

УДК 621.3:534.8

DOI: 10.31673/2786-8362.2025.022812

Мовчанюк А.В., к.т.н.; Кирпатенко І.М., к.т.н.;

Новосад А.А.; Зінгер Я.Л., к.т.н.

МЕТОД СТАБІЛІЗАЦІЇ РЕЗОНАНСНОГО РЕЖИМУ П'ЄЗОПЕРЕТВОРЮВАЧІВ У СИСТЕМАХ З ФАПЧ

Movchanyuk A.V., Kyrpatenko I.M., Novosad A.A., Zinher Ya.L. Methods for stabilizing the resonant mode of piezoelectric transducers in PLL-based systems. This paper investigates the impedance matching of piezoceramic ultrasonic transducers with power amplifier stages operating near mechanical resonance frequencies. The study emphasizes the importance of achieving both a purely active input impedance and stable vibration amplitude under varying load conditions, which are critical for high-efficiency ultrasonic generators and automatic control systems such as phase-locked loops (PLL). The analysis includes equivalent circuit modeling, evaluation of matching filters, and phase characteristics to identify conditions for resonance stability. Furthermore, the paper proposes an approach for generating a feedback signal with a 90° phase shift, enabling PLL-based control for automatic resonance tracking. The findings demonstrate that conventional inductive matching filters cannot simultaneously satisfy the requirements for active impedance and phase shift, but advanced configurations can improve performance. These results contribute to the development of more efficient ultrasonic generators capable of maintaining stability and energy efficiency under dynamic operating conditions.

Keywords: piezoceramic transducer, impedance matching, ultrasonic generator, resonance frequency, matching filter, phase-locked loop (PLL), electromechanical characteristics

Мовчанюк А.В., Кирпатенко І.М., Новосад А.А., Зінгер Я.Л. Метод стабілізації резонансного режиму п'єзоперетворювачів у системах з ФАПЧ. У статті розглянуто особливості узгодження п'єзокерамічних перетворювачів з вихідними каскадами генераторів на резонансних частотах. Проаналізовано вплив узгоджувачів фільтрів на імпеданс та фазові характеристики, а також можливість формування сигналу зворотного зв'язку для реалізації системи ФАПЧ. Запропоновано підходи для стабілізації режиму роботи та підвищення ефективності ультразвукових генераторів

Ключові слова: п'єзокерамічний перетворювач, узгодження імпедансу, ультразвуковий генератор, резонансна частота, узгоджувач фільтр, фазове автопідстроювання частоти, електромеханічні характеристики

Вступ

Постановка завдання. Ультразвукові п'єзокерамічні перетворювачі займають важливе місце в сучасних технологіях, зокрема в медичній діагностиці, дефектоскопії, системах контролю та автоматизації виробничих процесів. Їх використання обумовлене здатністю ефективно перетворювати електричну енергію на механічні коливання та навпаки, що робить ці пристрої незамінними у високоточних системах. Зростання вимог до точності, стабільності та енергоефективності ультразвукових генераторів підвищує актуальність дослідження електромеханічних характеристик п'єзоперетворювачів, особливо в умовах роботи на резонансних частотах.

Аналіз останніх досліджень. Попри значний прогрес у розробці п'єзокерамічних матеріалів та конструкцій, залишається низка проблем, пов'язаних із узгодженням перетворювача з електронними підсилювальними каскадами. Зокрема, складність полягає у забезпеченні одночасно чисто активного вхідного імпедансу та стабільності амплітуди механічних коливань при зміні навантаження. Невиконання цих умов призводить до зниження коефіцієнта корисної дії, нестабільності роботи генератора та ускладнює реалізацію систем автоматичного керування, таких як фазова автопідстройка частоти (ФАПЧ). Крім того, традиційні узгоджувачі фільтри, що базуються на простих індуктивних елементах, не завжди дозволяють досягти оптимальних параметрів, що обмежує можливості використання перетворювачів у високоточних і високочастотних застосуваннях.

Існує декілька підходів до проектування узгоджувачів фільтрів. Для перетворювачів, що працюють в мегагерцовому діапазоні застосовують підходи, що подібні до проектування вихідних каскадів передавачів [1-3], за допомогою діаграм Сміта або багатоланкових фільтрів. При цьому опір перетворювача вважається не змінним. На низьких частотах використовують

більш прості схеми узгодження, але при цьому так само вважають опір сталим [4,5]. Загалом існує не така велика кількість потенціальних схем узгодження [6,7]. Але при їх розрахунку необхідно враховувати метод підтримання заданої амплітуди коливань та резонансного режиму роботи. Найбільш розповсюдженими є генератори з ФАПЧ [8] або більш складні системи керування, наприклад з використанням елементів ШІ FUZZI LOGIC [9]. Але в будь-якому випадку необхідно узгодити імпеданс та чітко розуміти можливий фазовий зсув в колі зворотного зв'язку, особливо при зміні навантаження на перетворювачі.

Метою роботи є комплексний аналіз поведінки п'єзокерамічного перетворювача на резонансних частотах, дослідження впливу узгоджувачих фільтрів на імпеданс та фазові характеристики, а також розробка підходів для стабілізації режиму роботи з урахуванням вимог до системи керування. Особливу увагу необхідно приділити можливості формування сигналу зворотного зв'язку для реалізації ФАПЧ, що забезпечує автоматичне підтримання резонансного режиму.

Виклад основного матеріалу дослідження

П'єзокерамічний перетворювач можна представити схемою заміщення [10], в якій механічні параметри представлено їх електричними аналогіями (рис. 1). Еквівалентна схема включає механічний контур, що складається з L_M , C_M та R_M . Відповідно, амплітуда механічних коливань пропорційна струму через R_M . В залежності від частоти збудження, перетворювач може працювати на частоті механічного резонансу, коли імпеданс L_M та C_M взаємно компенсуються, та частоті антирезонансу, коли наведену схему можна розглядати як паралельний коливальний контур другого роду.

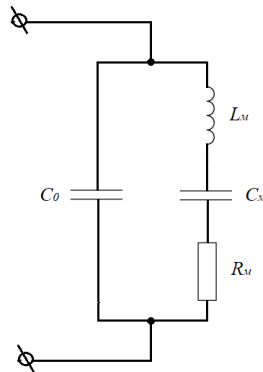


Рис.1. Схема заміщення п'єзоперетворювача (C_0 – статична ємність; L_M – індуктивність, пропорційна масі; C_M – ємність, пропорційна масі; R_M – механічний еквівалентний опір)

На частоті механічного резонансу вхідний опір буде малий, тому його простіше узгодити із транзисторними підсилювачами, що працюють у ключовому режимі та поведуть себе подібно до ідеалізованого джерела напруги. На частоті антирезонансу вхідний імпеданс буде великий (хоча і чисто активний) та вимагатиме живлення від джерела струму. Розглянемо більш детально поведінку перетворювача на частоті механічного резонансу:

$$\omega_M = \frac{1}{\sqrt{L_M C_M}}.$$

Легко бачити, що на частоті механічного резонансу вхідний імпеданс матиме реактивний активно-ємнісний характер. Загалом, механічний опір R_M являє собою суму опорів механічних втрат та опору навантаження. Дещо переробимо еквівалентну схему, представлену на рис. 1, вважаючи, що опір навантаження R_n рівний R_M (рис. 2).

В результаті, імпеданс механічної гілки можна представити у наступному вигляді:

$$Z_M = j\rho_M \left[\frac{\omega}{\omega_M} - \frac{\omega_M}{\omega} \right],$$

де $\rho_M = \sqrt{\frac{L_M}{C_M}}$ – характеристичний опір механічної гілки.

Вхідний опір (імпеданс перетворювача) можна знайти:

$$Z_{BX} = \frac{z_{C_0}(z_M + R_H)}{z_{C_0} + z_M + R_H}.$$

Після нескладних перетворень, враховуючи те, що на частоті механічного резонансу $z_M = 0$, отримаємо:

$$Z_{BX} = \frac{R_H}{1 + j\omega C_0 R_H}.$$

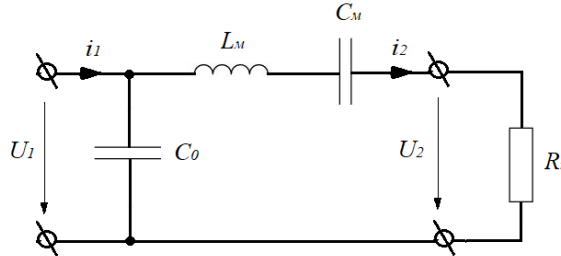


Рис. 2. Представлення схеми заміщення п'єзоперетворювача у вигляді еквівалентного чотирьох полюсника

Як бачимо, вхідний імпеданс дійсно має активно-ємнісний характер. Для підвищення ККД вихідного каскаду ультразвукового генератора, його потрібно привести до чисто активного, додавши узгоджуючий фільтр.

У найпростішому випадку, узгоджуючий фільтр являє собою індуктивність L_0 , що увімкнена послідовно з ультразвуковим перетворювачем (рис. 3).

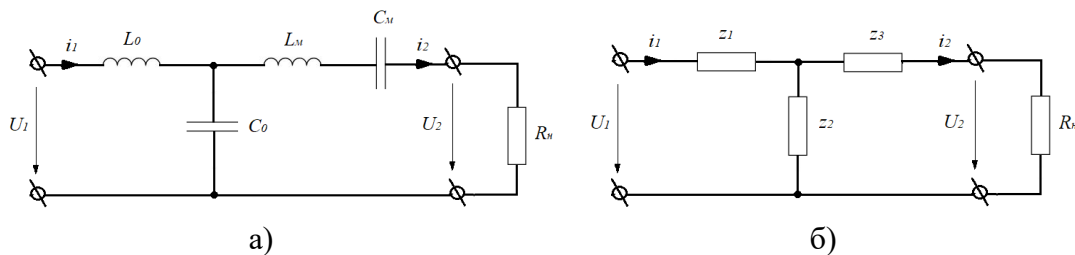


Рис.3. Ультразвуковий перетворювач з узгоджуючим фільтром (а) та його Т-подібна схема заміщення (б)

В результаті для Т-подібної схеми заміщення отримаємо:

$$\begin{cases} z_1 = j\omega L_0; \\ z_2 = \frac{1}{j\omega C_0}; \\ j\rho_M \left(\frac{\omega}{\omega_M} - \frac{\omega_M}{\omega} \right). \end{cases} \quad (1)$$

Для полегшення подальшого аналізу, введемо допоміжні змінні, що характеризують властивості узгоджувачого фільтру:

$$\begin{cases} \rho_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}; \\ \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}. \end{cases} \quad (2)$$

Знайдемо струм через R_H , що є еквівалентом амплітуди механічних коливань (точніше, коливальної швидкості).

Максимізація струму i_2 буде відповідати максимізації амплітуди коливань. З іншого боку, при сталій величині R_H , максимум величини струму i_2 буде при максимумі u_2 . Одночасно необхідно знаходити зсув фаз між u_1 та i_2 , між струмом i_1 та i_2 , а також напругою u_1 та струмом i_1 . Ці значення цікавлять нас для виокремлення критерію підтримки резонансного режиму роботи перетворювача.

Представимо еквівалентну схему (рис. 3 б) у вигляді z-матриці:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix},$$

де:

$$\begin{aligned} z_{11} &= z_1 + z_3; \\ z_{12} &= z_3; \\ z_{21} &= z_3; \\ z_{22} &= z_2 + z_3; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\Delta z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} = (z_1 + z_3)(z_2 + z_3) - z_3^2 = z_1z_2 + z_1z_3 + z_2z_3.$$

Скориставшись (1) та (2) отримаємо:

$$\begin{aligned} z_{11} &= j\rho_0 \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right]; \\ z_{12} &= z_{21} = \frac{1}{j\omega C_0}; \\ z_{22} &= j\rho_M \left[\frac{\omega}{\omega_M} - \frac{\omega_M}{\omega} \right] + \frac{1}{j\omega C_0}; \\ \Delta z &= -\rho_0 \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right] \cdot \left[\rho_M \left(\frac{\omega}{\omega_M} - \frac{\omega_M}{\omega} \right) - \frac{1}{\omega C_0} \right] + \frac{1}{\omega^2 C_0^2}. \end{aligned}$$

З теорії чотирьох полюсників відомо, що

$$\frac{i_2}{u_1} = -\frac{z_{21}}{z_{11}R_H + \Delta z}.$$

Підставивши в цей вираз вираз (3), отримаємо залежність струму у навантаженні R_H :

$$i_2 = u_1 \frac{-z_3}{(z_1 + z_3)R_H + z_1z_2 + z_1z_3 + z_2z_3}.$$

Розглянемо випадок, коли $z_1 + z_3 = 0$, що відповідає резонансній частоті узгоджуючого фільтра. В результаті отримаємо:

$$i_2 = -u_1 \frac{1}{\frac{z_1z_2}{z_3} + z_1 + z_2}.$$

Ми отримали досить цікавий результат. Як бачимо, струм через механічну гілку не залежить від опору R_H . Якщо при цьому $z_2 = 0$, що відповідає механічному резонансу, отримаємо:

$$i_2 = -\frac{u_1}{z_1}.$$

Тобто, амплітуда струму, а відповідно, і коливальна швидкість, залежить лише від індуктивності L_0 узгоджуючого фільтра та амплітуди вхідної напруги u_1 . Розглянемо вхідний імпеданс:

$$z_{BX} = \frac{u_1}{i_1} = z_{11} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{R_H + z_{22}}.$$

Враховуючи (3), отримаємо:

$$z_{BX} = z_1 + z_3 - \frac{z_3^2}{R_H + z_2 + z_3}. \quad (4)$$

За тих же умов $z_1 + z_3 = 0$ та $z_2 = 0$:

$$z_{BX} = -\frac{z_3^2}{R_H + z_3}.$$

З урахуванням (1) отримаємо:

$$z_{BX} = \frac{R_H}{\omega^2 C_0^2 R_H^2 + 1} + j \frac{1}{\omega C_0 (\omega^2 C_0^2 R_H^2 + 1)}.$$

Як бачимо, вхідний імпеданс має реактивний характер:

$$\begin{aligned} |z_{BX}| &\approx \frac{1}{\omega^2 C_0^2 R_H^2}; \\ \varphi &= \arctg \frac{1}{R_H \omega C_0}. \end{aligned}$$

Бачимо, що вхідний імпеданс має активно-індуктивний характер, а вхідна напруга та струм через механічну гілку зсунуті на 90° .

Розглянемо, чи можливий варіант, коли струм i_2 не залежить від навантаження R_H , а вхідний імпеданс чисто активний. Як було з'ясовано, для цього повинна виконуватися умова $z_1 + z_3 = 0$ та одночасно $I_m(z_{BX}) = 0$:

$$Z_{BX} = -\frac{z_3^2}{R_H + z_3}.$$

Як бачимо, на частоті механічного резонансу виконати цю умову неможливо, оскільки тоді $z_3 = 0$, що відповідає короткому замиканню перетворювача. Або з (4) можна виконати умову $z_2 + z_3 = 0$. В такому випадку:

$$Z_{BX} = -\frac{z_3^2}{R_H};$$

$$i_2 = -\frac{u_1}{z_2}.$$

Отриманий результат не має практичного сенсу, оскільки ми отримуємо дуже велику величину вхідного імпедансу Z_{BX} , а на механічному резонансі при $z_2 = 0$ струм буде нескінченно великий. З іншої сторони

$$i_2 = -u_1 \frac{z_3}{(z_1 + z_3)(R_H + z_2) + z_1 z_3};$$

$$Z_{BX} = z_1 + z_3 - \frac{z_3^2}{R_H + z_2 + z_3}.$$

Розглянемо варіант, коли тільки $z_2 = 0$, тоді:

$$i_2 = -u_1 \frac{1}{\left(\frac{z_1}{z_3} + 1\right) R_H + z_1};$$

$$Z_{BX} = z_1 + \frac{z_3 R_H}{R_H + z_3}.$$

Як бачимо, за будь-яких значеннях z_1 та z_3 імпеданс буде активним лише при визначеному значенні R_H , або $z_1 = 0$, а z_3 матиме чисто активний характер, коли в якості z_1 використовується послідовний резонансний контур, а паралельно C_0 встановлюється індуктивність, щоб досягти суто активного z_3 .

При цьому струм i_2 рівний:

$$i_2 = -\frac{u_1}{R_H},$$

та залежить від опору навантаження, тому для стабілізації амплітуди механічних коливань необхідно змінювати амплітуду напруги u_1 при зміні опору навантаження.

В результаті проведеного аналізу можна запропонувати схему узгодження (рис. 4) з використанням трансформатора струму T_1 , для формування сигналу зворотного зв'язку, що зсунутий відносно вхідної напруги на 90° .

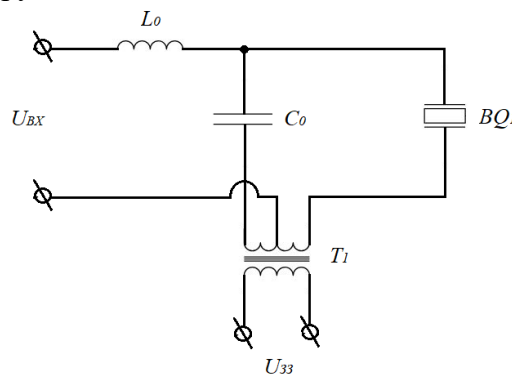


Рис. 4. П'єзоперетворювач з узгоджувачим фільтром та струмовим трансформатором для формування сигналу зворотного зв'язку

Зсув фаз на 90° між вхідним сигналом та сигналом зворотного зв'язку дозволяє для керування п'єзоперетворювачем використати систему ФАПЧ з детектором на схемі співпадіння. Якщо резонансна частота перетворювача складає ω_M , то параметри фільтра можна знайти, виходячи з того, що ємність C_0 узгоджувачого фільтра буде дорівнювати статичній ємності перетворювача:

$$L_0 = \frac{1}{\omega_M^2 \cdot 2 \cdot C_0}.$$

Висновки

Проведений аналіз показав, що за будь-яких умов узгоджуючий фільтр, що складається з індуктивності, не спроможний одночасно забезпечити виконання двох умов: отримання чисто активного вхідного імпедансу та зсуву фаз 90 градусів для використання в системі ФАПЧ детектора на схемі співпадінь. Однак, можна досягти такого режиму роботи, коли амплітуда механічних коливань не залежить від зміни величини навантаження.

Ускладнення схеми фільтра дозволяє досягти чисто активного вхідного імпедансу, але при цьому амплітуда буде залежати від опору навантаження. Зазначимо, що всі розрахунки проводилися на частоті, наближеної до частоти механічного резонансу.

Результати дослідження можуть бути використані для створення більш ефективних ультразвукових генераторів, здатних працювати в умовах змінного навантаження без втрати стабільності та енергоефективності.

Список використаної літератури:

1. Choi H. Pre-Matching Circuit for High-Frequency Ultrasound Transducers // *Sensors*. 2022. Vol. 22, Issue 22. URL: <https://doi.org/10.3390/s22228861>.
2. Huang W., Li J., Wu S., et al. Dual-Frequency Impedance Matching Network Design Using Genetic Algorithm for Power Ultrasound Transducer // *Micromachines*. 2024. Vol. 15, Issue 3. URL: <https://doi.org/10.3390/mi15030344>.
3. Capineri L. Matching Network Design for Ultrasonic Guided Wave Interdigital Transducers // *Sensors*. 2025. Vol. 25, Issue 17. URL: <https://doi.org/10.3390/s25175401>.
4. Yang Y., Wei X., Zhang L., Yao W. The Effect of Electrical Impedance Matching on the Electromechanical Characteristics of Sandwiched Piezoelectric Ultrasonic Transducers // *Sensors*. 2017. Vol. 17, Issue 12. URL: <https://doi.org/10.3390/s17122832>.
5. Lee J., Kim J. Theoretical and Empirical Verification of Electrical Impedance Matching Method for High-Power Transducers // *Electronics*. 2022. Vol. 11, Issue 2. URL: <https://doi.org/10.3390/electronics11020194>.
6. A. Movchanyuk, V. Fesich, I. Sushko and Y. Vistyzenko, "The research of L-type matching filter parameters," 2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo), Kyiv, Ukraine, 2016, pp. 1-5, URL: <https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2016.7739596>.
7. Y. Vistyzenko, A. Movchanyuk, I. Sushko and A. Novosad, "LL-type filter for piezoelectric transducer," 2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), Odesa, Ukraine, 2017, pp. 1-6, URL: <https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017.8095384>.
8. A. Movchanyuk, R. Antypenko, I. Sushko, N. Lashchevska and A. Shulha, "Synthesis of the Bandpass Filter with a Predetermined Phase Error for Generators with PLL for Piezoceramic Transducers," 2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2020, pp. 222-225, URL: <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235427>.
9. Feng, Y., Zhao, Y., Yan, H., & Cai, H. (2023). A Driving Power Supply for Piezoelectric Transducers Based on an Improved LC Matching Network. *Sensors*, 23(12), 5745. URL: <https://doi.org/10.3390/s23125745>.
10. H. Zhou, S. H. Huang and W. Li, "Electrical Impedance Matching Between Piezoelectric Transducer and Power Amplifier," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 20, no. 23, pp. 14273-14281, 1 Dec.1, 2020, URL: <https://doi.org/10.1109/JSEN.2020.3008762>.

Автори статті

Мовчанюк Андрій – кандидат технічних наук, професор, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна, Київ.

ORCID: 0000-0003-2901-0424

Кирпатенко Ілля – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ.

ORCID: 0009-0000-1161-9894

Новосад Андрій – старший викладач, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ.

ORCID: 0000-0003-0598-6828

Зінгер Яна – кандидат технічних наук, доцент, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ.

ORCID: 0000-0002-4245-7311

Authors of the article

Movchanyuk Andriy – Candidate of Sciences (technical), Professor, National Technical University of Ukraine “Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, Ukraine.

ORCID: 0000-0003-2901-0424

Kyrpatenko Illia – Candidate of Sciences (technical), Associate Professor, National Technical University of Ukraine “Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, Ukraine.

ORCID: 0009-0000-1161-9894

Novosad Andrii – senior lecturer, National Technical University of Ukraine “Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, Ukraine.

ORCID: 0000-0003-0598-6828

Zinher Yana – Candidate of Sciences (technical), Associate Professor, National Technical University of Ukraine “Ihor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, Ukraine.

ORCID: 0000-0002-4245-7311