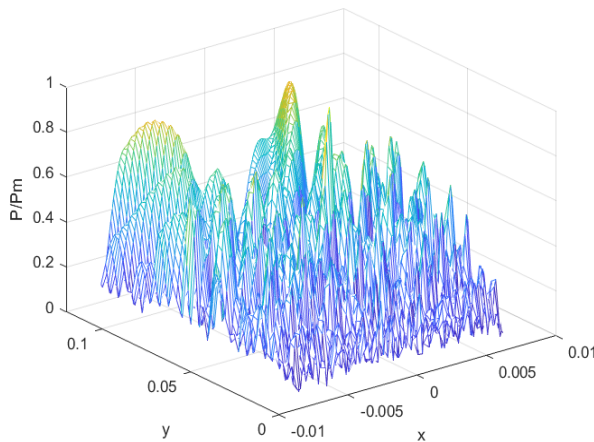
Тепер змінимо відстань між групами п'єзоелементів, що працюють синфазно: $\lambda, \lambda/2, 3\lambda$. Відстань між сусідніми п'єзоелементами залишається при цьому незмінною. Графіки розподілу тиску за глибиною для відповідних відстаней наведені на рис.4 [12].



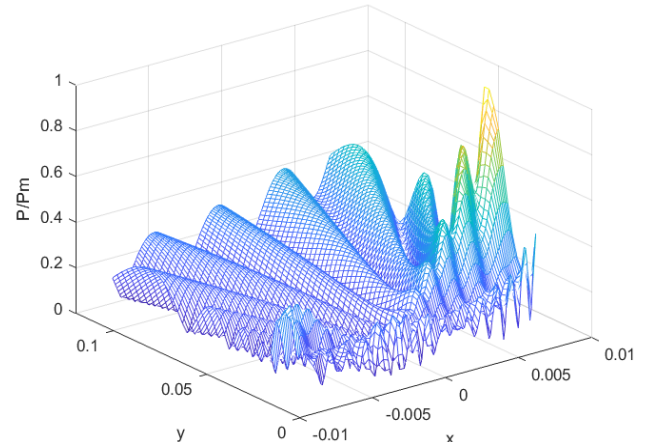
(a)



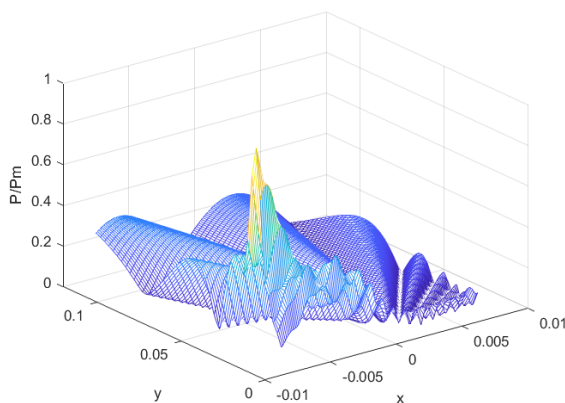
(б)



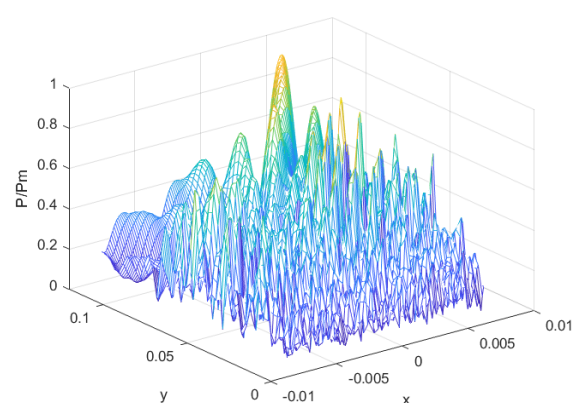
(в)



(г)



(д)



(е)

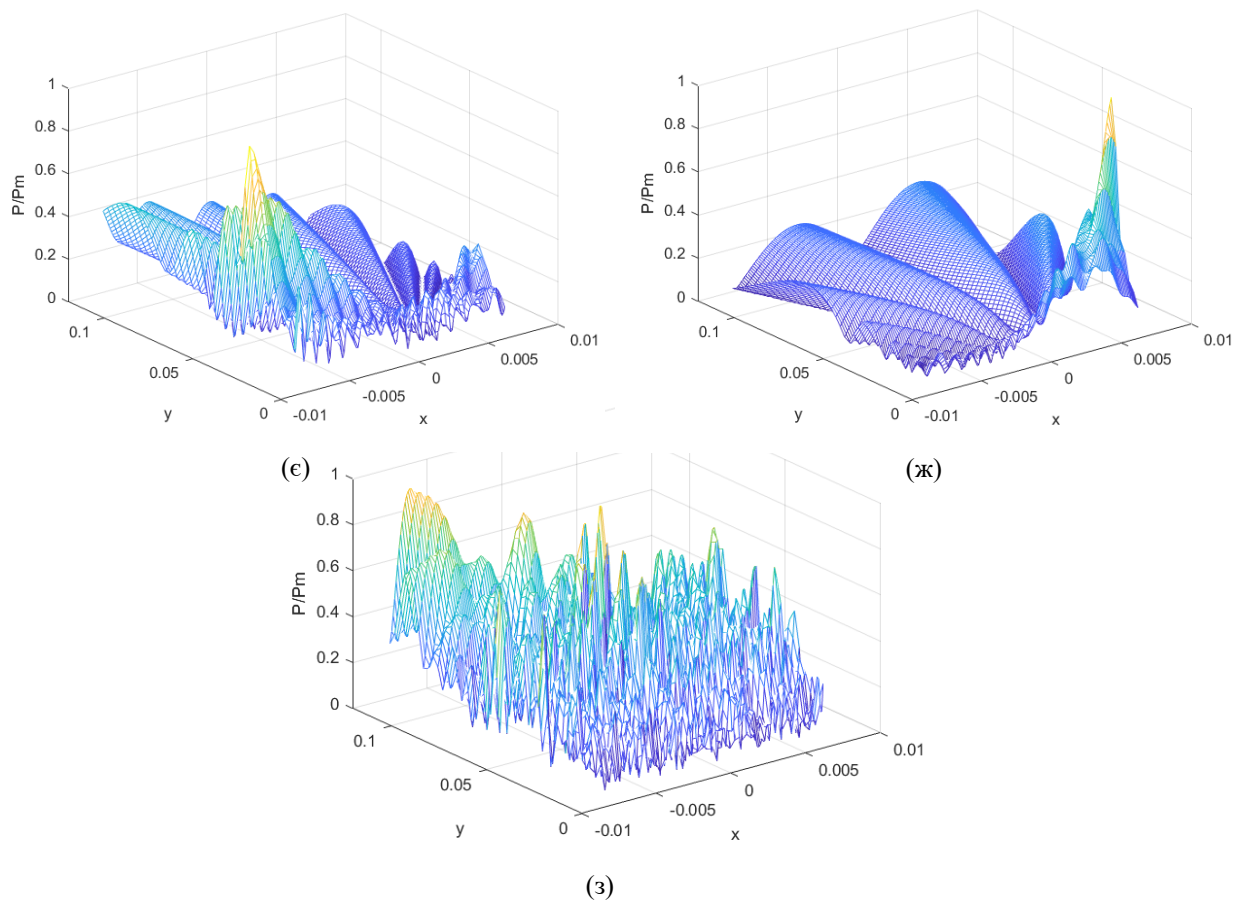


Рис.3.7(а-з). Розподіл тиску по глибині при відхиленні від вісі відповідно:

$$(а-в) - 0^\circ \lambda - P_{\max} = 0,3089; \lambda / 2 - P_{\max} = 0,4433; 3\lambda - P_{\max} = 0,2669,$$

$$(\Gamma-е) - -45^\circ \lambda - P_{\max} = 0,1716; \lambda / 2 - P_{\max} = 0,2009; 3\lambda - P_{\max} = 0,23,$$

$$(\epsilon-з) - +45^\circ \lambda - P_{\max} = 0,179; \lambda / 2 - P_{\max} = 0,1979; 3\lambda - P_{\max} = 0,2284$$

З рис.3.7. видно, що максимальний рівень основного максимуму і мінімальний дифракційних максимумів спостерігається у випадку коли відстань між групами, що працюють синфазно, складає півдовжини хвилі [12].

3.4.2. Дослідження акустичного поля в залежності від тривалості випромінюваного імпульсу

Тепер дослідимо питання впливу на польові характеристики лінійної решітки п'єзоелементів тривалості випромінюваного імпульсу [12].

Припустимо, що система сфокусована в точку $(0, f)$, тобто збуджується імпульсами виду:

$$f(t) \cdot \exp(i\omega_0 t), \quad (3.29)$$

де $f(t)$ -огинача [31].

У цьому випадку члени в сумі у виразі (9) необхідно домножити на [12]:

$$f(t - \Delta R_j / c) \cdot \exp(i\omega_0 \cdot (t - \Delta R_j / c)), \quad (3.30)$$

оскільки внесок у суму кожного лінійного джерела починається з моменту приходу імпульсу, затриманого на час [12]:

$$t_i = \frac{1}{(2cf) \cdot (x_{1.N}^2 - x_j^2)}, \quad (3.31)$$

де

$$\Delta R_j = \sqrt{z^2 + (x_j - x)^2} - \sqrt{f^2 + x^2} \approx \Delta z - x_j x / f, \quad (3.32)$$

$(x_j - x)^2 \ll z^2$ - різниця відстаней від точки $(x_j, 0)$ до точок (x, z) та $(0, f)$,
 (x, z) - координати точки спостереження, $(x_j, 0)$ - координати елементів решітки,
 $\Delta z = z - f$ у фокальній площині $\Delta z = 0$, $\Delta R = -x_j x / f$.

Спочатку розглянемо безперервну решітку з точками решітки, розташованими на прямій $(x', 0)$, а потім розглянемо кінцеву кількість елементів при розташуванні елементів решіток у точках $(x_j, 0)$ на відстані T один від одного [12].

При великій кількості елементів у групі N суму можна замінити інтегруванням за координатами $x' = x_j$ і тоді у фокальній площині ($z = f$) [12]:

$$P(t, x, f) = P \cdot \int f(t - \Delta R_j / c) \cdot \exp[i\omega_0(t - \Delta R / c)] \cdot W(x') dx', \quad (3.33)$$

де - $W(x')$ вагова функція решітки, яка враховує неоднорідність збудження,

$$P = \frac{\rho_0 c q}{\sqrt{\lambda f}} \cdot \exp[-ik(f + x_N^2 / (2f))]. \quad (3.34)$$

Функцію $W(x')$ при $|x'| \leq D / 2$ представимо у вигляді її розкладу у ряд Фур'є [12]:

$$W(x') = \sum_m A_m \cdot \exp(-i2m\pi x' / T), \quad (3.35)$$

де

$$A_m = -\int W(x') \cdot \exp(-i2m\pi x' / T) dx', A_0 = -\int W(x') dx'. \quad (3.36)$$

Далі, використовуючи вирази (3.29-3.32), можна визначити амплітуду дифракційного максимуму решітки з номером m ($x = x_m = m\lambda f / T$) [12]:

$$P_m(0, x_m, f) = P \cdot A_m \int_{-D/2}^{D/2} f\left(\frac{mx'}{f_0 T}\right) dx'. \quad (3.37)$$

У системі, яка використовує імпульси з Гаусівською формою огинаючої $f(t) = \exp(-(t / \tau)^2)$ (τ -тривалість імпульсу на відповідному рівні), відношення амплітуд дифракційного та основного максимумів у фокальній площині характеризується наступним виразом [12]:

$$P_{m\text{відн}} = \frac{P_m(0, x_m, f)}{P_m(0, 0, f)} = \frac{A_m \int_{-D/2}^{D/2} \exp\left(-\frac{mx'}{f_0 T \tau}\right)^2 dx'}{A_0 \int_{-D/2}^{D/2} dx'} = \frac{A_m \sqrt{\pi} f_0 \tau}{A_0 |m| N} \operatorname{erf}\left(\frac{mN}{2f_0 \tau}\right), \quad (3.38)$$

де $\operatorname{erf}(x)$ -інтеграл ймовірності [12]:

$$\operatorname{erf}(x) = 2 / \sqrt{\pi} \int_0^x e^{-y^2} dy; N = D / T. \quad (3.39)$$

Для $m = 1$ (3.38) переходить в [12]:

$$P_{1\text{відн}} = \frac{A_1}{A_0} \cdot \frac{\sqrt{\pi} f_0 \tau}{N} \operatorname{erf}\left(\frac{N}{2f_0 \tau}\right). \quad (3.40)$$

Якщо $x = N / 2 f_0 \tau \gg 1$, тобто $N \gg 2 f_0 \tau$, то [12]

$$\int_0^\infty e^{-y^2} dy = \sqrt{\pi} / 2, \quad (3.41)$$

$\operatorname{erf}(\infty) = 1$, при кінцевому $x \operatorname{erf}(x) \rightarrow 1$, та [12]:

$$P_{1\text{відн}} = \frac{A_1}{A_0} \cdot \frac{\sqrt{\pi} f_0 \tau}{N}. \quad (3.42)$$

З виразу (3.42) можна бачити, що відносна амплітуда першого дифракційного максимуму зменшується при зменшенні тривалості імпульсу τ і при збільшенні N [12].

3.5. Результати розрахунків основних параметрів випромінювача

Початкові дані: робоча частота 2.5 МГц , випромінююча потужність – максимальна за відсутності вимушеного охолодження; амплітуда збуджуючого електричного напруження – мінімальна.

Обрання типу п'єзокераміки засновано на п'єзокерамічному матеріалі, який має найбільше поширення в нашій країні, а саме цирконат-титоната свинцю (ЦТС) та тверді розчини чотирьох компонентних систем, що містять титонат свинцю та цирконат свинцю (ПКР). Але так як кварц непридатний для використання в діагностиці, тому що має низьку чутливість поза резонансом. Отже, використання п'єзокерамічного матеріалу типу PZT (ЦТС) має порівняно високий коефіцієнт електромеханічного зв'язку, а також має значну чутливість поза резонансом, що дає можливість використовувати для роботи в широкосмуговому режимі.

В якості матеріалу для п'єзoeлемента нами було обрано п'єзокераміку PZT – 8, для якої температура Кюрі – 300°C , а коефіцієнт електромеханічної зв'язку досягає 0.3 й більше.

В лінійній решітці можливі два варіанти поляризації п'єзoeлементів, а саме п'єзoelementи, які вчиняють поздовжні коливання по товщині і по довжині паралельно вектору електричного поля, а також поздовжні коливання по довжині перпендикулярно до вектору електричного поля.

Оберемо п'єзoelement, який здійснює повздовжні коливання по товщині.

Акустична система, що працює в режимі випромінювання та прийому, з робочою частотою - використовує частоту механічного резонансу п'єзoelementу f_0 , при якій по його товщині вкладається непарна кількість напівдовжин хвиль

$$(l_0 = \frac{n\lambda}{2} = \frac{nc}{2f_0}) \text{ [31]:}$$

$$f_0 = \frac{C^D}{2 \cdot l_0}, \quad (3.43)$$

де C^D - швидкість акустичних хвиль в п'єзокераміці PZT-8, $f_p = f_0 = 2.5 \text{ МГц}$ - робоча частота.

Підставивши значення в (3.43) отримаємо товщину п'єзоелементу [31]:

$$l_0 = \frac{C^D}{2f_0}. \quad (3.44)$$

Співвідношення, що визначає відсутність побічних мод коливань при визначеній товщині (3.44) $l_0 = 0,92 \text{ мм}$ [31]:

$$\frac{D}{l_0} \gg 2 \quad (3.45)$$

Звідси, оберемо діаметр п'єзоелемента рівним $D = 20 \text{ мм}$.

Перетворення плоского хвильового фронту у фронт, що сходиться можна здійснити за використанням акустичної лінзи (рис.3.8) [11]. Дана лінза має бути виготовлена з твердого матеріалу, де швидкість поширення ультразвуку перевищує її значення в рідких середовищах. Звідси випливає, що твердотільні лінзи мають плоско-ввігнуту форму. В якості матеріалу акустичної лінзи обрали— органічне скло зі швидкістю поширення ультразвуку $c_1 = 2700 \text{ м/с}$. Для порівняння було проведені розрахунки для сферичної та еліптичної лінзи[11]:

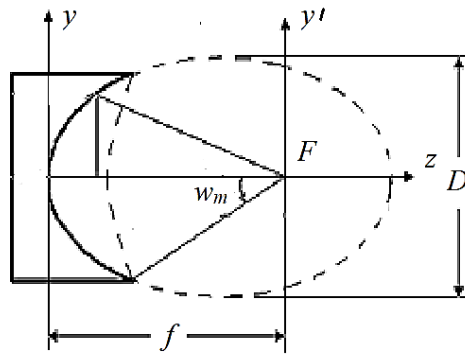


Рис. 3.8. Плоско-ввігнута еліптична лінза:

F – фокусна відстань лінзи, D – апертура лінзи, ω_m - апертурний кут

Фокусна відстань лінзи визначається виразом [11]:

$$F = \frac{R}{1-n}, \quad (3.46)$$

де R - радіус кривизни лінзи; $n = \frac{c_2}{c_1}$ – відношення швидкостей ультразвукових

хвиль в робочому середовищі та матеріалі лінзи.

За умови, що радіус кривизни $R = 10 \text{ мм}$, то фокусна відстань $F = 22.2 \text{ мм}$.

Одним з параметрів, що визначають якість фокусування системи, є коефіцієнт підсилення за тиском [11]:

$$K_p = \left| \frac{P_F}{P_S} \right| = kF(1 - \cos \theta_m) = \left(\frac{\pi R}{\lambda} \right) (1 - n), \quad (3.47)$$

де P_F - звуковий тиск в центрі фокальної плями, P_S - звукового тиску на поверхні п'єзоперетворювача, θ_m - апертурний кут

Таким чином, збільшення апертури випромінювача і зменшення довжини хвилі приводить, теоретично, до безмежного росту коефіцієнта підсилення. Однак хвильова природа звуку не дозволяє звести промінь у точку, а наявність згасання в реальному середовищі обмежує коефіцієнт підсилення.

поверхні п'єзоперетворювача.

Розподіл амплітуди тиску вздовж вісі z описується виразом [11]:

$$\left| \frac{P(z)}{P_F} \right| = \left| \frac{\sin(kz \frac{1 - \cos \omega_m}{2})}{kz \frac{1 - \cos \omega_m}{2}} \right|, \quad (3.48)$$

де ω_m - апертурний кут ($\sin \omega_m = \frac{D}{2 \cdot F}$), k - хвильове число. Значення $z = \pm z_0$,

при яких $P(z)$ дорівнює нулю, визначають довжину фокальної зони [11]:

$$2z_0 = \frac{2\lambda}{1 - \cos \theta_m} = 10,4 \text{ мм}. \quad (3.49)$$

Графік функції $\left| \frac{P(z)}{P_F} \right|$ приведений на рис. 3.9.

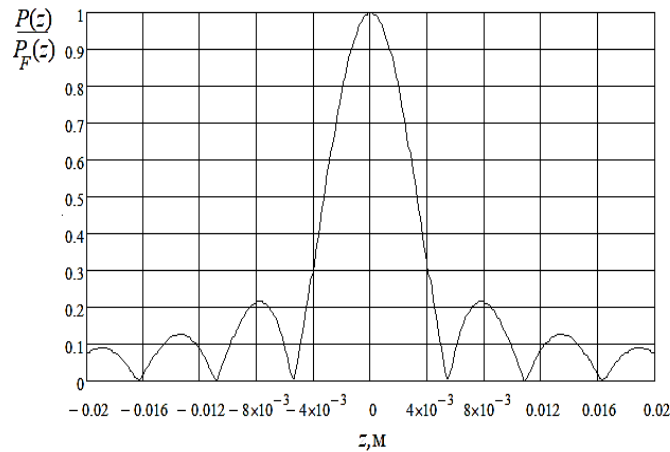


Рис. 3.9. Розподіл амплітуди тиску вздовж вісі фокусувальної системи

Іншим важливим параметром фокусування є радіус дифракційного кружка (кружка Ері) [31]:

$$r = 0,61 \frac{F\lambda}{a}. \quad (3.50)$$

Плосковвігнуті лінзи зі сферичною поверхнею мають велику сферичну аберацію. Однією з причин появи сферичної аберації є величина кута заломлення променя, що виходить з лінзи. При наближенні фокуса до центра кривизни, кути між променями і нормаллями до поверхні лінзи зменшуються (рис. 3.8). У межі, коли $n \rightarrow 0$ фокус F збігається з радіусом кривизни лінзи R , а сферична аберація відсутня.

Можна зробити висновок, що сферична лінза ефективно працює при малих значеннях коефіцієнта заломлення і малих кутових апертурах Θ_m .

Для виключення сферичної аберації варто надати поверхні ввігнутої лінзи таку форму, щоб на її виході утворився сферичний фронт, що збігається, з центром у фокусі F .

Для виключення сферичної аберації надамо поверхні ввігнутої лінзи таку форму, щоб на її виході утворився фронт, що збігається, з центром у фокусі F .

Рівняння твірної поверхні отримується з умови рівності часу приходу променів у фокус лінзи. Взявши два промені - один осьовий, а другий довільний, прирівнюємо час пробігу звукових хвиль [31]:

$$\frac{F}{c_2} = \frac{z}{c_1} + \frac{\sqrt{y^2 + (F - z)^2}}{c_2}. \quad (3.51)$$

З рівняння (3.51) знаходимо координати лінії перетину поверхні безабераційної лінзи площиною yOz (рис.3.10.):

$$z = \frac{F \cdot (1 - n) - \sqrt{F^2 \cdot (1 - n)^2 - (1 - n^2) \cdot y^2}}{1 - n^2}.$$

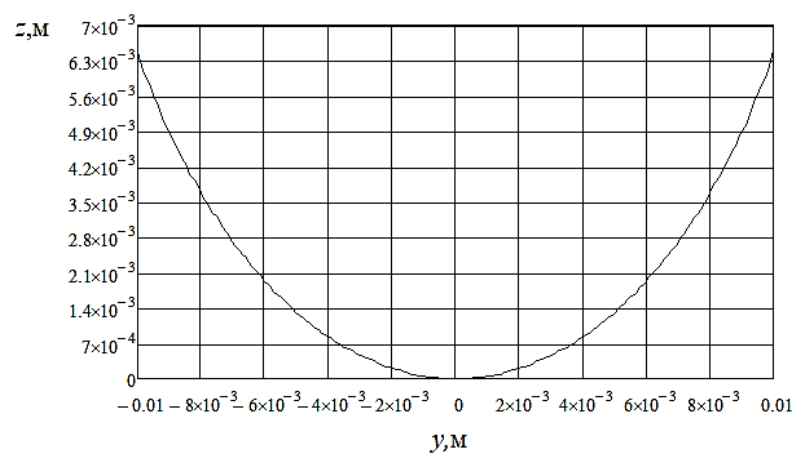


Рис.3.10. Лінія перетину поверхні безабераційної лінзи площиною yOz

3.6. Чотириполіусники елементів ультразвукових систем

Перетворювач було розглянуто у вигляді решітки з n – елементів.

Основною метою математичного опису п'єзоелементів є знаходження зв'язку між вхідними електричними і вихідними акустичними величинами в режимі випромінювання і навпаки - в режимі прийому. Кожний елемент решітки можна представити у вигляді чотириполіусника. Таким чином, завдання зводиться до визначення квадрупольної матриці.

Розглянемо елемент решітки.

Для розрахунку потрібна матриці коефіцієнтів, що описують електричні та механічні елементи системи. При цьому головне місце займає еквівалентний чотириполіусний електромеханічного перетворювача, який зв'язує електричні та механічні параметри.

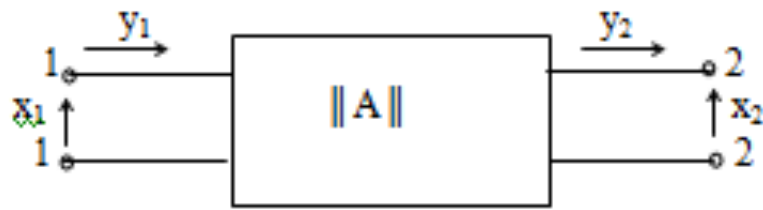


Рис. 3.11. Еквівалентний чотирьохполюсник елемента ультразвукової системи.

Загалом, будь-який елемент системи можна схематично представити чотирьохполюсником, як показано на рис.3.11. Вплив входних даних X_1 , Y_2 і вихідних даних X_2 , Y_1 пов'язані рівняннями.

$$\begin{aligned} X_1 &= A_{11}X_2 + A_{12}Y_2, \\ Y_1 &= A_{21}X_2 + A_{22}Y_2 \end{aligned} \quad (3.52)$$

У матричній формі дані рівняння мають наступний вигляд:

$$\begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix} = \|A_{mn}\| \cdot \begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix} \quad (3.53)$$

де $A_{mn}(m=1,2; n=1,2)$ – коефіцієнти чотирьохполюсника розглянутого елемента.

Якщо входними затискачами вважати 2-2, а вихідними 1-1 та змінити напрям впливу Y_1 і Y_2 на протилежні, показаними на рис. 3.11, тоді зв'язок між дією X_2 , Y_2 та X_1 , Y_1 описується за допомогою матриці $\|B\|$, тобто

$$\begin{Bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{Bmatrix} = \|B\| \cdot \begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{Bmatrix} \quad (3.54)$$

Можна показати, що для пасивних чотирьохполюсників

$$\|B\| = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \quad (3.55)$$

Коефіцієнти чотирьохполюсників пов'язані умовою

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

Звідси випливає, що для повного опису чотирьохполюсника достатньо буде знати лише три коефіцієнти.

У випадку розгляду електричного елемента під впливом дії X Y розуміють електричну напругу і струм. Для п'єзоелектричних перетворювачів, що працюють

у режимі випромінювання, вхідний вплив є електричним, а вихідний – механічним. Виходячи з електромеханічної аналогії, де напруга – це сила, а струм – швидкість коливання, надалі для механічного впливу будемо вибирати силу та швидкість коливання на активній поверхні п'єзоелектричних перетворювачів. Тому при аналізі еквівалентного чотириполюсника п'єзоелектричної пластини напруга і струм розглядаються як вплив X_1 , Y_1 , а сила і швидкість вібрації на робочій поверхні розглядаються як вихідні X_2 , Y_2 .

Механічні елементи ультразвукової системи у вигляді деяких шарів матеріалу можна описати за допомогою матриці коефіцієнтів, які пов'язують сили та вібраційні швидкості на одній поверхні шару з силами та вібраційними швидкостями на іншій поверхні. Тож у цьому випадку вплив X та Y – це сила та швидкість гойдання.

При складанні еквівалентного чотириполюсника п'єзоелектричної пластини передбачається, що пластина з однієї сторони навантажена граничним акустичним імпедансом z_1 , з іншої сторони z_2 .

Поперечний переріз п'єзоелектричної пластини, що працює в режимі випромінювання, зображено на рис.3.12. Механічні коливання в пластині збуджуються гармонійними напругами амплітуди U_1 , а через перетворювач протікає струм I_1 .

Рівняння руху для п'єзопластини записується у вигляді:

$$\rho_0 \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = \frac{\partial T}{\partial x}. \quad (3.56)$$

Тут ρ_0 — щільність; ξ — зміщення часток за віссю X ; T — пружна напруга (позитивна для розтягнення).

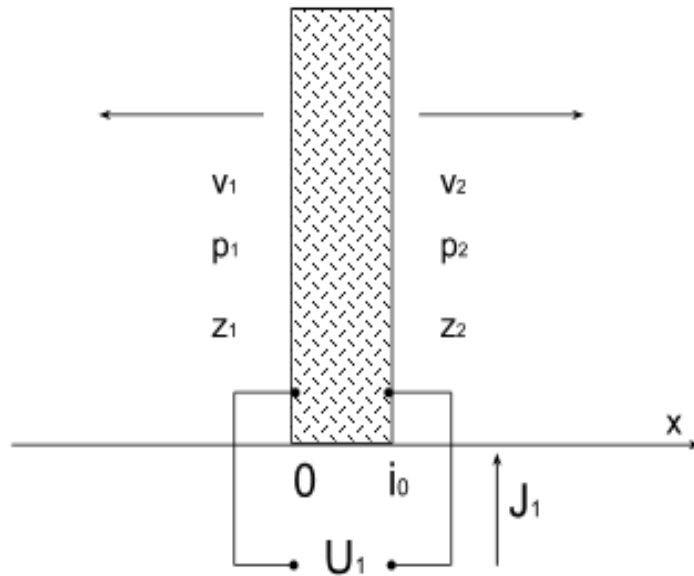


Рис.3.12. Випромінююча п'єзоелектрична пластина.

Коли пластина випромінювання збуджується гармонічною напругою, зсув ξ і напруга T також будуть синусоїдальними функціями. Якщо кутова частота напруги збудження дорівнює ω , тоді:

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2} = -\omega^2 \xi. \quad (3.57)$$

Підстановкою в (3.56) отримаємо

$$-\omega^2 \rho_0 \xi = \frac{\partial T}{\partial x}. \quad (3.58)$$

З урахуванням п'єзоефекту рівняння (3.7) перепишемо у такому вигляді:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\omega^2 \rho_0}{c^D} T = -\frac{\omega^2 \rho_0 e}{\epsilon^S c^D} D. \quad (3.59)$$

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

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} - \gamma_0^2 T = \gamma_0^2 \frac{e}{\epsilon^S} D. \quad (3.60)$$

Беручи до уваги механічні втрати у п'єзоперетворювачі, сталу пружності c^D слід вважати комплексною величиною:

$$c^D = c_0^D + j\omega a \quad (3.70)$$

Де c_0^D — дійсна величина;

a — коефіцієнт пропорційності.

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

$$\gamma_0 \approx j\omega \sqrt{\frac{\rho_0}{c_0^D}} + \frac{a\omega^2}{2c_0^D} \sqrt{\frac{\rho_0}{c_0^D}}. \quad (3.71)$$

У цьому рівнянні $\sqrt{\frac{c_0^D}{\rho_0}} = v^D$ — фазова швидкість розповсюдження ультразвукової хвилі в п'єзопластині;

$(a\omega^2 \sqrt{\rho_0/c_0^D} / 2c_0^D) = \lambda_0$ — амплітудний коефіцієнт поглинання хвилі.

Таким чином, рівняння (3.71) зводиться до вигляду:

$$\gamma_0 = \alpha_0 + j \frac{\omega}{v^D} = \alpha_0 + j \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.72)$$

де λ — довжина ультразвукової хвилі на частоті ω .

Вирішуючи диференційне рівняння (3.69), отримуємо:

$$T = C_1 ch\gamma_0 x + C_2 sh\gamma_0 x - \frac{e}{\varepsilon} D \quad (3.73)$$

Сталі інтегрування C_1 та C_2 визначаються з граничних умов:

$$\frac{p_1}{v_1} = \frac{-T_1}{v_1} = -z_1, \quad (3.74)$$

$$\frac{p_2}{v_2} = \frac{-T_2}{v_2} = z_2 \quad (3.75)$$

де p_1 , p_2 и v_1 , v_2 — відповідно тиск та коливальні швидкості на поверхнях п'єзопластини при $x=0$ и $x=l_0$.

Враховуючи, що $v = \partial \xi / \partial t$ та використовуючи співвідношення (3.67), отримуємо:

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

Тут z_0 — хвильовий акустичний опір п'єзовипромінювача, що записується таким чином:

$$z_0 = \frac{j\omega\rho_0}{\gamma_0} = \frac{\rho_0 v^D}{1 - j \frac{\alpha_0 v^D}{\omega}}. \quad (3.76)$$

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

$$z_0 \approx \rho_0 v^D. \quad (3.77)$$

Підставляючи значення v_1 , v_2 и p_1 , p_2 у рівняння (3.74) и (3.75), після перетворень маємо:

$$C_1 = \frac{eDz_0}{\varepsilon^S} \cdot \frac{z_1 + z_2 ch\gamma_0 l_0 + z_0 sh\gamma_0 l_0}{(z_0^2 + z_1 z_2) sh\gamma_0 l_0 + z_0 (z_1 + z_2) ch\gamma_0 l_0}, \quad (3.78)$$

$$C_2 = -\frac{eDz_0}{\varepsilon^S} \cdot \frac{z_2 ch\gamma_0 l_0 + z_0 (ch\gamma_0 l_0 - 1)}{(z_0^2 + z_1 z_2) sh\gamma_0 l_0 + z_0 (z_1 + z_2) ch\gamma_0 l_0}. \quad (3.79)$$

З урахуванням $p_2 = -T_2 = F_2/A_0$, $z_2 = p_2/v_2$ и $D = I_1/j\omega A_0$ підстановкою C_1 та C_2 у вираз (3.73) отримуємо рівняння зв'язку струму, що протікає крізь п'єзоелектричну пластину, із силою F_2 і коливальною швидкістю v_2 :

$$I_1 = A_{21}F_2 + A_{22}v_2 = \frac{a_{21}^*}{k}F_2 + \frac{a_{22}^*}{k}v_2, \quad (3.80)$$

де

$$k = \frac{e}{\omega \varepsilon^S A_0 z_0}; \quad (3.81)$$

$$a_{21}^* = \frac{j}{A_0 z_0} \frac{k_1 + cth\gamma_0 l_0}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}; \quad (3.82)$$

$$a_{22}^* = j \frac{1 + k_1 cth\gamma_0 l_0}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} \quad (3.83)$$

Рівняння, що пов'язує U_1 з силою F_2 та швидкістю v_2 , визначається таким чином.

$$T = -\left(e + \frac{\varepsilon^S c^E}{e}\right)E + \frac{c^E}{e}D. \quad (3.84)$$

Звідси

$$\int_0^{l_0} T dx = - \left(e + \frac{\varepsilon^S c^E}{e} \right) U_1 + \frac{c^E D l_0}{e}. \quad (3.85)$$

З іншого боку,

$$\int_0^{l_0} T dx = \frac{1}{\gamma_0} \left[C_1 \operatorname{sh} \gamma_0 l_0 + C_2 (ch \gamma_0 l_0 - 1) \right] - \frac{e D l_0}{\varepsilon^S} \quad (3.86)$$

Із рівнянь (3.85), (3.86), підставляючи значення C_1 та C_2 , отримуємо:

$$U_1 = I_1 \left[\frac{1}{j \omega C_0} + A_0 k^2 z_0^2 \frac{z_1 + z_2 + 2 z_0 th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{z_0^2 + z_1 z_2 + z_0 (z_1 + z_2) cth \gamma_0 l_0} \right], \quad (3.87)$$

де

$$C_0 = \frac{A_0 \varepsilon^S}{l_0}.$$

Підставляючи у (3.87) значення I_1 із рівняння (4.20) та враховуючи, що $z_2 = F_2 / A_0 v_2$, отримуємо вираз для еквівалентного чотириполіюсника:

$$U_1 = \left(k a_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j \omega C_0 k} \right) \cdot F_2 + \left(k a_{12}^* + \frac{a_{22}^*}{j \omega C_0 k} \right) v_2. \quad (3.88)$$

Тоді

$$a_{11}^* = \frac{j}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}, \quad (3.89)$$

$$a_{12}^* = j A_0 z_0 \frac{k_1 + 2 th \frac{\gamma_0 l_0}{2}}{k_1 + th \frac{\gamma_0 l_0}{2}} \quad (3.90)$$

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

$$\begin{Bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F_2 \\ v_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} k a_{11}^* + a_{21}^* / j \omega C_0 k & k a_{12}^* + a_{22}^* / j \omega C_0 k \\ a_{21}^* / k & a_{22}^* / k \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F_2 \\ v_2 \end{Bmatrix} \quad (3.91)$$

Де матриця коефіцієнтів a_{mn}^* ($m=1, 2; n=1, 2$) записується таким чином:

$$\|a^*_{mn}\| = \begin{vmatrix} a^*_{11} & a^*_{12} \\ a^*_{21} & a^*_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{j}{(k_1 + \text{th}(\gamma_0 l_0 / 2))} & jA_0 z_0 \cdot \frac{(k_1 + 2\text{th}(\gamma_0 l_0 / 2))}{(k_1 + \text{th}(\gamma_0 l_0 / 2))} \\ \frac{j}{A_0 z_0} \cdot \frac{(k_1 + \text{cth}(\gamma_0 l_0))}{(k_1 + \text{th}(\gamma_0 l_0 / 2))} & j \cdot \frac{(k_1 \text{cth}(\gamma_0 l_0) + 1)}{(k_1 + \text{th}(\gamma_0 l_0 / 2))} \end{vmatrix} \quad (3.92)$$

Отримані коефіцієнти еквівалентного чотириполіусника відповідають схемі, приведений на рис.3.13.

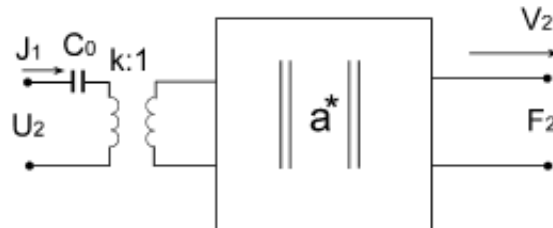


Рис.3.13. Еквівалентна схема чотириполіусника випромінюючої поверхні пластинки

У даній схемі C_0 буде рівним ємності стисненої п'єзоелектричної пластинки. Чотириполіусник $\|a^*\|$ включає тільки механічні величини. А електрична частина даної еквівалентної схеми пов'язана з чотириполіусником за допомогою трансформатора, де коефіцієнтом трансформації є k .

Фізичний зміст коефіцієнтів $\|A\|$: $A_{11} = U_1 | F_2 | z_2 = \infty$ – коефіцієнт трансформації, напруга – сила при жорстко стиснутій робочій поверхні п'єзопластини; $A_{12} = U_1 | v_2 | z_2 = 0$ – коефіцієнт трансформації, напруга – коливальна швидкість при вільній робочій поверхні; $A_{21} = U_1 | F_2 | z_2 = \infty$ – коефіцієнт трансформації, струм – сила при жорстко затиснутій робочій поверхні; $A_{22} = U_1 | v_2 | z_2 = 0$ – коефіцієнт трансформації, струм – коливальна швидкість при вільній робочій поверхні.

Вхідний електричний опір п'єзоелектричної пластинки:

$$Z_{ex} = \frac{1}{j\omega C_0} + A_0 k^2 z_0 \cdot \frac{k_1 + k_2 + 2\text{th}(\gamma_0 l_0 / 2)}{1 + k_1 k_2 + (k_1 + k_2) \text{cth}(\gamma_0 l_0)} \quad (3.93)$$

При складанні еквівалентної схеми п'єзоприймача враховуємо, що одна сторона приймальної пластини навантажена граничним акустичним опором z_l , а

інша – збуджена силою F (рис. 3.14). Коливальна швидкість сили F , що діє на поверхню, дорівнює v . Товщина приймальної пластини l_0 , площа A_0 . Коли п'єзоприймач навантажений електричним опором $Z_{ел}$, через нього протікає струм I_2 (напрямок струму якого протилежний струму I_1 у випадку п'єзовипромінення), і напруга на обкладинках пластинки рівна U_2 .

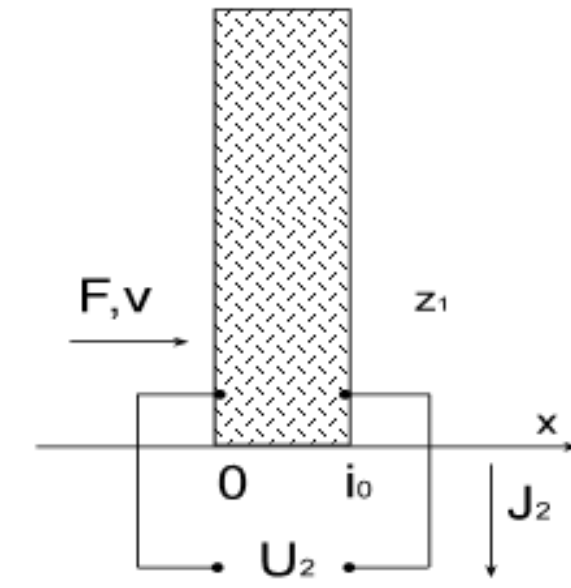


Рис. 3.14. Приймаюча п'єзоелектрична пластинка

Рівняння еквівалентного чотиріполюсника п'єзоприймача записуються у вигляді:

$$F = B_{11}U_2 + B_{12}I_2 \quad (3.94)$$

$$v = B_{12}U_2 + B_{22}I_2 \quad (3.95)$$

З теорії пасивних чотиріполюсників випливає:

$$B_{11} = A_{22}; B_{12} = A_{12}; B_{21} = A_{21}; B_{22} = A_{11}, \quad (3.96)$$

тобто

$$\begin{cases} B_{11} = a_{22}^* / k & B_{12} = ka_{22}^* + \frac{a_{22}^*}{j\omega C_0 k} \\ B_{21} = a_{21}^* / k & B_{22} = ka_{11}^* + \frac{a_{21}^*}{j\omega C_0 k} \end{cases} \quad (3.97)$$

або

$$\begin{cases} B_{11} = b_{11}^* / k & B_{12} = kb_{12}^* + \frac{b_{11}^*}{j\omega C_0 k} \\ B_{21} = b_{21}^* / k & B_{22} = kb_{22}^* + \frac{b_{21}^*}{j\omega C_0 k} \end{cases} \quad (3.98)$$

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

Еквівалентна схема п'єзоприймача відповідна до коефіцієнтів чотириполюсника (3.98), представлена на рис. 3.6. В такому випадку всі механічні величини перетворюються в електричні за допомогою трансформатора з коефіцієнтом трансформації $1:k$.

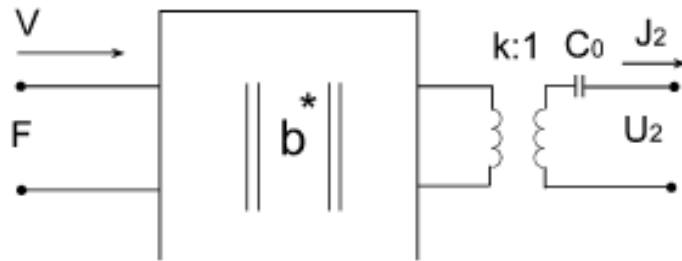


Рис. 3.15. Еквівалентна схема чотириполюсника приймаючої п'єзоелектричної пластинки

Фізичний зміст коефіцієнтів $\|B\|$: $B_{11} = F / U_2 | z_{el=\infty}$ – коефіцієнт трансформації, сила – напруга при замкненому колі електричного навантаження (холостий хід) п'єзоприймача; $B_{12} = F | I_2 | z_{el=0}$ – коефіцієнт трансформації, сила – струм при електричному короткому замиканні; $B_{21} = v / U_2 | z_{el=\infty}$ – коефіцієнт трансформації, коливальна швидкість – напруга при електричному холостому ході; $B_{22} = v / I_2 | z_{el=0}$ – коефіцієнт трансформації, коливальна швидкість – струм при короткому замиканні.

У більшості практичних випадків механічні втрати в п'єзоелектричній пластині набагато менші, ніж у кріпленнях. За цих умов отриманий загальний вираз для еквівалентного квадрупольного коефіцієнта спрощується заміною $th(\gamma_0 l_0 / 2) \longrightarrow jtg(\pi l_0 / \lambda)$ та $cth\gamma_0 l_0 \longrightarrow ctg(2\pi l_0 / \lambda)$, тоді

$$\|a^*\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{j}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} & A_0 z_0 \frac{jk_1 - 2tg \frac{\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \\ \frac{1}{A_0 z_0} \frac{jk_1 + ctg \frac{2\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} & \frac{j + k_1 ctg \frac{2\pi l_0}{\lambda}}{k_1 + jtg \frac{\pi l_0}{\lambda}} \end{array} \right\| \quad (3.99)$$

Коефіцієнти a_{mn}^* b_{mn}^* не залежать від п'єзокерамічних властивостей перетворювача. Крім того, коефіцієнти $a_{11}^* = b_{22}^*$ та $a_{22}^* = b_{11}^*$, а також нормовані коефіцієнти

$$a_{12}^{**} = b_{12}^{**} = \frac{a_{12}^*}{A_0 z_0} \quad (3.100)$$

та

$$a_{21}^{**} = b_{21}^{**} = A_0 z_0 a_{21}^* \quad (3.101)$$

які залежать тільки від ступеня демпфування, оцінюваного коефіцієнтом k_1 , а не від площі пластини. Крім того, враховуючи, що розрахунок цих коефіцієнтів займає багато часу, рекомендується використовувати комп'ютери та табуляції для їх розрахунку, розглядаючи узагальнені частоти як незалежні змінні $x = f/f_0$:

$$\begin{aligned} a_{11}^* = a_{11} + jb_{11} &= \frac{tg \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} + j \frac{k_1}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} \\ a_{12}^{**} = a_{12} + jb_{12} &= -\frac{k_1 tg \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} + j \frac{k_1^2 + 2tg^2 \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} \\ a_{21}^{**} = a_{21} + jb_{21} &= \frac{k_1 \left(ctg \pi x + tg \frac{\pi x}{2} \right)}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} + j \frac{k_1^2 - ctg \pi x \cdot tg \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} \\ a_{22}^* = a_{22} + jb_{22} &= \frac{k_1^2 ctg \pi x + tg \frac{\pi x}{2}}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} + j \frac{k_1 \left(1 - ctg \pi x \cdot tg \frac{\pi x}{2} \right)}{k_1^2 + tg^2 \frac{\pi x}{2}} \end{aligned} \quad (3.102)$$

При роботі п'єзоперетворювача на непарних гармоніках, тобто при $x = 2m+1$, де $m=0, 1, 2, \dots, n$ вираз (3.102) набуває виду:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} = a_{12} = a_{21} = a_{22} = 0 \\ b_{11} = 0; \quad b_{12} = 2; \quad b_{21} = \frac{1}{2}; \quad b_{22} = \frac{k_1}{2} \end{aligned} \right\} \quad (3.103)$$

При гармоніках $x=2m$ відповідно отримуємо:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} = a_{12} = 0; \quad a_{21} = a_{22} = \infty \\ b_{11} = \frac{1}{k_1}; \quad b_{12} = 1; \quad b_{21} = 1 - \frac{1}{2k_1^2}; \quad b_{22} = \frac{1}{2k_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.104)$$

На практиці інколи буде зручніше використовувати дещо видозміненою формою запису коефіцієнтів чотириполюсника п'єзоперетворювача:

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= \frac{l}{eA_0} \left[\frac{k_t^2}{\pi x} (a_{11} + jb_{11}) + (b_{21} - ja_{21}) \right], \\ A_{12} &= \frac{lz_0}{e} \left[\frac{k_t^2}{\pi x} (a_{12} + jb_{12}) + (b_{22} - ja_{22}) \right], \\ A_{21} &= \frac{l}{eA_0} \frac{x}{X_{C_0}} (a_{21} + jb_{21}), \\ A_{22} &= \frac{lz_0}{e} \frac{x}{X_{C_0}} (a_{22} + jb_{22}), \end{aligned} \right\} \quad (3.105)$$

де

$$X_{C_0} = \frac{1}{\varpi_0 C_0}; \quad \varpi_0 = 2\pi f_0$$

Для визначення матриці коефіцієнтів чотириполюсника неп'єзоелектричної пластини можна також використати хвильове рівняння, де ми вказуємо товщину l пластини, площу A_0 та граничний хвильовий акустичний опір z .

Схему наведено на рис. 3.15.

Розв'язок хвильового рівняння (3.56) відносно пружних напруг у даному випадку набуває вигляду:

$$T = C_1 \cosh x + C_2 \sinh x, \quad (3.106)$$

де C_1, C_2 — сталі інтегрування;

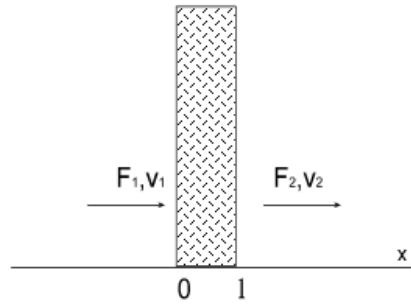


Рис. 3.16. Неп'єзоелектрична пластинка

$$\gamma = \alpha + j \frac{\varpi}{v} = \alpha + j \frac{2\pi}{\lambda},$$

При чому α — амплітудний коефіцієнт поглинання ультразвукової хвилі в пластинці;

v, λ — відповідно швидкість та довжина хвилі в пластинці. Коливальна швидкість

$$v = \frac{1}{z} (C_1 sh \gamma x + C_2 ch \gamma x) \quad (3.107)$$

З урахуванням умов з виразу (4.46) та (4.47) легко визначаються сталі інтегрування, а після деяких перетворень виходить така система рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= C_{11}F_2 + C_{12}v_2 = ch \gamma l \cdot F_2 + A_0 z sh \gamma l \cdot v_2 \\ v_1 &= C_{12}F_2 + C_{22}v_2 = \frac{sh \gamma l}{A_0 z} F_2 + ch \gamma l \cdot v_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.108)$$

Відповідно матриця коефіцієнтів неп'єзокерамічної пластинки може бути записана у вигляді:

$$\|C\| = \begin{bmatrix} ch \gamma l & A_0 z sh \gamma l \\ \frac{sh \gamma l}{A_0 z} & ch \gamma l \end{bmatrix} \quad (3.109)$$

яка аналогічна відповідній матриці коефіцієнтів для довжини електричного дроту. Відмінність полягає лише у тому, що в даному випадку до матриці входять сталі розповсюдження ультразвукової хвилі та хвильовий акустичний опір, а у випадку електричної лінії — сталі розповсюдження електромагнітної хвилі та хвильовий електричний опір лінії.

3.7. П'єзоелектричний випромінювач

Розглянемо загальний випадок розрахунку передатної функції механічно демпфованого п'єзоелектричного радіатора з довільним узгодженим числом шарів і розглянемо схему, до якої підключений генератор, тобто передатну функцію схеми перетворювача. Розглянемо тільки схему Г-типу, в більшості випадків схему підключення генератора легко спростити (рис. 3.17).

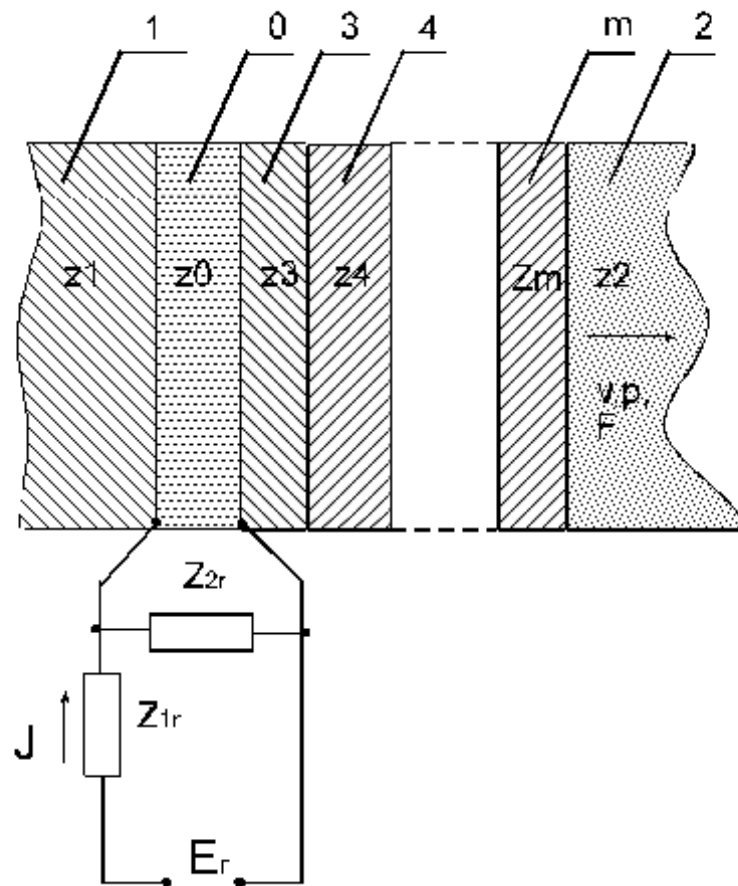


Рис. 3.17. П'єзовипромінювач з електричними колами включення

На схемі рис. 3.17: 1- демпфер; 0-п'єзоелемент; 2-робоче середовище; 3,4,...,m – перехідні шари; E -електрорушійна сила генератора; I -струм, що протікає через генератор; p, v, F – відповідно тиск, швидкість та сила на межі m -го перехідного шару – робоче середовище; Z_{1r}, Z_{2r} – електричні опори; z_0, z_1, z_2 – відповідно хвильовий акустичний опір п'єзоелемента, демпфера, робочого середовища; z_3, z_4, \dots, z_m – хвильовий акустичний опір відповідних перехідних шарів.

Нехай товщина m -го перехідного шару дорівнює l_m , а показник степеня першого перехідного шару $m=3$. Константа розповсюдження в m -му перехідному шарі дорівнює γ_m , ефективна поверхня випромінювання A_0 п'єзоелектричного перетворювача. Представляючи кожен елемент п'єзоперетворювача чотириполюсником, матричне рівняння системи можна записати таким чином:

$$\begin{pmatrix} E_r \\ I \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z_{1r} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{2r}} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{11}^{(m)} & S_{12}^{(m)} \\ S_{21}^{(m)} & S_{22}^{(m)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F \\ V \end{pmatrix} \quad (3.110)$$

де $\|S_{ij}^{(m)}\|$ ($i, j=1, 2$) — матриця m -шарової структури перехідних шарів, яка при поперечних розмірах перехідного шару значно більших за довжину хвилі в цьому шарі визначається виразом:

$$\|S_{ij}^{(m)}\| = \|P_{ij}^{(3)}\| \cdot \|P_{ij}^{(4)}\| \cdot \dots \cdot \|P_{ij}^{(m)}\|, \quad (3.111)$$

$$\text{де } \|P_{ij}^{(m)}\| = \begin{pmatrix} \operatorname{ch} \gamma_m l_m & A_0 Z_m \operatorname{sh} \gamma_m l_m \\ \frac{\operatorname{sh} \gamma_m l_m}{A_0 Z_m} & \operatorname{ch} \gamma_m l_m \end{pmatrix} \text{ — матриця } m\text{-го перехідного шару;}$$

$\gamma_m = \alpha_m + j \frac{2\pi}{\lambda_m}$, причому α_m и λ_m — відповідно коефіцієнти поглинання та довжина хвилі у m -му перехідному шарі.

Коефіцієнти матриці $\|S_{ij}^{(m)}\|$ можуть бути визначені шляхом послідовного перемноження матриць відповідних перехідних шарів і решти частини m -шарової структури:

$$S_{ij}^{(m)} = \sum_{k=1}^2 S_{ik}^{(m-1)} \cdot P_{kj}^{(m)}, \quad (3.112)$$

де

$$S_{ik}^{(m-1)} = \sum_{j=1}^2 S_{ij}^{(m-2)} \cdot P_{jk}^{(m-1)},$$

$$S_{ij}^{(m-2)} = \sum_{k=1}^2 S_{ik}^{(m-3)} \cdot P_{kj}^{(m-2)},$$

$$S_{ik}^{(41)} = \sum_{k=1}^2 P_{ij}^{(3)} \cdot P_{jk}^{(4)}.$$

Якщо не враховувати поглинання у перехідних шарах, то коефіцієнт $S_{11}^{(m)}$ та $S_{22}^{(m)}$ завжди дійсні, а коефіцієнти $S_{12}^{(m)}$ и $S_{21}^{(m)}$ — уявні величини.

Для отримання передаточної функції п'єзовипромінювача вираховується добуток матриць у рівнянні (3.10), після чого отримуємо такі вирази:

$$\begin{Bmatrix} E_r \\ I \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_{11}^* & A_{12}^* \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} F \\ V \end{Bmatrix}, \quad (3.113)$$

де

$$A_{11}^* = \left(1 + \frac{Z_{1\Gamma}}{Z_{2\Gamma}}\right) \cdot (A_{11}S_{11}^{(m)} + A_{12}S_{21}^{(m)}) + Z_{1\Gamma} (A_{21}S_{11}^{(m)} + A_{22}S_{21}^{(m)});$$

$$A_{12}^* = \left(1 + \frac{Z_{1\Gamma}}{Z_{2\Gamma}}\right) \cdot (A_{11}S_{12}^{(m)} + A_{12}S_{22}^{(m)}) + Z_{1\Gamma} (A_{21}S_{12}^{(m)} + A_{22}S_{22}^{(m)});$$

$$A_{21}^* = \frac{1}{Z_{1\Gamma}} \cdot (A_{11}S_{11}^{(m)} + A_{12}S_{21}^{(m)}) + (A_{21}S_{11}^{(m)} + A_{22}S_{21}^{(m)});$$

$$A_{22}^* = \frac{1}{Z_{2\Gamma}} \cdot (A_{11}S_{12}^{(m)} + A_{12}S_{22}^{(m)}) + (A_{21}S_{12}^{(m)} + A_{22}S_{22}^{(m)}).$$

З рівняння (3.103) легко визначається передаточна функція п'єзовипромінювача:

$$K_n = \frac{p}{E_r} = \frac{1}{A_0 A_{11}^* + \frac{A_{12}^*}{Z_2}} \quad (3.114)$$

Після підстановки значень коефіцієнтів A_{11}^* и A_{12}^* в рівняння (3.114) отримуємо:

$$K_n(x) = K_{no} \cdot \Phi_n(x) e^{j\phi_H(x)} \quad (3.115)$$

де

$$K_{C_0} = \frac{2e}{l_0}$$

$$\Phi_{II}(x) = \frac{1}{2\sqrt{(S_{11}^{(m)} * X - \frac{Z_m}{Z_2} S_{12}^{(m)} * M - \frac{Z_0}{Z_m} S_{21}^{(m)} * Y + \frac{Z_0}{Z_2} S_{22}^{(m)} * N)^2 + (S_{11}^{(m)} * M - \frac{Z_m}{Z_2} S_{12}^{(m)} * X - \frac{Z_0}{Z_m} S_{21}^{(m)} * N + \frac{Z_0}{Z_2} S_{22}^{(m)} * Y)^2}}$$

$$f_{UC}(x) = -\arctg \frac{S_{11}^{(m)} * M - \frac{Z_m}{Z_2} S_{12}^{(m)} * X - \frac{Z_0}{Z_m} S_{21}^{(m)} * N + \frac{Z_0}{Z_2} S_{22}^{(m)} * Y}{S_{11}^{(m)} * X - \frac{Z_m}{Z_2} S_{12}^{(m)} * M - \frac{Z_0}{Z_m} S_{21}^{(m)} * N + \frac{Z_0}{Z_2} S_{22}^{(m)} * Y}$$

$$S_{21}^{(m)} = -jS_{21}^{(m)} A_0 Z_m, \quad S_{12}^{(m)} = \frac{S_{12}^{(m)}}{jA_0 Z_m}$$

$$X = (1+a) \left(\frac{k_t^2}{\pi x} a_{11} + b_{21} \right) - b \left(\frac{k_t^2}{\pi x} b_{11} - a_{21} \right) + x(\xi a_{21} - \phi b_{21});$$

$$Y = (1+a) \left(\frac{k_t^2}{\pi x} b_{12} - a_{22} \right) + b \left(\frac{k_t^2}{\pi x} a_{12} + b_{22} \right) + x(\xi b_{22} + \phi a_{22});$$

$$M = (1+a) \left(\frac{k_t^2}{\pi x} b_{11} - a_{21} \right) + b \left(\frac{k_t^2}{\pi x} a_{11} + b_{21} \right) + x(\xi b_{21} + \phi a_{21});$$

$$N = (1+a) \left(\frac{k_t^2}{\pi x} a_{12} + b_{22} \right) - b \left(\frac{k_t^2}{\pi x} b_{12} - a_{22} \right) + x(\xi a_{22} - \phi b_{22});$$

$$\frac{Z_{1\Gamma}}{Z_{2\Gamma}} = \alpha + j\beta; \quad \frac{Z_{1\Gamma}}{X_{C_0}} = \xi + j\phi.$$

Величина $K_{II0} = 2e/l_0$ є максимальним коефіцієнтом передачі механічно недемпфованого п'єзовипромінювача без перехідного шару. З рівняння (3.115) видно, що функція $\Phi_{II}(x) = K_{II}(x) / K_{II0}$ є амплітудно-частотною характеристикою п'єзовипромінювача, нормованої відносно максимального значення коефіцієнта передачі п'єзоелектричної пластини. Фізичний зміст функції $\Phi_{II}(x)$ - зазначена функція на кожній частоті x вказує у скільки разів коефіцієнт передачі дослідного перетворювача більше чи менше величини $K_{II0} = 2e/l_0$. Якщо необхідно отримати абсолютне значення величин K_{II0} , достатньо значення $\Phi_{II}(x)$ домножити на $K_{II0} = 2e/l_0$.

Функція $\varphi_n(x)$ є фазо-частотною характеристикою (ФЧХ) перетворювача. Проведене нормування не змінює функцію $\varphi_n(x)$, оскільки $K_{\Pi 0}$ є дійсною величиною.

В отриманих вище виразах функцій $\Phi_{\Pi}(x)$ та $\varphi_n(x)$ не враховуються поглинання перехідних шарів. Це спрощення прийнятне в більшості випадків, оскільки перехідний шар зазвичай виготовляється з матеріалу з низьким поглинанням і його товщина не перевищує λ_{m_0} .

Коли не можна ігнорувати поглинання ультразвукових хвиль перехідним шаром, слід враховувати, що всі матричні коефіцієнти $\|S_{ij}^{(m)}\|$ стануть комплексними величинами. Тому вираз для передаточної значно ускладнюється, тому представимо тільки формули для розрахунку нормованих частотних характеристик п'єзовипромінювача з одним перехідним шаром [21]:

$$\Phi_{\Pi}(x) = \frac{x}{2\sqrt{ash2\alpha_3l_3 + bch2\alpha_3l_3 + c\cos 2m_3l_3 + d\sin 2m_3l_3}}, \quad (3.106)$$

$$\varphi_{\Pi}(x) = -\arctg \frac{Y + Mtgm_3l_3 + (N + Xtgm_3l_3)th\alpha_3l_3}{X - Ntgm_3l_3 + (M - Ytgm_3l_3)th\alpha_3l_3}, \quad (3.107)$$

де

$$a = YM + XM;$$

$$b = \frac{1}{2}(X^2 + Y^2 + N^2 + M^2);$$

$$c = \frac{1}{2}(X^2 + Y^2 - N^2 - M^2);$$

$$d = YM - XN.$$

Величини X, Y, M, N при комплексних опорах $Z_{1\Gamma}$ и $Z_{2\Gamma}$, тобто $\frac{Z_{1\Gamma}}{Z_{2\Gamma}} = \alpha + j\beta$.

и $\frac{Z_{1\Gamma}}{X_{C_0}} = \xi + j\phi$ описуються такими

рівняннями:

$$\begin{aligned}
 X &= \frac{k_t^2}{\pi} \left[\left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) (1 + \alpha) - \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) \beta \right] + x \left[\left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right) (1 + \alpha - \phi x) + \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right) (\beta + \xi x) \right], \\
 Y &= \frac{k_t^2}{\pi} \left[\left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) \beta + \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) (1 + \alpha) \right] + x \left[\left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right) (\beta + \xi x) - \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right) (1 + \alpha - \phi x) \right], \\
 M &= \frac{k_t^2}{\pi} \left[\left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) (1 + \alpha) - \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) \beta \right] + x \left[\left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right) (1 + \alpha - \phi x) + \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right) (\beta + \xi x) \right], \\
 N &= \frac{k_t^2}{\pi} \left[\left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) \beta + \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) (1 + \alpha) \right] + x \left[\left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right) (\beta + \xi x) - \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right) (1 + \alpha - \phi x) \right],
 \end{aligned}$$

де

$$k_3 = \frac{z_3}{z_0}; \quad k_4 = \frac{z_2}{z_3}.$$

Для перетворення з одним перехідним шаром при $\alpha_3 l_3 = 0$ вирази (3.116) та (3.117) набувають такого вигляду:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{x}{2\sqrt{b + c \cos 4\pi n x + d \sin 4\pi n x}}, \quad (3.118)$$

$$\varphi_{II}(x) = -\arctg \frac{Y + M \tg 4\pi n x}{X - N \tg 4\pi n x} \quad (3.119)$$

Коефіцієнти b , c та d такі ж, як у рівнянні (3.116). Отримані загальні рівняння (3.115)-(3.119) дозволяють розрахувати амплітудно-частотні та фазо-частотні характеристики великих класів п'єзоелектричних перетворювачів, що робить отримані вирази громіздкими. Для схем кінцевого типу, що містять генератори, вказані рівняння можна спростити. Значення коефіцієнтів α , β , ξ и ϕ , що входять у вирази для X , Y , M і N , змінюються при зміні типу схеми. Розглянемо деякі окремі випадки п'єзоелектричних перетворювачів.

1. П'єзовипромінювач з перехідним шаром при живленні від генератора напруги. $\Phi_{II}(x)$ та $\varphi_n(x)$ визначаються виразами (3.116) та (3.117). При цьому

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{k_t^2}{\pi} \left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) + x \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right), \\ Y &= \frac{k_t^2}{\pi} \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) - x \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right), \\ M &= \frac{k_t^2}{\pi} \left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) + x \left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right), \\ N &= \frac{k_t^2}{\pi} \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) - x \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right). \end{aligned} \right\}, \quad (3.120)$$

2. П'єзовипромінювач без перехідного шару при живленні від генератора напруги:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{II}(x) &= \frac{x}{2\sqrt{X^2 + Y^2}}, \\ \varphi_{II}(x) &= -\operatorname{arctg} \frac{Y}{X}, \end{aligned} \right\} \quad (3.121)$$

де X та Y визначаються виразами (3.120). При механічному недемпфованому перетворювачі $a_{12} = b_{11} = a_{21} = b_{22} = 0$.

Тому вирази для X та Y ще більш спрощуються:

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{k_t^2}{\pi} a_{11} + x b_{21}, \\ Y &= \frac{k_t^2}{\pi} \frac{b_{12}}{k_2} - x \frac{a_{22}}{k_2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.122)$$

Аналогічним чином можна отримати більш прості формули і для інших випадків.

З рівняння (3.122) видно, що $\varphi_{II}(x)$ буде рівною 0 при $Y=0$. Остання умова виконується на нормованій частоті x'_0 що задовольняє рівнянню:

$$\operatorname{tg} \frac{\pi}{2} x'_0 = \frac{\pi}{2} \frac{1}{k_t^2} x'_0 \quad (3.123)$$

Розв'язок рівняння (3.123) багатозначний. Частоти x'_0 розташовуються нижче непарних гармонік антирезонансної частоти. Функція $\Phi_{II}(x)$ на частоті x'_0 рівна $\Phi_{II}(x'_0) = 1$. Як показують розрахунки, величина X в околі частоти x'_0 змінюється з невеликою швидкістю, що залежить тільки від ступеня механічного демпфування. Тому максимум амплітудно-частотної характеристики, а тим самим і функції $\Phi_{II}(x)$, виходить на частоті x'_0 , що називається резонансною частотою п'єзоелектричної пластинки, тобто він не збігається з антирезонансною частотою п'єзопластинки x_0 . На ці обставини вперше згадувалося у роботі І. Г. Русакова [20].

Підставляючи $\Phi_{II}(x'_a) = 1$ та $\varphi_{II}(x'_a) = 1$ у рівняння (3.114), отримуємо, що на резонансній частоті x'_a коефіцієнт передачі механічно недемпфованого п'єзоперетворювача без перехідних шарів при живленні від генератора напруги визначається формулою:

$$K_{II_0} = \frac{2e}{l_0}. \quad (3.124)$$

Відносно цього значення і проводиться нормування передаточних функцій п'єзовипромінювача.

3.8. П'єзоелектричний приймач

Схематичне зображення п'єзоприймача приведено на рис. 3.18. У загальному випадку електричне коло включення п'єзоприймача можна призвести до кола П-типу, яке в подальшому і розглянемо.

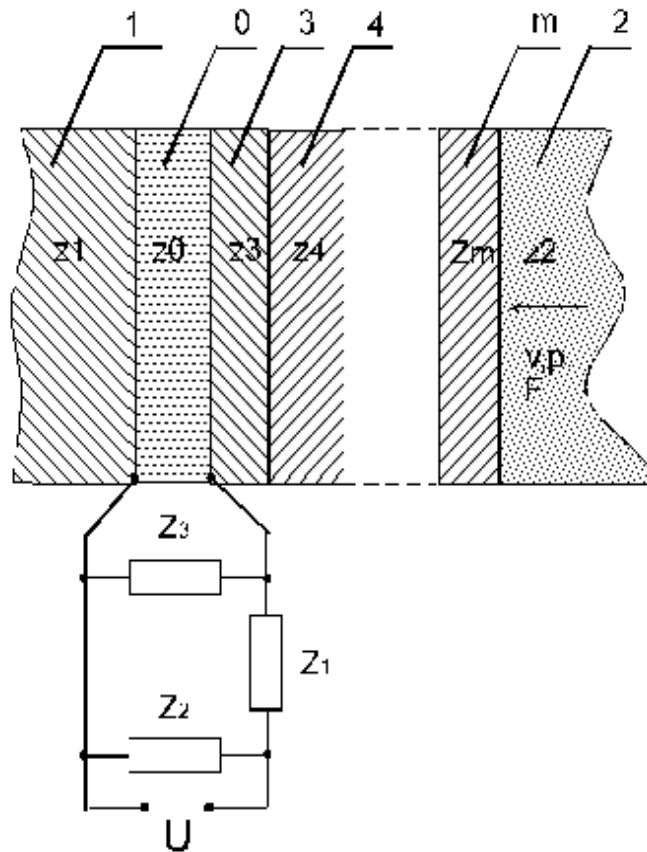


Рис. 3.18. П'єзоприймач з електричними колами включення

На рис.3.18. 1 – демпфер; 0 – п'єзоелектрична пластинка; 2 – робоче середовище; 3,4,...,m – перехідні шари; Z_1, Z_2, Z_3 – електричні опори.

За допомогою передавальної функції п'єзоприймача слід враховувати, що на поверхню перехідного шару, що контактує з робочим середовищем, будуть діяти падаюча і відбита хвилі тиску p та $p_{відб}$. Повний вплив p_n на поверхню перехідного шару:

$$p_n = p + p_{отр}. \quad (3.125)$$

З іншого боку:

$$\frac{p_{отр}}{p} = \frac{z_{BX} - z_2}{z_{BX} + z_2}, \quad (3.126)$$

де z_{BX} — питомий вхідний акустичний імпеданс п'єзоприймача.

$$p_n = p \frac{2z_{BX}}{z_{BX} + z_2}. \quad (3.127)$$

Сила, яка діє на перехідний шар, визначається виразом:

$$F_n = A_0 p_n = A_0 p \frac{2z_{BX}}{z_{BX} + z_2} = A_{22}^{**} \cdot U \quad (3.128)$$

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

U – напруга на вході електричного кола, тоді

$$p = p \frac{z_{BX} + z_2}{2z_{BX} A_0} A_{22}^{**} \cdot U \quad (3.129)$$

З рівнянь чотирьохполосника:

$$z_{BX} = \frac{1}{A_0} \frac{A_{22}^{**}}{A_{21}^{**}} \cdot U \quad (3.130)$$

Вираз для передаточної функції п'єзоприймача:

$$K_n = \frac{U}{p} = \frac{2}{\frac{A_{22}^{**}}{A_0} + z_2 A_{21}^{**}} \quad (3.131)$$

Щоб визначити коефіцієнти A_{21}^{**} и A_{22}^{**} , необхідно скласти матричне рівняння для п'єзоприймача та помножити його на схему. Зауважте, що вираз для матричних коефіцієнтів для m-шарової структури буде таким же, як і у випадку п'єзоелектричних передавачів, якщо нумерація шарів з'являється в протилежному напрямку. Тоді індекс перехідного шару, що контактує з робочим середовищем, дорівнює 3, а індекс шару, що контактує з п'єзоелементом, – m.

Перемноживши матриці та підставивши отримані коефіцієнти у вираз (3.121), для п'єзоприймача з ланцюгом електричного навантаження Р-типу маємо:

$$K_n = K_{n_0} \cdot F_n(x) e^{j \phi_n(x)} \quad (3.132)$$

де

$$K_{n_0} = \frac{4e}{\omega_0 \varepsilon z_2} e^{-j \frac{\pi}{2}}$$

$$\Phi_n(x) = \frac{k_2}{2\sqrt{k_{00}}},$$

де

$$k_{00} = (S_{22}^{(m)} X_1 - S_{21}^{*(m)} * \frac{z_2}{z_m} Y_1 - S_{12}^{*(m)} * \frac{z_m}{z_0} N_1 + S_{11}^{*(m)} * \frac{z_2}{z_0} M_1)^2 +$$

$$+ (S_{22}^{(m)} Y_1 - S_{21}^{*(m)} * \frac{z_2}{z_m} X_1 - S_{12}^{*(m)} * \frac{z_m}{z_0} M_1 + S_{11}^{*(m)} * \frac{z_2}{z_0} N_1)^2$$

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

Тоді

$$X_1 = \frac{k^2}{\pi x} (u X_{Co} a_{12} - v X_{Co} b_{12}) + u X_{Co} b_{22} + v X_{Co} a_{22} + x(p a_{22} - q b_{22})$$

$$Y_1 = \frac{k^2}{\pi x} (u X_{Co} b_{12} + v X_{Co} a_{12}) - u X_{Co} a_{22} + v X_{Co} b_{22} + x(q a_{22} + p b_{22})$$

$$M_1 = \frac{k^2}{\pi x} (u X_{Co} a_{11} - v X_{Co} b_{11}) + u X_{Co} b_{21} + v X_{Co} a_{21} + x(p a_{21} - q b_{21})$$

$$N_1 = \frac{k^2}{\pi x} (u X_{Co} b_{12} + v X_{Co} a_{12}) - u X_{Co} a_{22} + v X_{Co} b_{22} + x(q a_{22} + p b_{22})$$

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

Формули, що наведено вище отримані за такої ж нумерації шарів, як і у випадку п'єзовипромінювача. Величина

$$K_{\Pi_0} = \frac{4e}{\varpi_0 e z_2} e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

є максимальним коефіцієнтом передачі механічно недемпфованого п'єзоприймача, що працює на електричному холостому ході на резонансній частоті f_0 . Відносно цього коефіцієнта здійснюється нормування передаточної функції, для чого до нормативної ФЧХ додається сталий фазовий кут $\varphi_0 = \pi / 2$

Наведено передатні функції п'єзоприймачів з довільною кількістю перехідних шарів незалежно від поглинання в цих шарах. З урахуванням поглинання нормована передатна функція п'єзоприймача з одним перехідним шаром набуває вигляду:

$$\Phi_{\Pi}(x) = \frac{x}{2\sqrt{a_1 \operatorname{sh} 2\alpha_3 l_3 + b_1 \operatorname{ch} 2\alpha_3 l_3 + c_1 \cos 2m_3 l_3 + d_1 \sin 2m_3 l_3}}, \quad (3.133)$$

$$\phi_{II}(x) = -\arctg \frac{Y_1 + M_1 \operatorname{tg} m_3 l_3 + (N_1 + X_1 \operatorname{tg} m_3 l_3) \operatorname{th} \alpha_3 l_3}{X_1 - N_1 \operatorname{tg} m_3 l_3 + (M_1 - Y_1 \operatorname{tg} m_3 l_3) \operatorname{th} \alpha_3 l_3} + \frac{\pi}{2}, \quad (3.134)$$

де

$$a_1 = Y_1 M_1 + X_1 M_1;$$

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

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

$$d_1 = Y_1 M_1 - X_1 N_1,$$

$$X_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} \left[\left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) u X_{C_0} - \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) v X_{C_0} \right] + \left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right) (u X_{C_0} - qx) + \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right) (v X_{C_0} + px),$$

$$Y_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} \left[\left(a_{11} + \frac{a_{12}}{k_2} \right) v X_{C_0} + \left(b_{11} + \frac{b_{12}}{k_2} \right) u X_{C_0} \right] + \left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right) (v X_{C_0} + px) - \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right) (u X_{C_0} - qx),$$

$$M_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} \left[\left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) u X_{C_0} - \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) v X_{C_0} \right] + \left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right) (u X_{C_0} - qx) + \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right) (v X_{C_0} + px),$$

$$N_1 = \frac{k_t^2}{\pi x} \left[\left(\frac{a_{11}}{k_4} + \frac{a_{12}}{k_3} \right) v X_{C_0} + \left(\frac{b_{11}}{k_4} + \frac{b_{12}}{k_3} \right) u X_{C_0} \right] + \left(\frac{b_{22}}{k_3} + \frac{b_{21}}{k_4} \right) (v X_{C_0} + px) - \left(\frac{a_{22}}{k_3} + \frac{a_{21}}{k_4} \right) (u X_{C_0} - qx),$$

Якщо враховувати поглинання у перехідному шарі, то вирази для нормування амплітудно-частотних та фазо-частотних характеристик спрощуються:

$$\Phi_n(x) = \frac{1}{2\sqrt{b_1 + c_1 \cos 4\pi n x + d_1 \sin 4\pi n x}}, \quad (3.135)$$

$$\phi_n(x) = -\arctg \frac{Y_1 + M_1 \operatorname{tg} 2\pi n x}{X_1 - N_1 \operatorname{tg} 2\pi n x} + \frac{\pi}{2}. \quad (3.136)$$

У випадку відсутності перехідного шару ($n = 0$) функція $\Phi_n(x)$, $\phi_n(x)$ приймають вид:

$$\Phi_{II}(x) = \frac{x}{2\sqrt{X_1^2 + Y_1^2}} \quad (3.137)$$

$$\phi_{II}(x) = -\arctg \frac{Y_1}{X_1} + \frac{\pi}{2}. \quad (3.138)$$

Якщо приймач при цьому працює на електричному холостому ході, тоді

$$X_1 = x \left(a_{21} + \frac{a_{22}}{k_2} \right),$$

$$Y_1 = x \left(b_{21} + \frac{b_{22}}{k_2} \right).$$

3.9. Електроакустична система випромінювач-приймач

При аналізі п'єзоелектричних датчиків, що працюють в приймально-передавальному режимі, зручніше використовувати абсолютну (не нормовану) передатну функцію. Передавальна функція системи передавач-приймач може бути представлена нормуванням функції передач [22]:

$$K(x) + K_B(x) \cdot K_n(x) = \frac{8k_t^2}{\pi k_2} \Phi_s(x) \cdot \Phi_n(x) e^{j[\phi_u(x) + \phi_n(x)]} = \frac{8k_t^2}{\pi k_2} \Phi(x) e^{j\phi(x)} \quad (3.139)$$

У даній роботі для розширення пропускну здатності будемо використовувати запропонований авторами [19]. Для вирішення поставленої задачі обмежимося 3-ланковим пасивним електричним чотириполосником з двома узгодженими шарами (рис. 3.19):

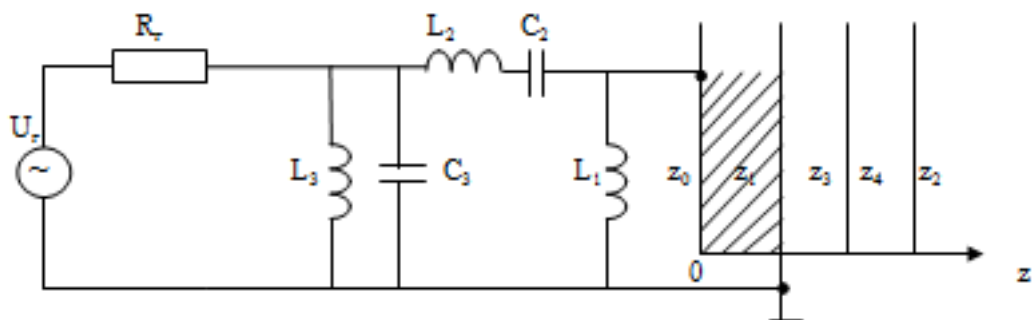


Рис. 3.19. П'єзовипромінювач з електричними колами включення

Тоді вираз (3.110) для даної системи має вид:

$$\begin{aligned} \left\| \begin{matrix} U_r \\ I \end{matrix} \right\| = & \left\| \begin{matrix} 1 & R_r \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega L_3} & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ j\omega C_3 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & j\omega L_2 \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & \frac{1}{j\omega C_2} \\ 0 & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{j\omega L_1} & 1 \end{matrix} \right\| \cdot \\ & \cdot \left\| \begin{matrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{matrix} \right\| \times \left\| \begin{matrix} S_{11}^{(m)} & S_{12}^{(m)} \\ S_{21}^{(m)} & S_{22}^{(m)} \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} F \\ v \end{matrix} \right\|, \end{aligned} \quad (3.140)$$

Для отримання передаточної функції п'єзовипромінювача вираховується добуток матриць у рівнянні (3.141), після чого отримуємо такі вирази:

$$\left\| \begin{matrix} U_e \\ I \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} A_{11}^* & A_{12}^* \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} F \\ v \end{matrix} \right\|, \quad (3.141)$$

де

$$\begin{aligned} A_{11}^* = & \left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 + \frac{\left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_r}{j\omega C_2} + \frac{\left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_r}{j\omega L_1} \right] A_{11} + \\ & + \left[\frac{1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_r}{j\omega L_3} + R_r j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_r \right] A_{21} \left[S_{11}^{(4)} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right]}{j\omega L_1} \right] A_{12} + \right. \\
& \left. + \left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right] A_{22} \right] S_{21}^{(4)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{12}^* = & \left[\left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right]}{j\omega L_1} \right] A_{11} + \right. \\
& \left. + \left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right] A_{21} \right] S_{12}^{(4)} +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 + \frac{\left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] \frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma}{j\omega L_1} \right] A_{12} + \right. \\
& \quad \left. + \left[\frac{1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3}{j\omega C_2} + \left[1 + \frac{R_\Gamma}{j\omega L_3} + R_\Gamma j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + R_\Gamma \right] A_{22} \right] S_{22}^{(4)} \\
A_{21}^* = & \left[\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] \frac{1}{j\omega C_2} + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1}{j\omega L_1} \right] A_{11} + \right. \\
& \quad \left. + \left[\frac{1}{j\omega C_2} + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right] A_{21} \right] S_{11}^{(4)} +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1}{j\omega C_2} \right] A_{12} + \\
& + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right] A_{22} \left[S_{21}^{(4)} \right. \\
A_{22}^* = & \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1}{j\omega C_2} \right] A_{11} + \\
& + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right] A_{21} \left[S_{12}^{(4)} + \right.
\end{aligned}$$

$$+ \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \frac{\left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1}{j\omega C_2} \right] \frac{1}{j\omega L_1} A_{12} +$$

$$+ \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 + \left[\frac{1}{j\omega L_3} + j\omega C_3 \right] j\omega L_2 + 1 \right] A_{22} S_{22}^{(4)}$$

Вирази для передаточної функції п'єзовипромінювача та для передаточної функції п'єзоприймача мають вигляд (3.114), (3.131).

3.10. Результати розрахунків

Результати розрахунку такі (площа п'єзопластинки = 10^{-5} м^2 , за робоче середовище прийнято м'яку тканину):

$$z_3 = 10.3 \cdot 10^6 \text{ кг} / \text{м}^2 \cdot \text{с} \text{ — фенопласт/W/90, } n_3 = 0.292,$$

$$z_4 = 2.98 \cdot 10^6 \text{ кг} / \text{м}^2 \cdot \text{с} \text{ — ЕД-5/PbO/30, } n_4 = 0.27,$$

$$l_0 = 0.26 \text{ мм, ТБ-1, матеріал демпфера — повітря}$$

$$L_1 = 0.00066 \text{ мГн, } L_2 = 0.00041 \text{ мГн, } L_3 = 0.00041 \text{ мГн,}$$

$$C_2 = 1.17 \text{ нФ, } C_3 = 0.01 \text{ нФ, } R_r = 5.77 \text{ Ом}$$

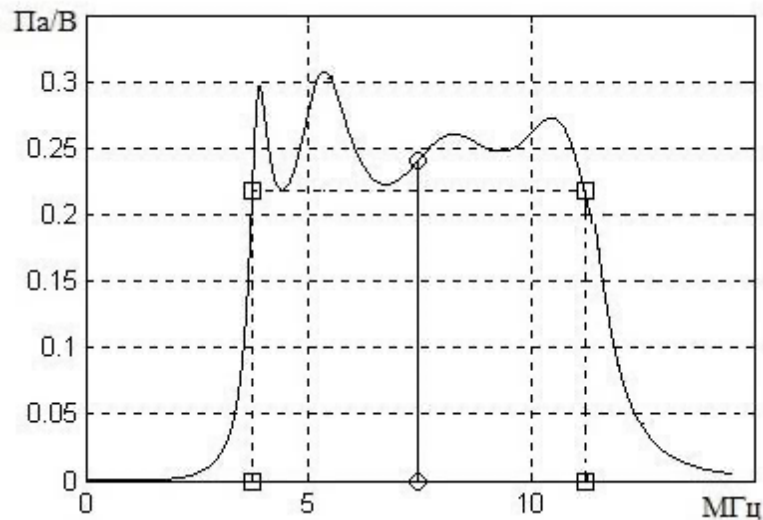


Рис. 3.20. Нормований коефіцієнт передачі в режимі випромінювання

$L_1 = 0.0013 \text{ мГн}$, $L_2 = 0.0034 \text{ мГн}$, $L_3 = 0.0021 \text{ мГн}$, $C_2 = 4.46 \text{ нФ}$, $C_3 = 88.7 \text{ нФ}$,
 $R_r = 23.45 \text{ Ом}$

Зробимо розрахунок збуджуваної напруги. Для цього необхідно значення нормованих коефіцієнтів передачі в режимі випромінювання на частотах рівних частоті резонансу перевести у розмірні величини. Тоді:

- коефіцієнти передачі у режимі випромінювання:

$$k_{II} = \Phi_{II}(1) \cdot \frac{2 \cdot e_{33}}{l_0}, \quad (3.142)$$

Тоді отримаємо:

$$k_{II} = 0.24 \cdot \frac{2 \cdot 12}{0.2564 \cdot 10^{-3}} = 22.46 \text{ кПа / В},$$

$$k = 22.46 \cdot 10^3 \cdot 0.138 \cdot 10^{-6} = 3.1 \cdot 10^{-3};$$

Інтенсивність випроміненої хвилі пов'язана з тиском акустичної хвилі за формулою:

$$I_i = \frac{P_0^2}{2(\rho c)_{mm}}, \quad (3.143)$$

де $(\rho c)_{mk}$ – акустичний імпеданс м'якої тканини,

P_0 – тиск акустичної хвилі. Звідси

$$P_0 = \sqrt{2I_i(\rho c)_{mm}}, \quad (3.144)$$

$$P_0 = \sqrt{2 \cdot 1000 \cdot 1.5 \cdot 10^6} = 54.77 \text{ кПа}.$$

Знайдемо напругу, що подається на перетворювач з виразу для коефіцієнта передачі в режимі випромінювання:

$$k_{\Pi} = \frac{P_0}{U_{\Gamma}},$$

тоді

$$U_{\Gamma} = \frac{P_0}{k_{\Pi}}, \quad (3.146)$$

$$U_{\Gamma} = \frac{54.77 \cdot 10^3}{22.46 \cdot 10^3} = 2.44 \text{ В}.$$

Висновки до розділу 3

За формулами чотириполюсника розрахований повний електричний імпеданс та його активна та реактивна складові. Проведено порівняння значень теоретичних та експериментальних амплітудно-частотних характеристик електричного імпедансу п'єзоперетворювача. Отримано, що розрахункова частота резонансу збігається з експериментальною, що підтверджує вірність підібраних оптимальних геометричних та електричних параметрів перетворювача. Було представлено розрахунок електричних параметрів перетворювача де кожний елемент представлений у вигляді чотириполюсника.

Продемонстровано можливість реалізації лінійних багатоелементних матриць п'єзоелектричних елементів з параметрами, необхідними для диференційної діагностики слуху.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОАКУСТИЧНОЇ СИСТЕМИ

Істотним недоліком ультразвукових апаратів, що випромінюють звук однієї частоти, є необхідність їх пересування під час операції, особливо при роботі на максимально допустимій інтенсивності і при безпосередньому контакті зі шкірою. Це пов'язано з необхідністю уникати локальних пошкоджень через можливе утворення стоячих хвиль і гарячих точок в тілі людини через рівномірний поперечний переріз ультразвукового променя змінної товщини звукового поля. Не кажучи вже про цю проблему, рекомендується використовувати джерела з широким спектром випромінювання, як це відбувається при імпульсному контролі матеріалів. В якості перетворювачів пропонуються п'єзоелектричні перетворювачі для дефектоскопії для створення широкосмугових передавачів достатньої інтенсивності в безпечному терапевтичному режимі.

Для отримання пластинчатого п'єзоелектричного перетворювача в діапазоні 1-3 МГц такі перетворювачі неприйнятні, оскільки різні ділянки тканини в поперечному перерізі променя опромінюються різними частотами. Це і було метою для розробки, проведення розрахунків та дослідження широкосмугового УЗ перетворювача.

4.1. Метод вимірювання АЧХ

а) Метод отримання АЧХ

Для вимірювань використати схему, зображену на (рис.4.1).

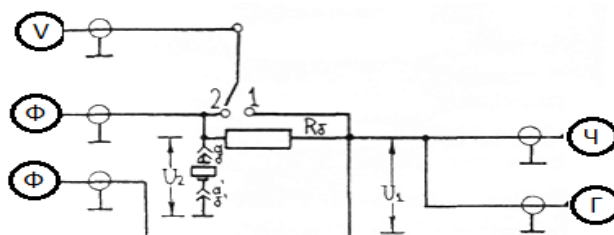


Рис.4.1 V-вольтметр ВЗ-43; Φ-фазометр Ф2-34; Ч-частотомір ЧЗ-34А;
Г-генератор ГЗ-112

ВЧ-напруга від генератора із заданою частотою і постійною амплітудою U_1 , що підтримується, через баластний опір R_σ подається на п'єзоелемент. Вимірюється амплітуда напруги на п'єзоелементі та зсув фаз між напругою U_1 і U_2 за допомогою цифрового фазометра.

б) Метод аналізу АЧХ

Розглянемо випадок п'єзоперетворювача без узгоджуючих шарів і електричних ланцюгів.

П'єзоперетворювач являє собою елемент з розподіленими параметрами. Проте для аналізу звичай використовують електричну еквівалентну схему із зосередженими параметрами, наведену на (рис.4.2 (а)).

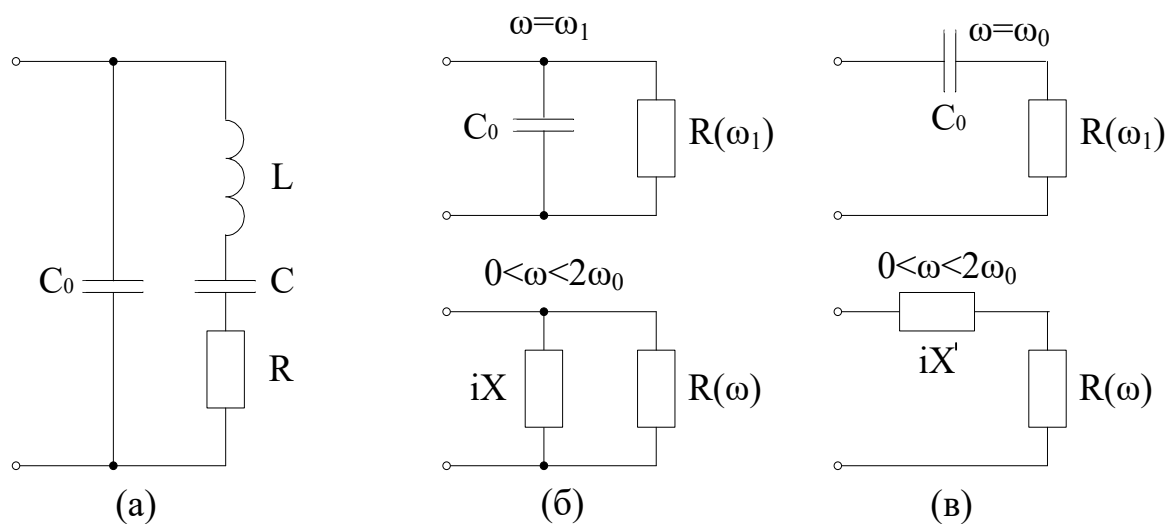


Рис.4.2 - Електрична еквівалентна схема

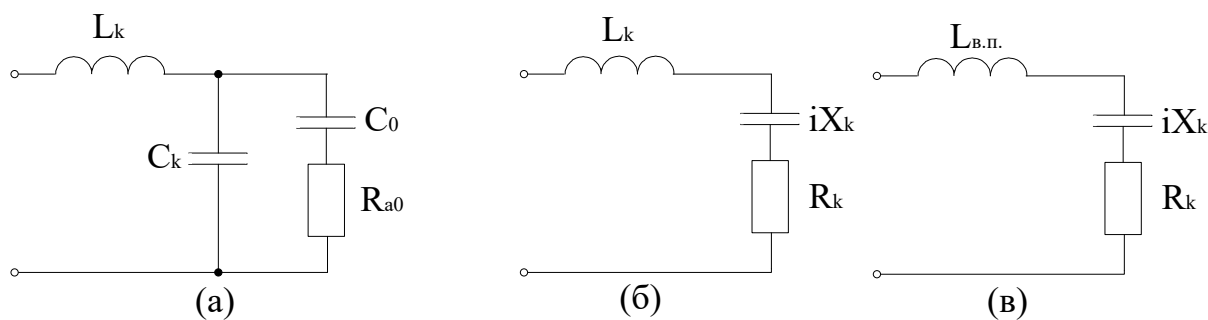


Рис.4

$c = \frac{8C_0 k_t^2 / \pi^2}{1 - 8k_t^2 / \pi^2} \approx \frac{8C_0 k_t^2}{\pi^2}$ – динамічна ємність; C_0 – статична ємність п'єзoeлементa;

$L = \frac{1}{C\omega_1^2}$ – динамічна індуктивність; $R \approx \frac{\pi(k_1 + k_2)}{4k_t^2 \omega_1 C_0}$ – динамічний опір втрат на

випромінювання; ω_1 – частота електричного резонансу, та $\omega_0 = \frac{\pi v^D}{l_0}$ – частота

механічного резонансу, пов'язані для випадку $R_a=0$ співвідношенням

$$\frac{\operatorname{tg}(\pi\omega_1/2\omega_0)}{(\pi\omega_1/2\omega_0)} = \frac{1}{k_t^2}, \quad (4.1)$$

або наближеним співвідношенням:

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} \approx \sqrt{1 - \frac{8k_t^2}{\pi^2}}. \quad (4.2)$$

Ця схема є найбільш точною при $k_1+k_2 \ll 1$ так як на частоті ω_1 вона представляє паралельне з'єднання ємності C_0 і еквівалентного опору навантаження $R(\omega_1)$ (рис.4.2(б)), а на частоті ω_0 – послідовне з'єднання тієї ж ємності C_0 і опору R_{a0} (рис.4.2(в))

$$R_{a0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} \frac{4k_t^2}{\pi} \frac{1}{k_1 + k_2} \approx \frac{1}{(\omega_0 C_0 R)}, \quad (4.3)$$

тобто можливі схеми паралельного чи послідовного з'єднання активного і реактивного опорів для всього діапазону частот $0 < \omega < 2\omega_0$.

Послідовна схема особливо зручна для суміщеного п'єзoeлементa, у якому випромінювання і приймання УЗ-хвиль здійснюється на частоті механічного резонансу.

Також можна зазначити, що параметри послідовної схеми пов'язані із значеннями U_1 , U_2 , та ϕ наступними співвідношеннями [31]:

$$R_a = R_\sigma \frac{U_2}{U_1} \frac{\cos \phi - U_2/U_1}{\sin^2 \phi + (\cos \phi - U_2/U_1)^2}; \quad (4.4)$$

$$X' = R_{\sigma} \frac{U_2}{U_1} \frac{\sin \phi}{\sin^2 \phi + (\cos \phi - U_2/U_1)^2};$$

Переходячи від схеми (рис. 4.2(а)) до (рис. 4.3(в)), отримаємо:

$$R_a = \frac{R_{a0}}{1 + (Q_a(1/x - x))^2};$$

(4.5)

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

$$\text{де } x = f/f_0, Q_a = \omega_0 C_0 R_{a0} = \frac{\pi}{2(k_1 + k_2)}, k_1 + k_2 = \pi/(2Q_a). \quad (4.6)$$

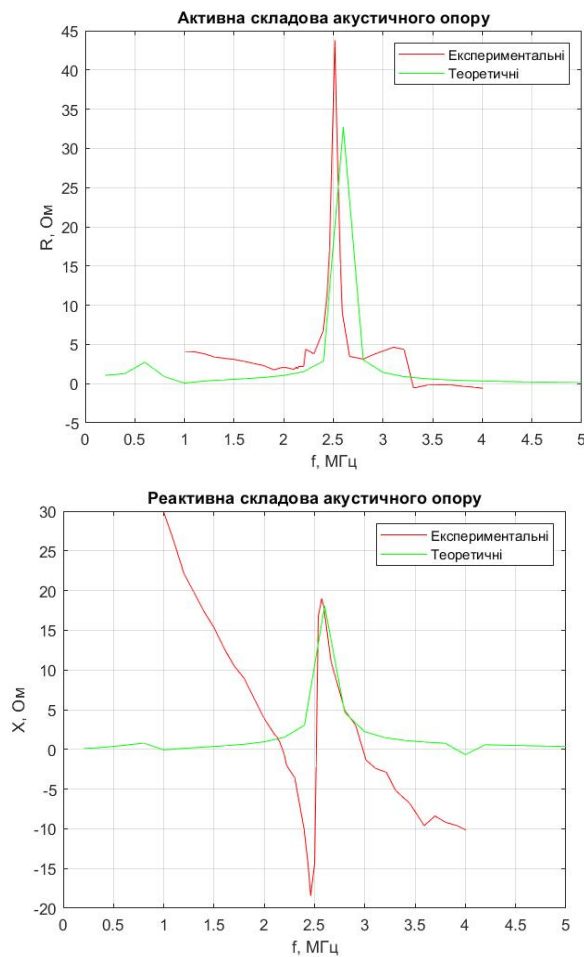


Рис. 4.4 - Активна та реактивна складові електричного імпедансу п'єзоперетворювача в залежності від частоти f при випромінюванні у воду

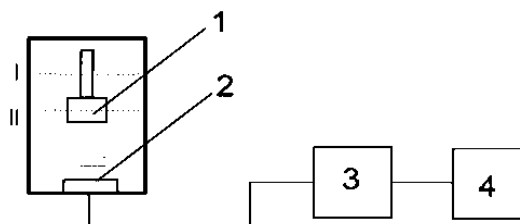


Рис.4.5 - Макет досліджуваного приладу

Добротність та коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки перетворювача визначаються наступним чином [31]:

$$Q_a \approx \frac{f_0}{2\Delta f}, \quad (4.7)$$

де f_0 робоча частота, а смуга $\Delta f = |f - f_0|$ по кривій $R_a(f)$ визначається на рівні 0.5;

$$k_t^2 = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{Q_a} \frac{R_{a0}}{X_{c0}}, \quad (4.8)$$

де активна $R_{a0} = 2 \cdot R_a$, та реактивна $X_{c0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} = X(f_0)$ складові, які визначаються на резонансній частоті.

Згідно експериментальним даним, визначено: робочу частоту п'єзоперетворювача $f_0 = 2.51$ МГц, акустичну добротність при випромінюванні у воду $Q_a = 30.67$ коефіцієнт електромеханічного зв'язку п'єзокераміки при її навантаженні водою $k_t = 0.89$.

4.2. Вимірювання випромінюваної ультразвукової потужності

Вимірювання потужності ультразвуку засноване на методі вимірювання тиску випромінювання, яке виникає на межі розділу двох середовищ. У методі поплавкового балансу ультразвукові хвилі, що випромінюються перетворювачем 1, (рис. 4.6) створюють тиск випромінювання на межі розділу між поплавком і

рідиною (2, 3 відповідно). Результуюча тяга F піднімає поплавок на певну висоту h .

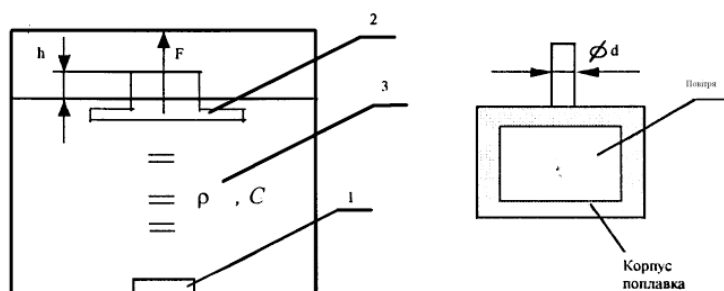


Рис.4.6 - Макет експериментального досліду

Конструкція поплавця передбачає наявність повітряного прошарку, що дозволяє отримати барометричний коефіцієнт відбиття, рівний +1.

Якщо розмір поплавця набагато більший за довжину хвилі, а ультразвукові хвилі падають вертикально на його поверхню, потужність звуку пропорційна висоті h [31]:

$$W_a = h \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot \frac{\rho g c}{2}, \quad (4.9)$$

де d - діаметр трубки поплавця, ρ , c - густина і швидкість звуку в рідині, $g=9.8$ м/с².

Схему (рис. 4.1) для виміру акустичної, електричної потужності п'єзоелемента з лінзою.

Експериментально визначено електричну потужність W_e і висоту фонтана h .

$$W_e = U \cdot I, \quad (4.10)$$

де

Акустична потужність:

$$W_a = h \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot \frac{\rho g c}{2} = 0.014 \cdot \frac{3.14 \cdot 0.002^2}{4} \times \frac{1.5 \cdot 10^6 \cdot 9.8}{2} = 0.727 \text{ Вт} \quad (4.11)$$

Електрична потужність:

$$W_e = 15 \cdot 0.33 = 4.95 \text{ Вт}$$

КПД:

$$\eta = \frac{W_a}{W_e} \cdot 100\% = \frac{0.727}{4.95} \cdot 100\% = 14.6\%$$

Теоретичні розрахунки:

Звуковий тиск на поверхні пьезоперетворювача:

$$k_{II} = \frac{P_0}{U_{II}}, P_0 = k_{II} \cdot U_{II} = 7,1 \cdot 10^3 \cdot 15 = 106,5 \text{ кПа}$$

Інтенсивність в центрі фокальної плями:

$$I_i = \frac{(P_0 \cdot K_p)^2}{2(\rho c)_{\text{кер}}} = \frac{(106,5 \cdot 10^3 \cdot 9,52)^2}{2 \cdot 7600 \cdot 4580} = 14,8 \text{ Вт / см}^2$$

Акустична потужність в центрі фокальної плями

$$W_{ак} = I \cdot S = 14,8 \cdot 10^3 \cdot \pi \cdot (0,002)^2 = 0,186 \text{ Вт}$$

4.3 Експериментальне дослідження макету електроакустичної системи

Експериментальне дослідження макету акустичної фокусуючої системи полягає у вимірюванні випромінюваної акустичної та споживаної електричної потужності п'єзоелемента з лінзою.

Задача вимірювання споживаної електричної потужності вирішується за допомогою вимірювача потужності високої частоти, який містить схему множення і трансформатор струму у вигляді кільцевої схеми на чотирьох діодах (рис.4.7).

Відомо, що вираз для середньої в часі потужності, споживаної лінійним пасивним двополюсником при синусоїдальній напрузі, має вигляд [11]:

$$W = \frac{1}{T} \int_0^T I(t)U(t)dt. \quad (4.12)$$

Одержати це значення можна множенням значень струму і напруги й подальшого інтегруванням за часом. Найпоширеніша схема множення двох напруг визначається залежністю [11]:

$$U_1 \cdot U_2 = \frac{1}{4} [(U_1 + U_2)^2 - (U_1 - U_2)^2]. \quad (4.13)$$

Для високочастотного ватметра, при умові використання кільцевої схеми на чотирьох діодах з однаковими вольтамперними характеристиками, показано, що амплітуда вихідної напруги [11]:

$$U_{вих} = 4R_2 \cdot a_2 \cdot U_1 \cdot U_2, \quad (4.14)$$

де a_2 - коефіцієнт квадратичності, $U_1 \sim I_n$, а для одержання значення струму, що протікає через п'єзокерамічний елемент I_n , використовується трансформатор струму, що представляє собою замкнутий соленоїд, намотаний на феромагнітне осердя, крізь який пропущений провідник зі струмом, що вимірюється, а початок і кінець обмотки соленоїда з'єднані з резистором R_n [11].

На рис.4.7 зображена структурна схема високочастотного ватметра.

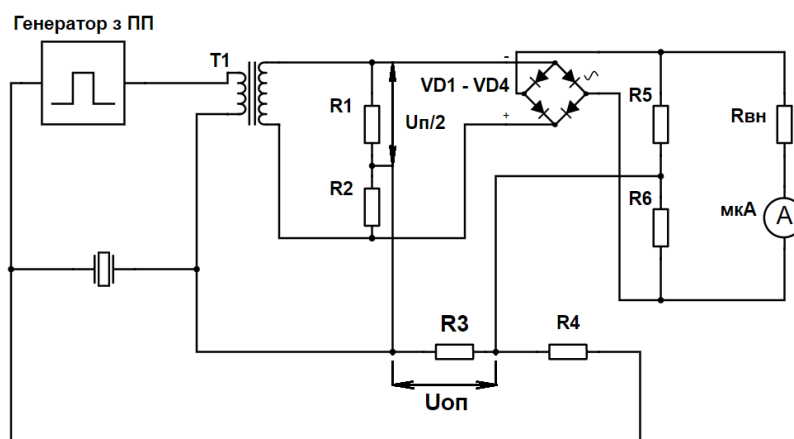


Рис.4.7. ВЧ ватметр

Елементи структурної схеми (рис.4.7) задовольняють умовам [11]:

1. $\omega L \gg R_{\Pi} = 2R_1 = 2R_2, (R_1 = R_2);$
2. $R_3 + R_4 \gg |Z_{ex}|$, але $R_3 + R_4 \ll R_{зовн} = 1 \text{ кОм};$
3. $R_3 \ll R_1 + R_5 \approx R_{діода} \approx 100 \text{ Ом}$ (визначається вибором марки діоду), $(R_5 = R_6);$
4. $U_{\Pi}/2 + U_{оп} \ll 1 \text{ Вм}$, щоб працювати на квадратичній ділянці;
5. $U_{\Pi}/2 \ll U_{оп}.$

Для забезпечення точності балансування всі чотири діоди повинні мати однакові характеристики й особливо VD1–VD2, VD3–VD4, а також необхідна

рівність опору плечей [11].

Калібрування ВЧ-ватметра проводиться за потужністю, що виділяється на резисторі (який вмикається замість п'єзoeлементa) і визначається за формулою [11]:

$$W_{el} = U_n^2 / R_n, \quad (4.15)$$

де U_n – ефективна напруга на резисторі $R_n = 23 \text{ Ом}$.

На рис.4.8 зображена отримана калібрівочна залежність високочастотного ватметра. Вона має лінійний характер в інтервалі $0,24 \text{ Вт} \leq W_e \leq 3,29 \text{ Вт}$ [14]:

$$W_e = 0,065 \cdot I_-(\mu\text{кА}). [\text{Вт}] \quad (4.16)$$

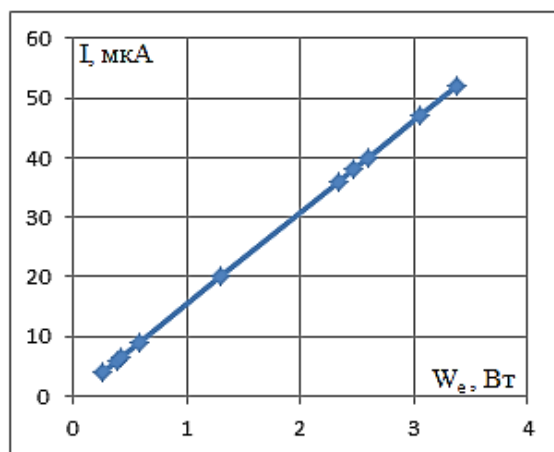


Рис.4.8. Калібрівочна залежність ВЧ ватметра

Достатня точність балансування шляхом підбирання однакових діодів та пар резисторів R_1 , R_3 перевіряється закороткою вторинної обмотки трансформатору струму Т1 ($U_n = 0$), при цьому мікроамперметр повинен показувати 0 [14].

Трансформатор струму Т1 виконано на броньованому карбонільному осерді СБ-34а, яке має наступні параметри: довжина середньої лінії магнітопровода $L_{сер} = 6,8 \text{ см}$, стала, що визначається розмірами осердя і властивостями магнітного матеріалу $m = 4,4$, індуктивність котушки L та кількість витків N зв'язані формулою [14]:

$$N = m\sqrt{L} \quad (4.17)$$

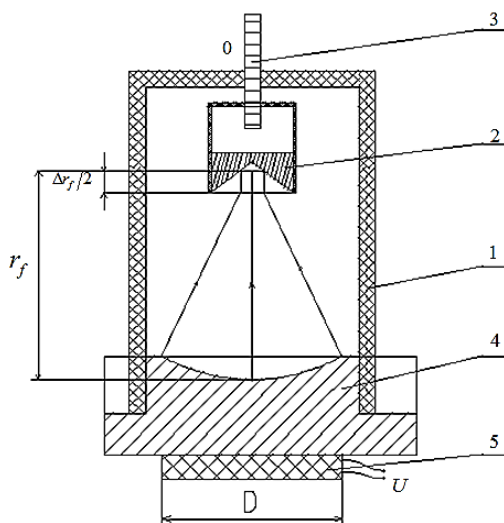
Тоді:

$$U_{вих} = (R_{II} / N) \cdot I \quad (4.18)$$

У трансформатора Т1 первинна обмотка містить один неповний виток; вторинна обмотка - $N=11$ витків. Таким чином $L=6,2\text{мкГн.}$

Задача вимірювання акустичної потужності вирішується за допомогою радіометру. Зв'язані поплавкові радіометри [70] містять поплавець з увігнутою відбиваючою поверхнею, що підвішений у воді трьома срібними ланцюгами однакової довжини, калібрувальні вантажі, ультразвуковий випромінювач, розташований зверху над поплавцем, з вихідною потужністю в діапазоні 200 мВт – 9 Вт. Поряд з поплавцем розташована лінійка для визначення глибини його занурення. Недоліком такого зв'язаного поплавкового радіометру є складність конструкції та висока її вартість.

Запропонований для вимірювання акустичної потужності радіометр складається із вільного поплавця, що містить корпус 1, відбиваючу поверхню – калібрувальний вантаж 2, вимірювальну трубку зі шкалою 3, та ультразвуковий випромінювач, що містить фокусуючу акустичну лінзу 4 і п'єзоелектричний елемент 5 (рис.4.9, а). У відсутності випромінювання вільний поплавець урівноважується за допомогою калібрувального вантажу 2 таким чином, щоб нуль шкали збігався з рівнем води [11].



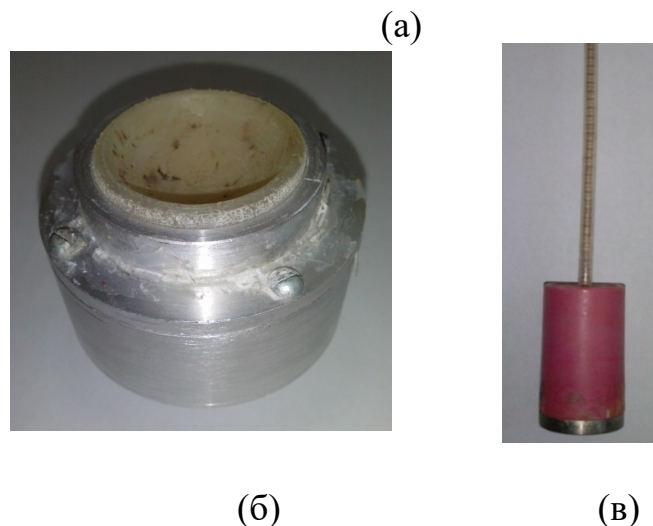


Рис.4.9 (а) - Схема експериментальної установки; (б) - Сфокусована ультразвукова система; (в) – Радіометр поплавкового типу;

Радіометр для вимірювання акустичної потужності працює таким чином, щоб нижня поверхня поплавця перебувала на рівні $\left(r_f - \frac{\Delta r_f}{2}\right)$, де r_f – фокусна відстань випромінювача, Δr_f – довжина фокальної зони [11].

Ультразвуковий пучок із середньої за часом акустичною потужністю $W_{\text{ак}}$ падає на вільний поплавець, останній під дією радіаційної сили F_r спливає на висоту h :

$$F_r = \rho \cdot g \cdot S \cdot h, \quad (4.19)$$

де ρ – питома густина води; S – площа поперечного перерізу трубки з діаметром d ; $g = 9,8 \text{ м/с}^2$.

Для випадку плоскої хвилі, що падає перпендикулярно на поверхню тіла з амплітудним коефіцієнтом відбиття $0 \leq R \leq 1$:

$$F_r = K \cdot W / c, \quad (4.20)$$

де c – швидкість звуку у воді; $K=1$ для $R=0$ і $K=2$ для $R=1$.

З (4.15) і (4.16) слідує:

$$W_{ак} = \rho \cdot g \cdot S \cdot h \cdot c / 2 \quad (4.21)$$

Потужність, необхідна для підймання поплавця на $h=1$ мм, тобто чутливість, для відбиваючої поверхні ($K=2$) і різних d , приведена в табл. 1 [11].

Таблиця 4.1. Потужність, необхідна для підймання поплавця на $h=1$ мм

d , мм	1	2	3	4	5	6	7	8
$W_{ак}$, мВт	6,05	24,2	54,5	97	151	212	296	388

Конструкція вільного поплавкового радіометру для вимірювання акустичної потужності використовує конічну відбиваючу поверхню із дюралюмінію (кут напіврозкриття конуса $\varphi = 70^\circ$) [11].

Для такої конструкції радіаційний тиск дорівнює [11]:

$$F_r = 2 \cdot W \cdot \cos^2 \gamma / c, \quad (4.22)$$

де $\gamma = (180 - \varphi) / 2$.

Нарешті, коефіцієнт корисної дії акустичної системи визначається як [11]:

$$\eta = \frac{W_a}{W_e} \cdot 100\%. \quad (4.23)$$

Результати вимірювань випромінюваної акустичної, споживаної електричної потужності п'єзоелемента з лінзою, коефіцієнту корисної дії системи зведені у табл.4.2, та наведені на рис.4.10. За результатами вимірювань можна розрахувати максимальну інтенсивність ультразвукового пучка в фокальній площині.

Радіус кружка Ері згідно (7): $\rho_0 \approx 7,8 \cdot 10^{-4}$ м. Його площа [11]:

$$S_0 = \pi \cdot \rho_0^2 = 1,9 \cdot 10^{-2} \text{ см}^2.$$

Таблиця 4.2. Результати вимірювань випромінюваної акустичної, $I_{\text{а}}$, споживаної електричної потужності п'єзоелемента з лінзою та коефіцієнту корисної дії

f , МГц	2,35	2,42	2,44	2,59	2,92	3,2
-----------	------	------	------	------	------	-----

$I, \text{мкА}$	31	50	55	32	30	4
$h_n, \text{мм}$	6	14	16	9	5	2
$W_{ак}, \text{Вт}$	0,31	0,73	0,83	0,47	0,26	0,1
$W_e, \text{Вт}$	2,01	3,25	3,57	2,08	1,95	0,26
$\eta = \frac{W_{ак}}{W_e}$	0,15	0,22	0,23	0,22	0,13	0,38

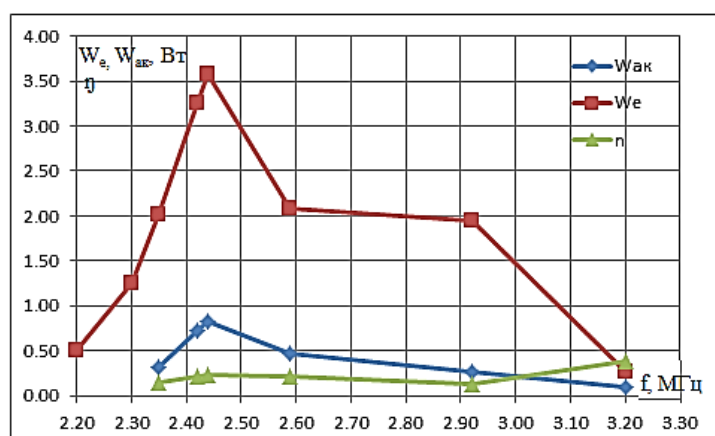


Рис.4.10. Частотні залежності випромінюваної акустичної потужності $W_{ак}$, споживаної електричної потужності W_e , та коефіцієнту корисної дії η

Тоді, при максимальній висоті підняття поплавця, акустична потужність в фокальній зоні $W_{ак} = 0,83 \text{ Вт}$ (табл.2), звідси [11]:

$$I_{\phi} = \frac{W_a}{S_0} = 44 \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2}.$$

Така інтенсивність достатня, як для діагностичного, так і для терапевтичного застосування розробленої акустичної системи.

Висновки до розділу 4

За формулами чотириполюсника розрахований повний електричний імпеданс та його активна та реактивна складові. Проведено порівняння значень теоретичних та експериментальних АЧХ та ФЧХ електричного імпедансу п'єзоперетворювача. З яких видно, що резонансна частота розрахована теоретично співпадає з експериментально отриманою, що засвідчує, що матеріали та параметри оптимально підібрані в констукції п'єзоперетворювача.

Приведено розрахунок і конструкцію: вільного поплавкового радіометра для вимірювання акустичної потужності як сфокусованих, так і несфокусованих УЗ пучків; високочастотного ватметра без активних елементів для вимірювання споживаної п'єзовипромінювачем електричної потужності. Показано, що і радіометр, і ватметр мають лінійні вихідні характеристики. За допомогою запропонованих вимірювальних засобів експериментально підтверджена можливість застосування сфокусованого за допомогою акустичної лінзи п'єзоперетворювача для діагностики завитки внутрішнього вуха людини

РОЗДІЛ 5

ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРІВ СКЛАДНИХ АУДІО-СИГНАЛІВ ТА МЕТОДИКА МУЗИЧНОЇ ТЕРАПІЇ

Дослідження, що стосуються нейрофізіологічних аспектів сприйняття музики, є відносно молодою та швидко розвиваючою областю наукових інтересів. Сучасні дослідники і теоретики виділяють два основних напрямки, з якими пов'язують подальший успішний розвиток робіт в цій тематиці. Перше - методологічне - стосується вдосконалення вже існуючих інструментальних і математичних засобів отримання та обробки нейрофізіологічних даних. Друге включає в себе розвиток нових гіпотез, моделей і технік, спрямованих на розробку такого важливого поняття, як музична складність (musical complexity) [71].

Однак більша частина вітчизняних дослідників і ряд зарубіжних авторів, торкаючись питання сприйняття музики, в якості стимулюючого матеріалу використовують повноцінні музичні композиції різної жанрової приналежності. Подібний підхід не сприяє розумінню того, як різні музичні компоненти взаємодіють один з одним, призводить до плутанини і появи безлічі різних, часто суперечливих, теорій сприйняття музики [72]. Крім того, такий варіант побудови дослідження практично виключає можливість вирішення однієї з основних завдань, що стоять перед цією галуззю знань: виявлення тих фізичних характеристик музичних композицій, які грають найбільш важливу роль в передачі семантичної та естетичної (емоційної) інформації [73]. Її досягнення стає можливим тільки при розгляді музики як складного фізичного сигналу, характеризується різним компонентно-структурним складом, у відриві від її культурної та історичної цінності [71].

Музика є важливою модельною системою для вивчення ритмічного спілкування, оскільки її ритмічна структура добре зрозуміла. Музичні ритми, як правило, сприймають основний ритм у діапазоні приблизно 0,5–4 Гц. Ритмічні

зразки також сприймаються в групі фразових структур. Як і музика, мова, як правило, є ієрархічною, де склади (4–8 Гц) збираються в лексичні та фразові одиниці за повільнішими часовими шкалами (<4 Гц). Тим не менш, ієрархічно вкладені слухові коркові ритми захоплені як музичними так і мовним ритмами [74].

5.1. Методика експерименту

Завданням експерименту є перевірка впливу ряду музичних композицій на ритми головного мозку, зокрема альфа-, бета-, дельта - і тета - ритми. У разі загального позитивного ефекту детально проаналізувати зміни параметрів ритмів і локалізувати ділянки музичних композицій, які найефективніше впливають на ритми головного мозку людини, з метою лікування порушень функціонування центральної нервової системи, органічних ушкоджень головного мозку, стресів, та її ефективної психологічної реабілітації [75].

А. Методика експерименту:

1. При проведенні досліджень по стимуляції центральної нервової системи людини складними аудіо-сигналами, задіяти музичні фрагменти різного компонентно-структурного складу. Всі фрагменти записані в форматі mp3. (Табл. 5.1.) [75].

Таблиця 5.1. Музичні композиції.

№	Композиція	Частота з A_{\max}	Частотна група
1	«Симфонія №1» А.Брукнера	120-300 Гц	НЧ
2	«Фантазія-експромт» Ф.Шопена	250 Гц	НЧ
3	«Bohren Und Der Club of Gore» On Demon Wings	80 Гц	НЧ
4	«Charles-Camille Saint-Saëns»	40-100 Гц	НЧ

	Danse Macabre		
5	«LittleWalter» BlueLight	110 Гц	НЧ
6	«Bonobo» Kong	80 Гц	НЧ
7	«ParovStelar» Catgroove	150 Гц	НЧ
8	«Молитва за Україну» М.Лисенка	420 Гц	СЧ
9	«Мелодія» М.Скорика	450 Гц	СЧ
10	«Вступ до опери Р.Вагнера» Тристан і Ізольда	563 Гц	СЧ
11	«Я на небі» С.Вакарчука	1,5 кГц	СЧ
12	«Gag» - Chimaira	1,76 кГц	ВЧ
13	«Highway to Hell» – AC/DC	2,1 кГц	ВЧ

2. За допомогою програмного забезпечення Sound Forge Pro 12.0, з частотою дискретизації 1024 Гц та вікном згладжування Блекмена проаналізували спектри частот для кожної з композицій, що будуть використовуватись в експерименті. На Рис.5.1-5.9 представлені спектрограми відібраних після ретельного аналізу зразки музичних композицій для кожної частотної групи [75].

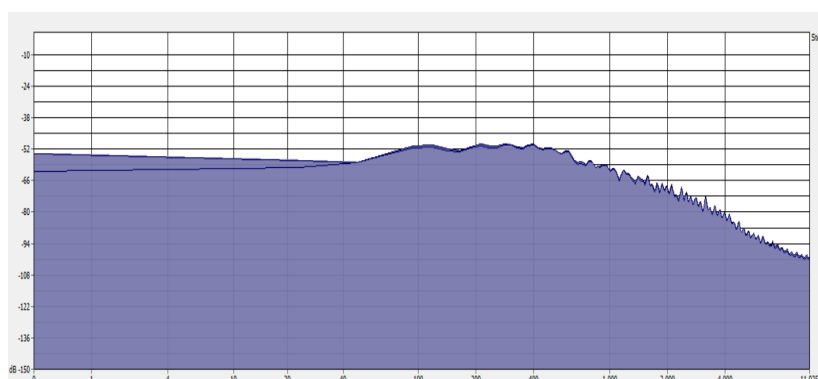


Рис.5.1 Спектрограма композиції «Симфонія №1» А.Брукнера (НЧ)

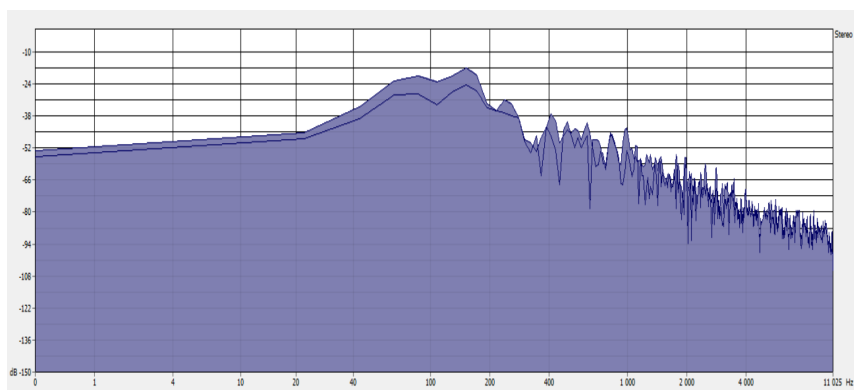


Рис.5.2 Спектрограма композиції «Bohren Und Der Club of Gore» On Demon Wings (НЧ)

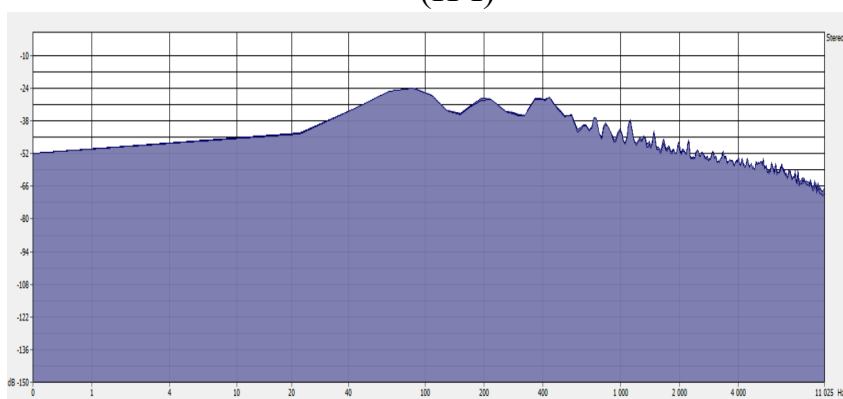


Рис.5.3 Спектрограма композиції «Bonobo» Kong (НЧ)

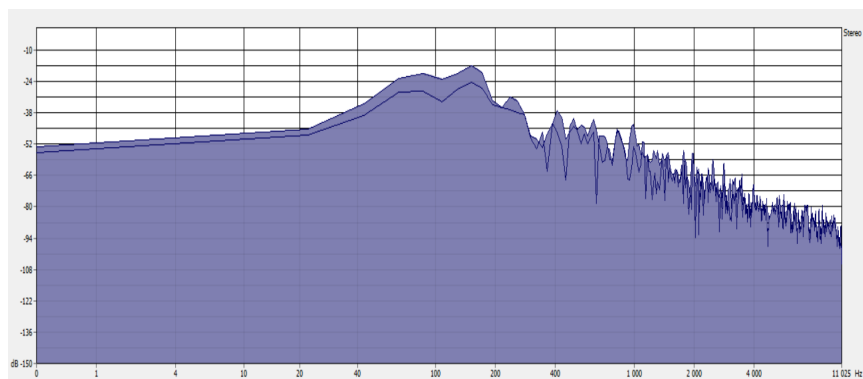


Рис.5.4 Спектрограма композиції «ParovStelar» Catgroove (НЧ)

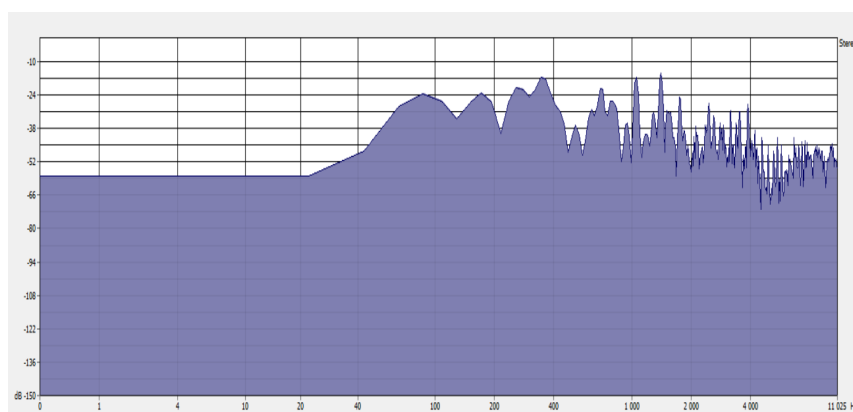


Рис.5.5 Спектрограма композиції «Я на небі» С. Вакарчука (СЧ)

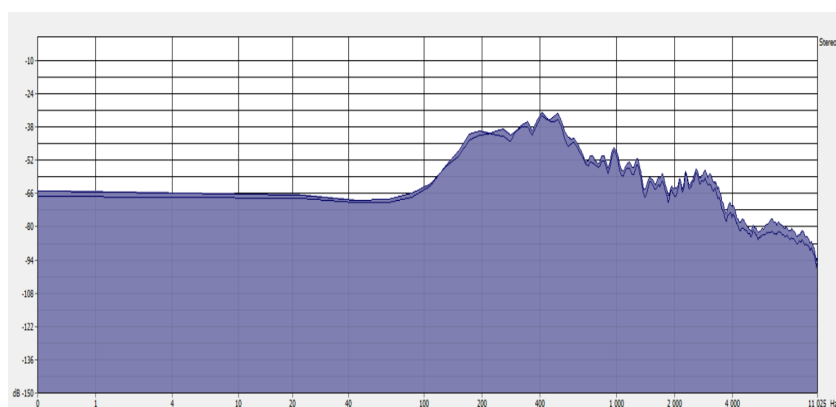


Рис.5.6 Спектрограма композиції «Молитва за Україну» М.Лисенка (СЧ)

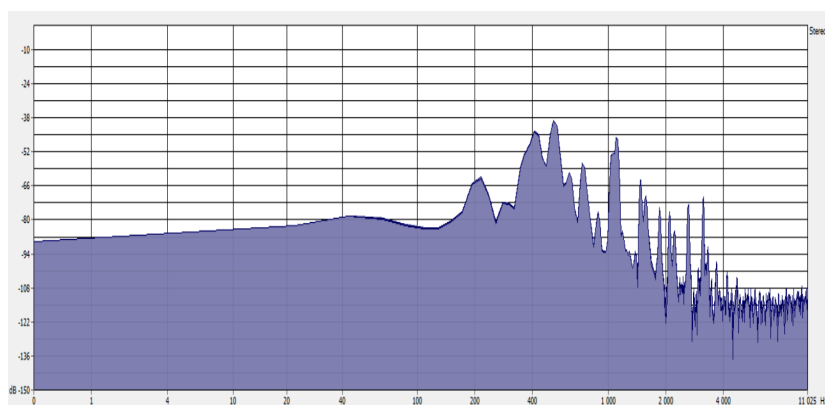


Рис.5.7 Спектрограма композиції ««Вступ до опери Р.Вагнера» Тристан і Ізольда (СЧ)

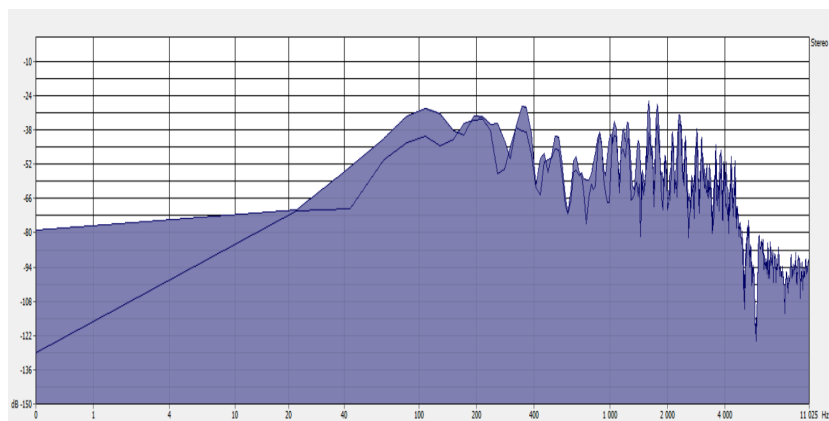


Рис.5.8 Спектрограма композиції «Gag» - Chimaira (ВЧ)

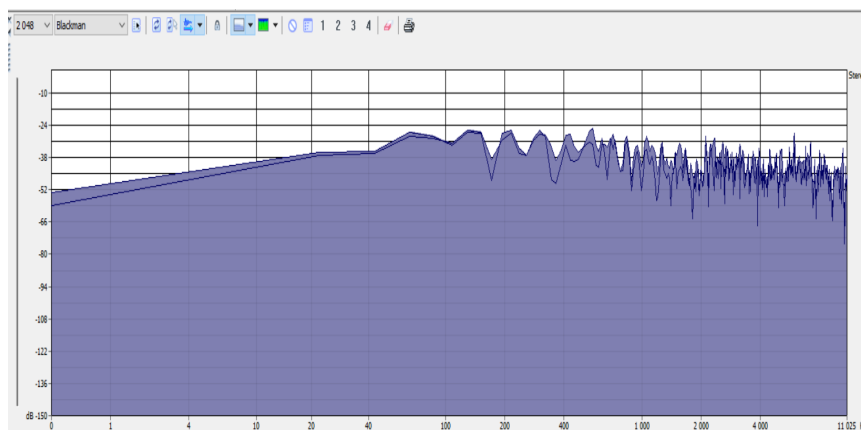


Рис.5.9 Спектрограма композиції «Highway to Hell» – AC/DC (ВЧ)

3. На основі спектрального аналізу встановили характерні частоти з найбільшою амплітудою по відношенню до усього спектру частот для кожної з композицій. Обрали часовий інтервал розміром в одну хвилину, де зустрічаються дані частоти та розділили композиції на три частотні групи: низькочастотні (НЧ) в діапазоні від 20 Гц до 300 Гц, середньочастотні (СЧ) - від 300 Гц до 3 кГц, і високочастотні (ВЧ) - від 3 кГц до 20 кГц. Результати наведені в табл. 5.1 [75].

Дослідження впливу складних аудіо-сигналів на електричну активність кори головного мозку було проведено в заглушеній кімнаті кафедри акустичних та мультимедійних електронних систем та КПІ ім. Ігоря Сікорського, методом електроенцефалографії (ЕЕГ) за допомогою комп'ютерного електроенцефалографа «BRAINTTEST-16» (ТОВ НВП «DX-системи», Україна, м. Харків) [75].



Рис.5.10 Заглушена кімната кафедри акустичних та мультимедійних електронних систем КПІ ім.Ігоря Сікорського для дослідження впливу складних аудіо-сигналів на електричну активність кори головного мозку людини

Статистичну обробку даних ЕЕГ буде проведено по U - критерію Уїлкоксона-Мана-Уїтні, для малих вибірок медико-біологічних даних [75].

5.2. Результати експерименту

Для експериментального дослідження по стимуляції центральної нервової системи людини складними аудіо-сигналами, були задіяні музичні фрагменти різного компонентно-структурного складу. Всі фрагменти записані в форматі mp3 після кожного фрагменту для прослуховування була представлена хвилина тиші. Для зручності та оптимальних умов для експерименту, кількість композицій була зменшена до 2 композицій на кожну частотну групу (Табл. 5.2.) [77].

Таблиця 5.2. Відібрані композиції повного спектру частот.

№	Композиція	Частота з A_{\max}	Частотна група
1	«Bohren Und Der Club of Gore» On Demon Wings	80 Гц	НЧ
2	«LittleWalter» BlueLight	110 Гц	НЧ
3	«Молитва за Україну» М.Лисенка	420 Гц	СЧ
4	«Мелодія» М.Скорика	450 Гц	СЧ
5	«Gag» - Chimaira	1,76 кГц	ВЧ
6	«Highway to Hell» – AC/DC	2,1 кГц	ВЧ

В експерименті, на добровільній згоді, відповідно до правил біоетики, які регламентовані міжнародними документами, приймали участь 9 добровольців - студентів. Всі досліджені – без спеціальної музичної освіти [77].

З використанням срібних чашечкових електродів, розташованих в 16 стандартних відведеннях (Fp1, Fp2, F3, F4, F7, F8, C3, C4, P3, P4, O1, O2, T3, T4, T5, T6), локалізація яких визначалася відповідно до міжнародної системи «10 - 20» . Як референтних використовувалися розділені вушні електроди. Запис ЕЕГ проводилася в смузі пропускання від 3 до 30 Гц [77].

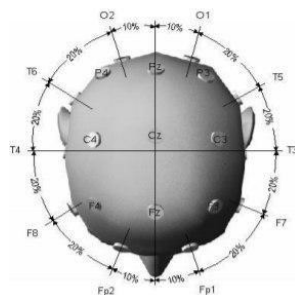
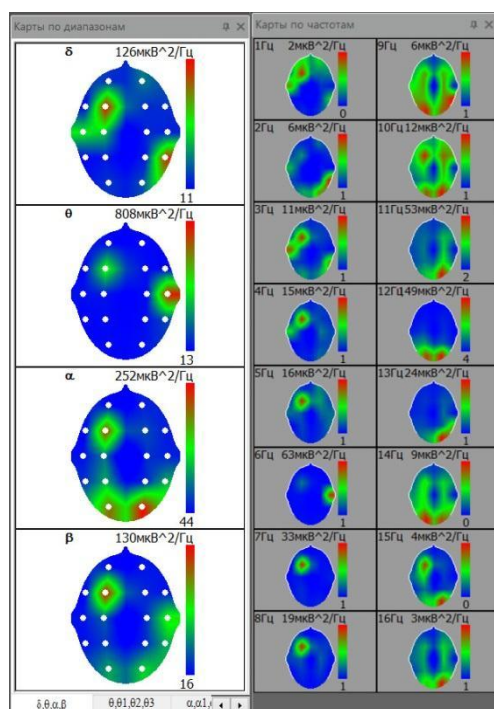


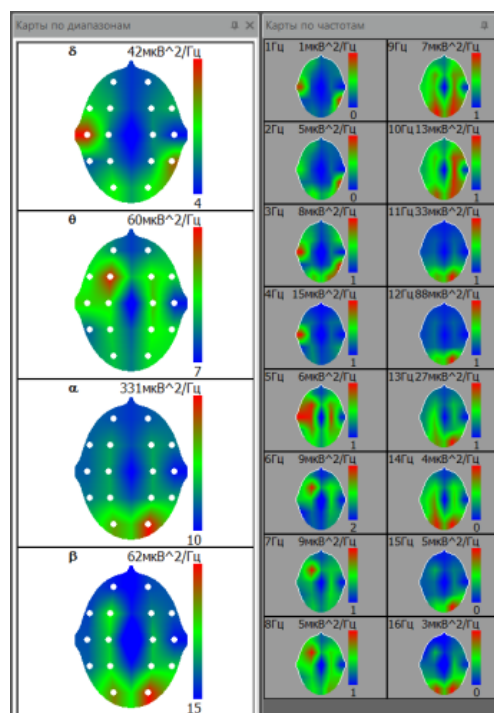
Рис.5.11. Схема накладання електродів за схемою 10-20

Дослідження проводилося в комфортних умовах в другій половині дня. На початку кожного обстеження одну хвилину реєстрували ЕЕГ в стані спокою з закритими очима. Ці дані розглядалися як фонові. В основній частині експериментального дослідження, реєстрація ЕЕГ проводилась при прослуховуванні обстежуваним різних композицій [77].

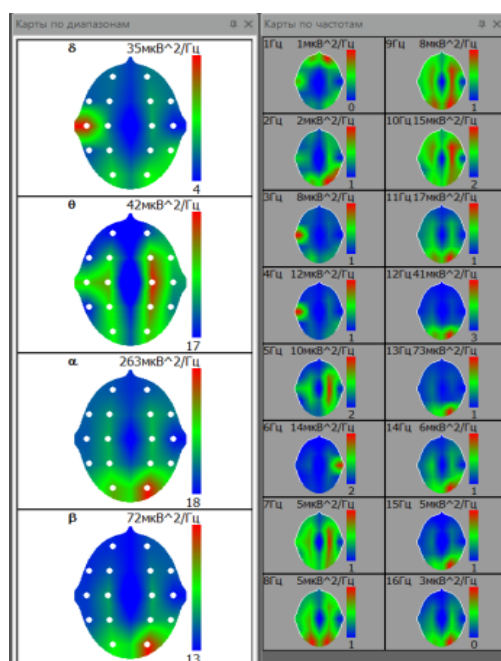
Статистичний аналіз результатів дослідження проводився із застосуванням пакетів прикладних програм Microsoft Excel і PHPStorm 2019.3 для Windows і включав в себе декілька етапів [77].



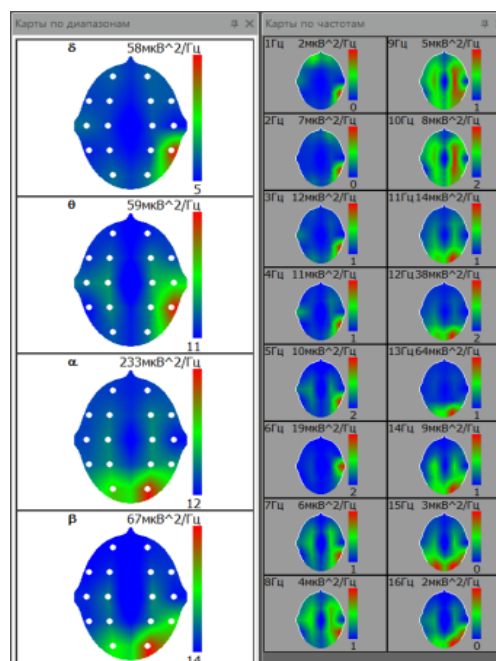
а)



б)



в)



г)

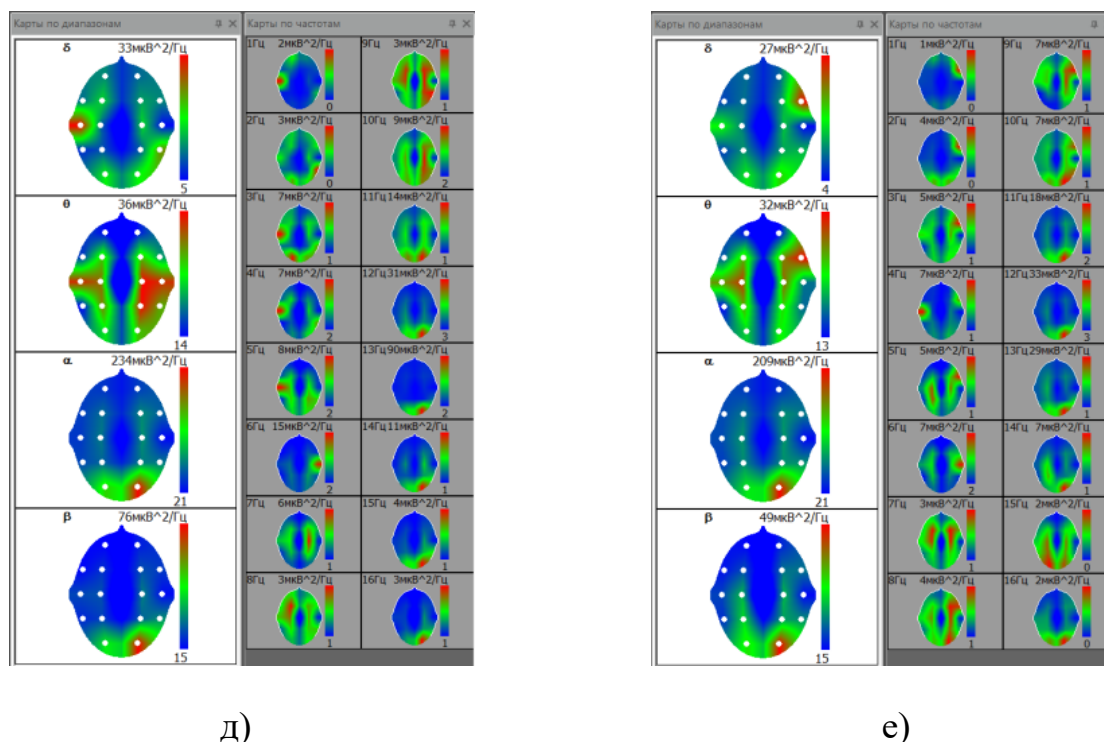


Рис.5.12. (а-е)Карты за діапазонами та за частотами які відповідають активності мозку під час прослуховуванні кожного аудіо-сигналу з композиції

За підсумками дисперсійного аналізу ЕЕГ-даних вдалося оцінити статистично значущі зміни в ПЕА мозку, пов'язані не тільки з впливом окремих характеристик прослуховуваних композицій, а й виявити взаємний їх вплив на емоційний стан людини. Незалежно від наявності мелодійного компонента в прослуховуваних зразках призводило до зниження спектральної потужності альфа-ритму та тета-ритму в симетричних потиличних відведеннях О1 та О2 ($P(\alpha_0)=118,75$ мкВт/Гц $P(\alpha_6)=65,5$ мкВт/Гц; $P(\alpha_0)=184,29$ мкВт/Гц $P(\alpha_6)=136,97$ мкВт/Гц та $P(\theta_0)=95,86$ мкВт/Гц $P(\alpha_6)=65,5$ мкВт/Гц $P(\alpha_0)=160,99$ мкВт/Гц $P(\alpha_6)=151,11$ мкВт/Гц), а також в тім'яних відведенні лівої півкулі Р3 ($P(\alpha_0)=65,68$ мкВт/Гц $P(\alpha_6)=44,94$ мкВт/Гц та $P(\theta_0)=62,68$ мкВт/Гц $P(\theta_6)=27,73$ мкВт/Гц).

Аналогічні зміни були зареєстровані в скронєво-тім'яно-потиличних відведеннях обох півкуль альфа, бета та тета-ритмів Т5 та Т6 ($P(\alpha_0)=50,788$ $P(\alpha_6)=17,038$ та $P(\alpha_0)=50,788$ $P(\alpha_6)=17,038$ мкВт/Гц; $P(\beta_0)=35,21$ $P(\beta_6)=23,79$ мкВт/Гц та $P(\beta_0)=35,21$ $P(\beta_6)=23,79$ мкВт/Гц; $P(\theta_0)=33,77$ мкВт/Гц $P(\theta_6)=25,31$ мкВт/Гц та $P(\theta_0)=33,77$ мкВт/Гц, $P(\theta_6)=25,31$ мкВт/Гц)(Рис. 5.13.).

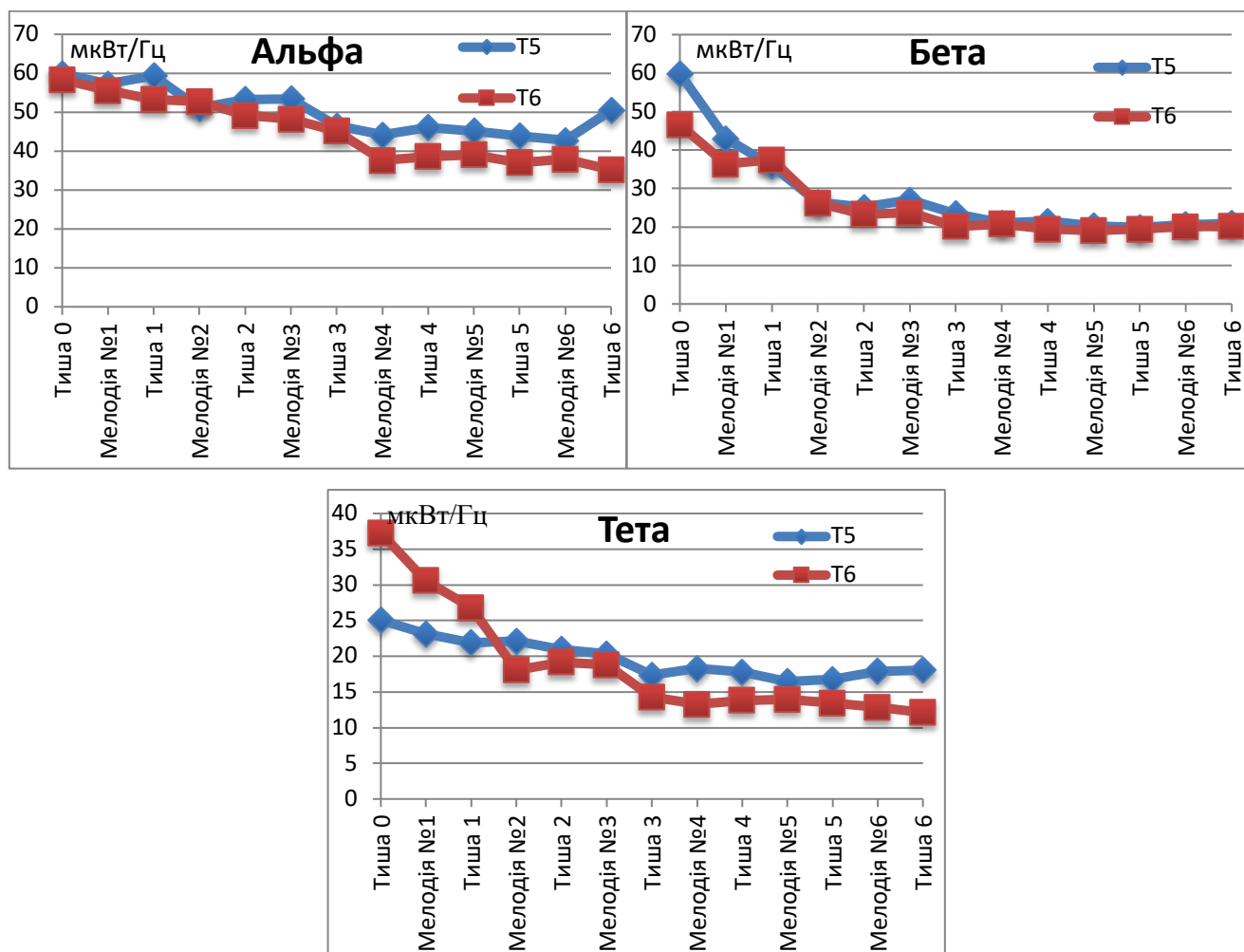


Рис.5.13 Спектральні потужності ритмів ЕЕГ в симетричних скронево-тім'яно-потиличних відведеннях обох півкуль альфа-, бета- та тета-ритмів Т5 та Т6

Прослуховування композиції характеризувалося більш низькими значеннями спектральної потужності бета-діапазону в симетричних скроневих відведеннях ($P(\beta_0)=23,56$ $P(\beta_6)=14,84$ мкВт/Гц та $P(\beta_0)=29,93$ $P(\beta_6)=25,08$ мкВт/Гц), в лівій півкулі тім'яної області ($P(\beta_0)=35,61$ $P(\beta_6)=28,9$ мкВт/Гц) та лівій півкулі потиличних відведень ($P(\beta_0)=38,94$ $P(\beta_6)=32,08$ мкВт/Гц).

Крім того, в альфа-діапазоні подібна реакція була відзначена в передніх областях, а саме в лобовій $Fp1$ та $Fp2$ ($P(\alpha_0)=29,68$ $P(\alpha_6)=17,25$ мкВт/Гц та $P(\theta_0)=33,72$ мкВт/Гц, $P(\theta_6)=16,55$ мкВт/Гц) (Рис.5.14).

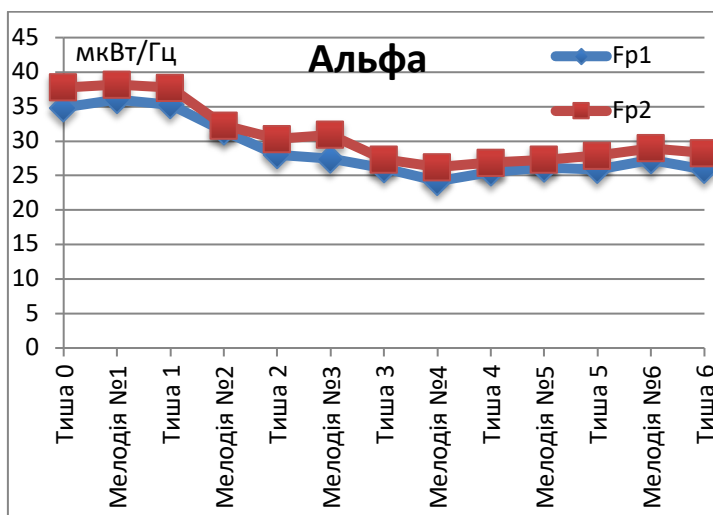
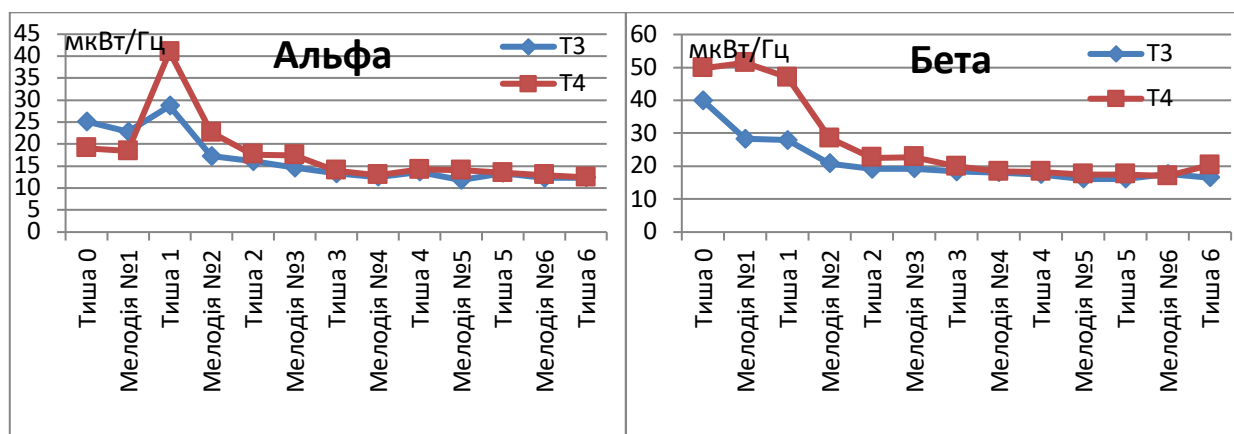


Рис.5.14. Спектральні потужності ритмів ЕЕГ альфа ритмів в передніх областях в лобових відведеннях Fp1 та Fp2

Перехресну дію факторів спокою та мелодії, виявлене за результатами дисперсійного аналізу, виявлялося у відносному зростанні спектральної потужності ритмів ЕЕГ. Було відзначено збільшення потужності альфа- та тета-ритму в правій гемісфері: значущі відмінності показані в центральному С4 ($P(\alpha_0)=30,06$ $P(\alpha_6)=33,29$ мкВт/Гц та $P(\theta_0)=33,77$ мкВт/Гц, $P(\theta_6)=45,31$ мкВт/Гц), тім'яній Р4 ($P(\alpha_0)=115,9$ $P(\alpha_6)=148,09$ мкВт/Гц та $P(\theta_0)=56,07$ мкВт/Гц, $P(\theta_6)=63,01$ мкВт/Гц) (див. Рис.5.13).

Мелодійний компонент в композиції надавав статистично значимий вплив на вираженість альфа-, бета- та тета-ритму в передніх скроневих відведеннях. Для наглядовості (див. Рис. 5.14). Так найбільш значиме зниження спектральної потужності спостерігалось в правій півкулі.



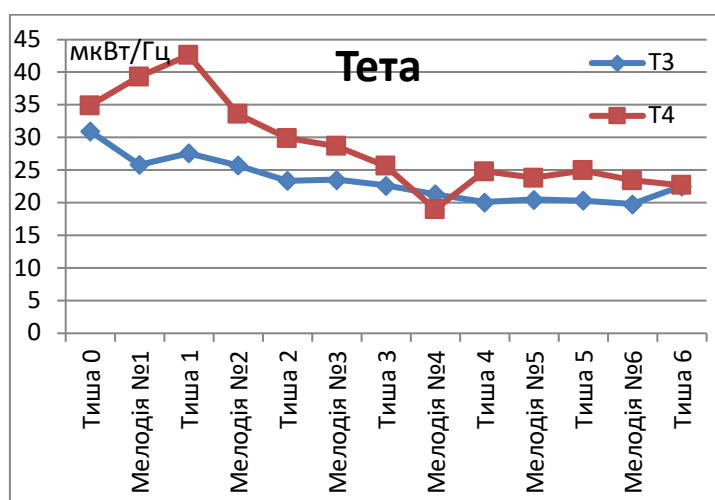


Рис.5.15 Спектральні потужності альфа-, бета- та тета-ритмів симетричних скроневих передніх відведеннях T3 та T4

Добре відомо, що головний мозок має властивості об'ємного провідника, що дозволяє поширення струмів практично з однаковою швидкістю в усіх напрямках від точки їх генерації. Мозкові оболонки, кістки черепа надають усереднюючу дію на розподіл потенціалів, згладжуючи просторові варіації щільності струмів і їх локальні неоднорідності. Внаслідок цього електричні поля, що реєструються при записі ЕЕГ, мають значно ширшу топографію розподілу, ніж під час запису в безпосередній близькості від джерела. Біо-електрична активність, що знімається від електродів, розташованих на незначній відстані один від одного, найчастіше представляє собою хвилі загального генезису [76].

Згідно обробки ЕЕГ-даних вдалося оцінити статистично значущі зміни в ПЕА мозку, один з генераторів тета-ритму проектував свою активність на скронево-тім'яно-потиличні (Т5-Т6) області кори. Максимум когерентної взаємодії між відведеннями, залученими в цей фактор, досягався на рівні 3 - 4 Гц. Це дозволило припустити, що джерелом тета-осциляцій є ряд підкіркових анатомічних структур, в тому числі ядра медіальної перегородки. Роль цих утворень в генерації низькочастотного тета ритму неодноразово показана в роботах російських і зарубіжних авторів [78-80].

Друга генераторна система, активність якої реєструвалася в смузі тета-діапазону, знаходиться в потиличних відділах мозку (О1-О2) і об'єднувала в собі

потиличні відведення обох півкуль. При цьому максимум когерентної взаємодії між областями відзначався на рівні 11-12 Гц, формуючи альфа-подібні комплекси тета-осциляцій. Важливо відзначити, що на сьогоднішній день немає єдиної думки про частотну межу тета-і альфа-діапазонів.

Більш низькі значення спектральної потужності альфа-ритму в центральних (С3-С4) та постцентральных (Т5-Т6) областях кори, що реєструються при прослуховуванні мелодії, свідчать про високу активність специфічних підкіркових ядер таламуса. Функціональна роль цих генераторних структур полягає в контролі за безліччю сенсорних потоків, що йдуть від периферичних рецепторів до проекційних зон кори великих півкуль [76].

Результати спектральної потужності бета-ритму дозволили виявити дві незалежні угруповання відведень (див. Рис. 5.13(Бета), 5.15(Бета)). Максимум низькі значення спектральної потужності в першій з них припав на скроневі області кори (Т3-Т6), що свідчить про реєстрацію роландичного бета- ритму, частота якого, як правило, не перевищує 20 Гц. Ще одне джерело бета-ритму, по всій видимості, були полімодальні асоціативні області кори великих півкуль [76].

Згідно з отриманих даних важливо відзначити, що прослуховування мелодії тягне за собою активацію переважно правої півкулі, з чим пов'язано падіння спектральної потужності бета-ритму в відповідних відведеннях. Це свідчить про пріоритетну роль правої гемісфери при сприйнятті мелодійного компонента.

Висновки до розділу 5

Незалежно від наявності або відсутності в музичній композиції мелодійного компонента при прослуховуванні, підвищується активність потиличних асоціативних областей кори великих півкуль.

Сприйняття мелодій характеризується високим ступенем активності скроневі системи, що пов'язано зі складністю і різноманітністю частотного спектру мелодійного компонента в порівнянні з його відсутністю. Під час

прослуховування мелодій важливу роль в обробці сприйняття сигналу грають нейронні структури правої півкулі.

Після прослуховування першої низькочастотної музичної композиції та за відсутності мелодійного компоненту зменшується активність скроневої системи обох півкуль з прослуховуванням кожної наступної мелодії активність зменшується поступово.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі було запропоноване застосування перспективного методу впливу сфокусованим ультразвуком в медицині. Виконано огляди актуальних досліджень, аналітичні розрахунки, натурні експерименти, що дало змогу отримати наступні результати:

1. Проведено огляд сучасних результатів застосування фокусованого ультразвуку для диференційного впливу на слухову систему людини, що дало змогу уточнити використовувані методи аналізу та сучасних результатів для вдосконалення параметрів акустичної системи. Проаналізовано можливості впливу музичними композиціями на ритми головного мозку, як методу об'єктивної оцінки.
2. Розраховано характеристики оптимального типу лінзи для фокусування - безабераційної, тобто еліптичної, та визначено, що виготовлена лінза з оргскла більш ефективна за лінзу, яка виготовлена з полістиролу.
3. Розраховано основні параметри фокуруючої системи з лінзою, а саме фокусні відстані, коефіцієнти підсилення за тиском, та радіуси дифракційних кружків. Отримати розподіл акустичного тиску п'єзоперетворювача вздовж його вісі, та визначено протяжність фокальної зони.
4. Експериментальним шляхом отримано та оброблено амплітудно-частотні характеристики повного електричного імпедансу п'єзоперетворювача.
5. Вперше розраховано акустичне поле лінійної матриці плоских п'єзоелементів в імпульсному режимі роботи, що забезпечило можливість безпечного впливу за допомогою ультразвуку при діагностиці внутрішнього вуха людини..
6. Досліджено акустичне поле лінійної матриці плоских п'єзоелементів в залежності від зміни куту сфокусованого ультразвукового пучка, та завдяки цьому отримано можливість впливу на всю ділянку завитки внутрішнього вуха людини, що є визначальним при діагностиці слухової системи людини перед кохлеарною імплантацією.

7. Встановлено, що збільшення коефіцієнту затухання акустичного імпульсу призводить до спаду дифракційних максимумів лінійної решітки п'єзоелементів. При зміні відстаней між групами п'єзоелементів лінійної решітки, що працюють синфазно, розподіл тиску по глибині змінюється і з'являються дифракційні максимуми в акустичному полі. Таким чином, відносну амплітуду першого дифракційного максимуму можна зменшити шляхом збільшення кількості п'єзоелементів в робочій групі, що підвищує ефективність ультразвукового впливу на локальну ділянку завитки внутрішнього вуха людини.
8. Проведено, за допомогою акустичного радіометру, експериментальні дослідження випромінюваної акустичної потужності п'єзоперетворювача з фокусуванням. Визначено інтенсивність п'єзовипромінювача у фокальній зоні, яка є безпечною для діагностичного застосування розробленої акустичної системи. Результати вимірювань підтвердили правильність теоретичних розрахунків акустичного поля сфокусовано п'єзоперетворювача.
9. Проведено, за допомогою високочастотного ватметра без активних елементів, експериментальні дослідження споживаної п'єзовипромінювачем електричної потужності. Визначено коефіцієнт корисної дії розробленої акустичної системи.
10. Вперше запропоновано метод об'єктивної диференційної оцінки слуху людини, який базується на дослідженні впливу на ритми головного мозку, зокрема альфа-, бета-, дельта - і тета – ритми, музичними композиціями певного спектрального складу. Виконано підбір таких музичних композицій, з урахуванням діапазону чутних частот.
11. Визначено експериментальним шляхом, що активність потилично-асоціативних зон кори великих півкуль головного мозку людини підвищується, незалежно від наявності, чи відсутності мелодичного компонента в музичній композиції при прослуховуванні.

12. Отримано, що при прослуховуванні музичних композицій важливу роль в обробці сприйняття сигналу відіграють нейронні структури правої півкулі.
13. Визначено, що після прослуховування першої низькочастотної музичної композиції, та за відсутності мелодійної складової, активність скроневої системи обох півкуль знижується при прослуховуванні кожної наступної музичної композиції.

Отримані результати свідчать про доцільність застосування акустичного п'єзоперетворювача з еліптичною лінзою виготовленою з оргскла для диференційного впливу сфокусованим ультразвуком на слухову систему людини. Це відіграє визначальну роль при діагностиці слухової системи перед проведенням кохлеарної імплантації, для визначення місця пошкодження слуху людини.

Список літератури

1. Worldwide organization of health protection. A loss of hearing is in child's age. Guidance to the immediate action.
https://apps.who.int/iris/bitstream/handle/10665/204507/WHO_MH_NVI_16.1_rus.pdf;jsessionid=CFA3C03E6811AFBD9E8FEB5801828C3D?sequence=5
2. Gelfand Stanley A. Hearing: An Introduction to Psychological and Physiological Acoustics. Informa Healthcare UK. 2010. ISBN-13: 978-1-4200-8865-6.
3. Robert H. Withnell and Taylor N. Fields. "Zwislocki's Model of the Middle Ear Re-visited". Mechanics of Hearing: Protein to Perception AIP Conf. Proc. 1703, 060012-1–060012-5; DOI: <http://dx.doi.org/10.1063/1.4939367>
4. Aithal Sreedevi, Kei Joseph, Driscoll Carlie, Khan Asaduzzaman, Swanston Andrew, "Wideband Absorbance Outcomes in Newborns: A Comparison With High-Frequency Tympanometry, Automated Brainstem Response, and Transient Evoked and Distortion Product Otoacoustic Emissions," Ear and Hearing (The Official Journal of American Auditory Society), May 6, 2015.
http://journals.lww.com/ear-hearing/Abstract/publishahead/Wideband_Absorbance_Outcomes_in_Newborns___A.99322.aspx
5. David T. Kemp, "Otoacoustic Emissions: Concepts and Origins," Springer Handbook of Auditory Research, V. 30, 2008, pp. 1-38.
http://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-0-387-71469-1_1
6. Saikat Samaddar, Swagatam Banerjee, Sanjoy Kumar Ghosh, Subhra Bhattacharya, Diptanshu Mukherjee, Sirshak Dutta, "Universal Neonatal Hearing Screening - a Necessity and not a Choice," Bengal Journal of Otolaryngology and Head Neck Surgery, V. 23, No. 1, pp.1-6, April, 2015.
<http://bjohns.in/journal/index.php/bjohns/article/view/38/49>
7. C. Patrone, "Neonatal hearing screening around the world: 8th Newborn hearing screening (NHS) International conference," Audio infos, No. 40, pp. 32-38, 2012.

8. Bartosz Trzaskowskia, Edyta Pilkaa, W. Wiktor Jedrzejczaka, Henryk Skarzynskia, “Criteria for detection of transiently evoked otoacoustic emissions in schoolchildren,” *International Journal of Pediatric Otorhinolaryngology*, Published Online: June 29, 2015. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijporl.2015.06.028>
9. David S Haynes, Rene H Gifford, George B Wanna, Alejandro C Rivas. *Cochlear Implants: From Principles to Practice*. Jajpee Brothers Medical Publishers, 2020. ISBN: 978-1-78779-119-0
10. Beutner Dirk, Hüttenbrink Karl-Bernd, “Passive and active middle ear implants,” *GMS Current Topics in Otorhinolaryngology - Head and Neck Surgery*, 8: Doc09, 2009. Published: March 10, 2011. DOI: <https://dx.doi.org/10.3205%2Fcto000061>
11. Ляшко, Д. О., Найда, С. А. (2018). Експериментальне дослідження сфокусованої ультразвукової системи для диференційної діагностики слуху людини. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 23(3), 58–64. ; DOI: <http://dx.doi.org/10.20535/2523-4455.2018.23.3.134958>
12. Ляшко, Д. О., Найда, С. А. (2022). Акустичне поле ультразвукового приладу для диференційної діагностики слуху людини. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 263239–1. ; DOI: <http://dx.doi.org/10.20535/2523-4455.mea.263239>
13. Tyler, W.J., Lani, S.W., and Hwang, G.M. (2018). Ultrasonic modulation of neural circuit activity. *Curr. Opin. Neurobiol.* 50, 222–231.
14. Guo, H., Hamilton, M., Offutt, S.J., Gloeckner, C.D., Li, T., Kim, Y., Legon, W., Alford, J.K., and Lim, H.H. (2018). Ultrasound produces extensive brain activation via a cochlear pathway. *Neuron* 98, this issue, 1020–1030.
15. Sato, T., Shapiro, M., and Tsao, D. (2018). Ultrasonic neuromodulation causes widespread cortical activation via an indirect auditory mechanism. *Neuron* 98, this issue, 1031–1041
16. Gavrilov, L.R., Tsirolnikov, E.M. Focused ultrasound as a tool to input sensory information to humans (Review). *Acoust. Phys.* 58, 1–21 (2012). ; DOI: <http://dx.doi.org/10.1134/S1063771012010083>

17. De Sousa, K. C., Swanepoel, D. W., Moore, D. R., & Smits, C. (2019). Improving sensitivity of the digits-in-noise test using antiphasic stimuli. *Ear and Hearing*. Advance online publication. doi:10.1097/AUD.0000000000000775
18. Liberman, M. C. (2017). Noise-induced and age-related hearing loss: New perspectives and potential therapies. *F1000Research*, 6, 927. doi: 10.12688/f1000research.11310.1
19. Smits, C., Kapteyn, T. S., & Houtgast, T. (2004). Development and validation of an automatic speech-in-noise screening test by telephone. *International Journal of Audiology*, 43, 15–28.
20. David R. Moore, Helen Whiston, Melanie Lough, Antonia Marsden, Harvey Dillon, Kevin J. Munro and Michael A. Stone (2019). FreeHear: A New Sound-Field Speech-in-Babble Hearing Assessment Tool. *Trends in Hearing* Volume 23: 1–12
DOI: 10.1177/2331216519872378
21. Islam, M.N., Sulaiman, N., Rashid, M., Hasan, M.J., Mustafa, M., P. P. Abdul Majeed, A. (2021). Analysis of Auditory Evoked Potential Signals Using Wavelet Transform and Deep Learning Techniques. In: , *et al.* RiTA 2020. Lecture Notes in Mechanical Engineering. Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-16-4803-8_39
22. Chupova, D.D., Rosnitskiy, P.B., Gavrilov, L.R. *et al.* Compensation for Aberrations of Focused Ultrasound Beams in Transcranial Sonications of Brain at Different Depths. *Acoust. Phys.* 68, 1–10 (2022). ; DOI: <http://dx.doi.org/10.1134/S1063771022010018>
23. Ibrahim, I.A., Ting, H.-N., Moghavvemi, M.: Formulation of a novel classification indices for classification of human hearing abilities according to cortical auditory event potential signals. *Arab. J. Sci. Eng.* 44(8), 7133–7147 (2019). ; DOI: <http://dx.doi.org/10.1007/s13369-019-03835-5>
24. Dietl, H., Weiss, S.: Detection of cochlear hearing loss applying wavelet packets and support vector machines. In: Conference Record - Asilomar Conference on

- Signals, Systems and Computers, pp. 1575–1579 (2004).; DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/acssc.2004.1399421>
25. Tang, C., Lee, E.: Hearing loss identification via wavelet entropy and combination of Tabu search and particle swarm optimization. In: International Conference on Digital Signal Processing, DSP. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. (2019). <https://doi.org/10.1109/ICDSP.2018.8631839>.
 26. Sanjay, H.S., Hiremath, B.V., Prithvi, B.S., Dinesh, P.A.: Machine learning based assessment of auditory threshold perception in human beings. SN Appl. Sci. 2(2), 1–10 (2020). ; DOI: <http://dx.doi.org/10.1007/s42452-019-1929-7>
 27. Tsiurulnikov E.M., Vartanyan I.A., Gersuni G.V., Rosenblyum A.S., Pudov V.I., Gavrilov L.R., Use of amplitude-modulated focused ultrasound for diagnosis of hearing disorders, Ultrasound in Medicine & Biology, Volume 14, Issue 4, 1988, pp.277-285, ISSN 0301-5629.; DOI: [http://dx.doi.org/10.1016/0301-5629\(88\)90093-2](http://dx.doi.org/10.1016/0301-5629(88)90093-2).
 28. Bekesy G. Experiments in hearing (Translated and edited by E. G. Wever), McGraw-Hill, New York, 1960. ISBN- 13: 9780883186305, ISBN-10: 0883186306.
 29. Медична апаратура спеціального призначення [Текст] : навчальний посібник / С.М. Злепко, Л.Г. Коваль, Н.М. Гаврилова, Г.С. Тимчик. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 160 с.
 30. Фізіотерапевтична апаратура: навч. посіб. для студ. вищих навч. закладів, які навч. за напрямом підготовки "Приладобудування" / Г.С. Тимчик, М.В. Філіппова, І.М. Діордіца; М-во освіти і науки, молоді та спорту України, НТУУ "КПІ". – Київ : НТУУ "КПІ", 2012. – 280с.
 31. Дідковський В.С., Найда С.А. П'єзоелектричні перетворювачі медичних ультразвукових сканерів: Навч. посібник. -К.: НМЦВО, 2000. -178с
 32. Найда, С. А., Ляшко, Д. О. (2015). Особливості застосування акустичних фокусуючих лінз в пасивній акустотермометрії біологічних об'єктів. *Електроніка та Зв'язок*, 20(2).; DOI: <http://dx.doi.org/10.20535/2312->

1807.2015.20.2.42497

33. Winter L., Oberacker E., Paul K., Ji Y., Oezerdem C., Ghadjar P., Thieme A., Budach V., Wust P., Niendorf Th. Magnetic resonance thermometry: methodology, pit-falls and practical solutions // *Int. J. Hyperthermia*. 2016. V. 32. No 1. P. 63–75. ; DOI: <http://dx.doi.org/10.3109/02656736.2015.1108462>
34. Pouch A.M., Cary T.W., Schultz S.M., Sehgal C.M. In vivo noninvasive temperature measurement by B-mode ultrasound imaging // *J. Ultrasound in Medicine*. 2010. V. 29. No 11. P. 1595–1606.; DOI: <http://dx.doi.org/10.3109/02656736.2015.1108462>
35. Hand J.W., Van Leeuwen G.M.J., Mizushima S., Van de Kamer J.B., Maruyama K., Sugiura T., Azzopardi D.V., Edwards A.D. Monitoring of deep brain temperature in infants using multi-frequency microwave radiometry and thermal modelling // *Physics in Medicine & Biology*. 2001. V. 46. No 7. P. 1885.; DOI: <http://dx.doi.org/10.1088/0031-9155/46/7/311>
36. Anosov A.A., Kazansky A.S., Subochev P.V., Mansfel'd A.D., Klinshov V.V. Passive estimation of internal temperatures making use of broadband ultrasound radiated by the body // *J. Acoust. Soc. Am*. 2015. V. 137. No 4. P. 1667–1674. ; DOI: <http://dx.doi.org/10.1121/1.4915483>
37. Anosov A.A., Subochev P.V., Mansfeld A.D., Sharak-shane A.A. Physical and computer-based modeling in internal temperature reconstruction by the method of passive acoustic thermometry // *Ultrasonics*. 2018. V. 82. P. 336–344; DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ultras.2017.09.015>
38. Amiri H., Makkiabadi B., Khani A., Irandoost S.A. A simulation framework for passive acoustic thermometry of homogenous materials // *Frontiers in Biomedical Technologies*. 2019. V. 6. No 3. P. 133–138.; DOI: <http://dx.doi.org/10.18502/fbt.v6i3.1696>
39. Krotov E.V., Zhadobov M.V., Reyman A.M., Volkov G.P., Zharov V.P. Detection

- of thermal acoustic radiation from laser-heated deep tissue// *Appl. Phys. Lett.* 2002. V. 81. No 21. P. 3918–3920. ; DOI: <http://dx.doi.org/10.1063/1.1521245>
- 40.Singla N., Gahan J. New technologies in tumor ablation // *Current opinion in urology*. 2016. V. 26. No 3. P. 248–253.
- 41.Sidoff L., Dupuy D.E. Clinical experiences with microwave thermal ablation of lung malignancies // *Int. J. Hyperthermia*. 2017. V. 33. No 1. P. 25–33.
- 42.Kaandorp, M. W., Smits, C., Merkus, P., Festen, J. M., & Goverts, S. T. (2017). Lexical-access ability and cognitive predictors of speech recognition in noise in adult cochlear implant users. *Trends in Hearing*, 21, 2331216517743887.
- 43.Nuesse, T., Steenken, R., Neher, T., & Holube, I. (2018). Exploring the link between cognitive abilities and speech recognition in the elderly under different listening conditions. *Frontiers in Psychology*, 9, 678.; DOI: <http://dx.doi.org/10.3389/fpsyg.2018.00678>
- 44.Koopmans, W. J. A., Goverts, S. T., & Smits, C. (2018). Speech recognition abilities in normal-hearing children 4 to 12 years of age in stationary and interrupted noise. *Ear & Hearing*, 39, 1091–1103.; DOI: <http://dx.doi.org/10.1097/AUD.0000000000000569>
- 45.Smits, C., Watson, C. S., Kidd, G. R., Moore, D. R., & Goverts, S. T. (2016). A comparison between the Dutch and American-English digits-in-noise (DIN) tests in normal-hearing listeners. *International Journal of Audiology*, 55, 358–365. DOI: <http://dx.doi.org/10.3109/14992027.2015.1137362>
- 46.Zokoll, M. A., Wagener, K. C., & Kollmeier, B. (2017). Diagnosing and screening in a minority language: A validation study. *American Journal of Audiology*, 26, 369–372.; DOI: http://dx.doi.org/10.1044/2017_AJA-16-0138
- 47.Moore, D. R., Edmondson-Jones, M., Dawes, P., Fortnum, H., McCormack, A., Pierzycki, R. H., & Munro, K. J. (2014). Relation between speech-in-noise threshold, hearing loss and cognition from 40-69 years of age. *PLoS One*, 9, e107720; DOI: <http://dx.doi.org/10.1371/journal.pone.0107720>

48. Smits, C., & Houtgast, T. (2005). Results from the Dutch speech-in-noise screening test by telephone. *Ear and Hearing*, 26, 89–95.
49. Moore, D. R., Zobay, O., Mackinnon, R. C., Whitmer, W. M., & Akeroyd, M. A. (2017). Lifetime leisure music exposure associated with increased frequency of tinnitus. *Hearing Research*, 347, 18–27. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.heares.2016.10.030>
50. Potgieter, J. M., Swanepoel, de W., Myburgh, H. C., & Smits, C. (2018). The South African English smartphone digits-in-noise hearing test: Effect of age, hearing loss, and speaking competence. *Ear and Hearing*, 39, 656–663. DOI: <http://dx.doi.org/10.1097/AUD.0000000000000522>
51. Jansen, S., Luts, H., Dejonckere, P., Van Wieringen, A., & Wouters, J. (2013). Efficient hearing screening in noise-exposed listeners using the digit triplet test. *Ear & Hearing*, 34, 773–778. DOI: <http://dx.doi.org/10.3109/14992027.2013.849361>
52. Smits, C., Theo Goverts, S., & Festen, J. M. (2013). The digits-in-noise test: Assessing auditory speech recognition abilities in noise. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 133, 1693–1706. DOI: <http://dx.doi.org/10.1121/1.4789933>
53. Pralong, D., & Carlile, S. (1994). Measuring the human head-related transfer functions: A novel method for the construction and calibration of a miniature “in-ear” recording system. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 95, 3435–3444.
54. Cameron, S., & Dillon, H. (2007). Development of the listening in spatialized noise-sentences test (LISN-S). *Ear and Hearing*, 28, 196–211.
55. Saberi, K., Dostal, L., Sadralodabai, T., Bull, V., & Perrott, D. R. (1991). Free-field release from masking. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 90, 1355–1370.
56. Gao, S., Wang, Y., Gao, X.: Visual and auditory brain – computer interfaces. 61, 1436–1447 (2014)

57. Alam, S., Technology, E., Bari, B.S., Technology, E., Jadin, M.S., Technology, E.: Empirical mode decomposition coupled with fast fourier transform based feature extraction method for motor imagery tasks classification, pp. 10–15 (2020)
58. Sriraam, N.: EEG based automated detection of auditory loss: a pilot study. *Expert Syst. Appl.* 39, 723–731 (2012). DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.eswa.2011.07.064>
59. Дідковський В.С., Найда С.А., Алексеєнко О.В. Широкопasmові електроакустичні тракти медичних приладів: Монографія. -К.: Імекс-ЛТД, 2014. -264 с. ISBN 978-966-189-240-7.
60. Bowen T. Acoustic passive remote temperature sensing // *Acoustic imaging*. -1982. -P.549-561.
61. Naida S.A. Acoustothermometry of liquid objects using piezoelectronic receivers of megahertz range // *Technical Diagnostics and Non-Destructive Testing*. -2002, №3. -pp.41-48.
62. Naida S.A. Piezoreceivers of thermal acoustic radiation for probing the internal temperature of objects // *Technical Diagnostics and Non-Destructive Testing*. - 2003, №1. - pp. 25-29.
63. Anosov A.A., Kazansky A.S., Subochev P.V., Mansfel'd A.D., Klinshov V.V. Passive estimation of internal temperatures making use of broadband ultrasound radiated by the body // *J. Acoust. Soc. Am.* 2015. V. 137. № 4. P. 1667–1674. DOI: <http://dx.doi.org/10.1121/1.4915483>
64. Ляшко Д.А. Вплив фокусованого ультразвуку на слухову систему. VIII Міжнародна науковотехнічна конференція молодих вчених «Електроніка-2015». Київ 2015. С.71-74.
65. Katz J., *Handbook of clinical audiology*. 2015. ISBN: 978-1-4511-9163-9
66. Sergey Naida, “New Possibilities of the Tympanoplasty After the Discovery of the Formula for the Middle Ear Norm Parameter,” *Proc. of IEEE XI-th Int. Conf. Perspective technologies and methods in MEMS design (MEMSTECH 2015)*, pp.96-101, 2-6 September 2015, Lviv - Polyana, Ukraine.

<http://ieeexplore.ieee.org/document/7299466/>

67. Beranek Leo L., Mellow Tim J., *Acoustics – Sound Fields and Transducers*. 2012, San Diego. Elsevier – Academic Press. ISBN: 9780123914217
68. Gentil F., Parente M., Martins P., Garbe C., Paço J., Ferreira A., Tavares J., Jorge R., "The influence of muscles activation on the dynamical behaviour of the tympano-ossicular system of the middle ear," *Computer Methods in Biomechanics and Biomedical Engineering*. 2013, vol. 16, no. 4, pp. 392-402, DOI: <https://doi.org/10.1080/10255842.2011.623674>
69. Ihrle S., Lauxmann M., Eiber A, Eberhard P., "Nonlinear modelling of the middle ear as an elastic multibody system – Applying model order reduction to acousto-structural coupled systems." *Journal of Computational and Applied Mathematics*. 2013, vol. 246, pp. 18-26, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cam.2012.07.010>
70. Chivers R.C., Zell K., Peak J.C.F., Fielding S.H., «The tethered float ultrasonic radiometr,» *Acustica*, т. 79, № 2, pp. 170-174, 1993.
71. S. L. V. Kunavin A. M., “Spektral’nyye kharakteristiki bioelektricheskoy aktivnosti mozga studentov pri proslushivanii audio-stimulov razlichnogo komponentno-strukturnogo sostava [Spectral characteristics of the bioelectric activity of the brain of students when listening to audi,» *Ekol. cheloveka*, pp. 34–42, 2014.
72. M. Riess Jones, R. R. Fay, and A. N. Popper, Eds., *Music Perception*, vol. 36. New York, NY: Springer New York, 2010, ISBN: 978-1-4419-6113-6.
73. P. R. I., Aldoshina, *Music acoustic*. Sankt-Peterburg 15/5000 St. Petersburg: Kompozitor, 2006, ISBN: 978-5-7379-0298-8.
74. Rankin S. K., Fink Ph. W., Large E. W., «Fractal structure enables temporal prediction in music,» *The Journal of the Acoustical Society of America*, т. 136, № 4, 2014, DOI: <http://dx.doi.org/10.1121/1.4890198>.
75. Ляшко, Д. О., Найда, С. А. (2019). Дослідження спектрів складних аудіо-сигналів та методика музичної терапії. *Електронна та Акустична Інженерія*, 2(2), 58–62. DOI: <http://dx.doi.org/10.20535/2617->

0965.2019.2.2.163388

76. Liashko, D. (2020). Methods of music therapy and experimental study of bioelectrical activity of students' brains while listening to the musical composition of the audible frequency spectrum. *ScienceRise*, 6, 74–80. DOI: <http://dx.doi.org/10.21303/2313-8416.2020.001561>
77. Ляшко Д.О., Дамарад А.В. Експериментальне дослідження біоелектричної активності мозку студентів під час прослуховування музичної композиції. *Електронна та акустична інженерія*. 2020. №. 1 (3), С.59-62. DOI: <http://dx.doi.org/10.20535/2617-0965.2020.3.1.198434>
78. Buzsaki G. Theta oscillations in the hippocampus. *Neuron*. 2002, 33, pp. 325-340.
79. Vertes R. P., Kocsis B. Brainstem-diencephalo- septohippocampal system controlling the theta rhythm of hippocampus // *Neuroscience*. 1997. Vol. 81. P 893-926.
80. Vinogradova O. S. Expression, control and probable functional significance of the neuronal theta-rhythm // *Progress in neurobiology*. 1995. Vol. 45. P 523-583.

ДОДАТОК А. Список опублікованих праць за темою дисертації

1. Найда С. А., Ляшко, Д. О. Особливості застосування акустичних фокусуючих лінз в пасивній акустотермометрії біологічних об'єктів. *Електроніка та Зв'язок*, 2015, 20(2). <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2015.20.2.42497>, (фахове видання категорії Б).
2. Найда С. А., Ляшко Д. О. «Експериментальне дослідження сфокусованої ультразвукової системи для диференційної діагностики слуху людини», *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2018, 23(3), 58–64. DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.3.134958, (фахове видання категорії Б).
3. Ляшко Д. О., Найда С. А., «Акустичне поле ультразвукового приладу для диференційної діагностики слуху людини», *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2022, 263239–1. DOI: 10.20535/2523-4455.me.263239 ISSN 2523-4455, (фахове видання категорії Б).
4. Liashko D. Methods of music therapy and experimental study of bioelectrical activity of students' brains while listening to the musical composition of the audible frequency spectrum. *ScienceRise*. 2020. №. 6 (71), С.74-80. DOI: 10.21303/2313-8416.2020.001561 ISSN 2313-8416. (Стаття у періодичних наукових виданнях інших держав, які входять до ОЕСР та/або Європейського Союзу) - Естонія.
5. Ляшко Д.О., Найда С.А. Дослідження спектрів складних аудіо-сигналів та методика музичної терапії. *XII міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2019»*. (м. Київ, 15-17 квітня 2020р.) в *Електронна та акустична інженерія*. Київ. 2019. №. 2 (2), С.58-62. DOI: 10.20535/2617-0965.2019.2.2.163388, (матеріали конференції).
6. Ляшко Д.О., Дамарад А.В. Експериментальне дослідження біоелектричної активності мозку студентів під час прослуховування музичної композиції. *Електронна та акустична інженерія*. 2020. *XIII міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2020»*. (м. Київ, 15-17 квітня 2020р.)

№. 1 (3), С.59-62. DOI: 10.20535/2617-0965.2020.3.1.198434, *(матеріали конференції)*