

УДК 531.71; 681.2.083

М. Ф. ЖОВНІР

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРВИННОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЛІНІЙНИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ З РУХОМИМ ПРИЙМАЧЕМ ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЬ

Наведена математична модель, що розроблена на основі дельта-функцій, первинного перетворювача (ПП) лінійних переміщень з використанням фазових набігань на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу електричного поля поверхневих акустичних хвиль (ПАХ), які приймаються рухомим приймачем. Модель дозволила отримати залежності характеристик ПП від положення кожного електрода зустрічно-штирового перетворювача приймача ПАХ відносно акустичного потоку. Теоретичні співвідношення, результати чисельних розрахунків дозволяють обґрунтувати конструктивні та електричні параметри ПП в залежності від заданих метрологічних характеристик перетворювача лінійних переміщень.

Ключові слова: поверхнева акустична хвиля, вимірювальний перетворювач, п'єзоелектричний звукопровід, зустрічно-штировий перетворювач.

Приведена математическая модель, которая разработана на основе дельта-функций, первичного преобразователя (ПП) линейных перемещений с использованием фазовых набегов на поверхности пьезоэлектрического звукопровода электрического поля поверхностных акустических волн (ПАВ), которые принимаются подвижным приемником. Модель позволила получить зависимости характеристик ПП от положения каждого электрода встречно-штиревого преобразователя приемника ПАВ относительно акустического потока. Теоретические соотношения, результаты численных расчетов позволяют обосновывать конструктивные и электрические параметры ПП в зависимости от заданных метрологических характеристик преобразователя перемещений.

Ключевые слова: поверхностная акустическая волна, измерительный преобразователь, пьезоэлектрический звукопровод, встречно-штиревой преобразователь.

The article describes the development of a mathematical model for primary transducer (PT) of linear displacements on the basis of phasing constant on the surface of the piezoelectric sound conductor. Electric field of surface acoustic waves (SAW) is detected by movable receiver. It is the first time developed a mathematical model of the primary transducer for linear displacements with a movable SAW receiver calculated using Delta functions to obtain the dependences of the output characteristics of PT from the position of each electrode of the interdigital transducer of the SAW receiver relatively to the acoustic stream, which propagates on the surface of piezoelectric sound conductor. The practical values of research are theoretical model; numerical results allow substantiating the requirements for structural and electrical parameters depending on the specified metrological characteristics of a measuring transducer of linear displacements.

Keywords: surface acoustic wave, measuring transducer, the piezoelectric sound conductor, interdigital transducer

Вступ. Серед різноманітних типів вимірювальних перетворювачів (ВП) сили та тиску, переміщення та прискорення, крутильного моменту, температури, вологості та складу навколишнього середовища перспективними є ВП на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ). Використання ПАХ обумовлено можливістю створення хвильових процесів з малою довжиною хвилі при відносно невисоких частотах (десятки-сотні мегагерц) у порівнянні з електромагнітними та магнітостатичними хвилями, що забезпечує, при застосуванні частотного або фазового методів вимірювання, високу роздільну здатність і точність перетворення інформації в широкому динамічному діапазоні [1–13].

В останні роки пристрої на ПАХ впроваджуються також у безпроводні радіовимірювальні системи, які містять пристрій опитування і обробки інформації та дистанційно віддалені безпроводні перетворювачі на поверхневих акустичних хвилях і застосовуються для радіомоніторингу оточуючого середовища та контролю параметрів рухомих об'єктів, у тому числі вони можуть функціонувати в агресивному середовищі [14–18].

Аналіз літературних даних та постановка проблеми. Вимірювальні перетворювачі на ПАХ створюються з використанням первинних перетворювачів (ПП) на базі зміни:

– фазової швидкості ПАХ та акустичної довжини лінії затримки (резонатора) внаслідок деформації звукопроводу балочного або мембранного типу [1–6, 14, 15];

– фазової швидкості ПАХ при дії навколишнього середовища на поверхню звукопроводу або на зовнішні чутливі елементи, що навантажують вхідні та вихідні зустрічно-штирові перетворювачі (ЗПП) ПАХ [1, 2, 7, 8, 16, 17];

– фазової швидкості ПАХ при переміщенні механічного зонда (мембрани) в електричному полі хвилі [9–11, 18];

– акустичної довжини лінії затримки при переміщенні ПАХ-приймача над поверхнею п'єзоелектричного звукопроводу [1, 2, 12, 13].

В основі більшості ВП на ПАХ лежить високостабільний ПАХ-генератор, що складається з регульованої під впливом вимірювальних фізичних або механічних величин резонатора або лінії затримки на ПАХ, які вмикаються в ланцюг зворотного зв'язку підсилювача. Застосування частотного методу вимірювання дозволяє отримувати високу роздільну здатність і точність, але динамічний діапазон обмежується набіганням фази не більше π [1–11].

У випадку необхідності вимірювання з високою роздільною здатністю переміщень в динамічному діапазоні до 100...200 мм необхідно застосовувати фазовий метод вимірювання. Для усунення багатозначності фазових вимірювань запропоновано метод вимірювання переміщень з використанням фазових набігань кількох ПАХ на поверхні п'єзоелектричного звукопроводу на різних частотах, на яких вимірюються інформаційні параметри, що визначають положення ПАХ-приймача [2, 12, 13].

На рис. 1 представлена функціональна схема ВП переміщень на ПАХ при збудженні хвилі у вигляді суперпозиції 3-х поверхневих акустичних хвиль з частотами f_i , де $i = 1, 2, 3$, причому $f_2 < f_1 < f_3$.

Первинний перетворювач складається із п'єзоелектричного звукопроводу 1 з поглиначами ПАХ 2 та 3, необхідних для створення режиму біжу-

© М.Ф. Жовнір.2016

чих хвиль, вхідного та контрольного зустрічно-штирових перетворювачів 4 та 5, сформованих на п'єзоелектричному звукопроводі, над яким на відстані X , не більшій довжини поверхневих акустичних хвиль, переміщується ПАХ-приймач, виконаний у вигляді ЗШП 6, сформованого на діелектричній пластині 7.

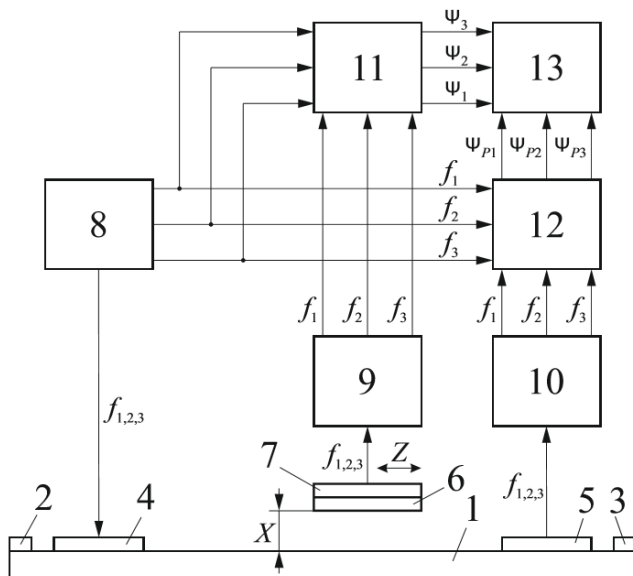


Рис. 1 – Схема функціональна ВП переміщень на ПАХ

Електричний сигнал з генераторного блоку 8, що складається із трьох високостабільних генераторів та суматора, подається на вхідний ЗШП 4 і збуджує у вигляді суперпозиції 3-х гармонічних коливань поверхневу акустичну хвилю, яка приймається ПАХ-приймачем 6 і контрольним ЗШП 5, вихідні сигнали з яких поступають на блоки підсилення і фільтрації 9 та 10, що складаються із високочастотних підсилювачів та 3-х фільтрів відповідно на частоти f_i . Після підсилення та фільтрації вихідні сигнали з блоків 9 та 10 поступають на фазовимірювальні блоки 11 та 12, на які подаються також опорні сигнали з генераторного блоку. Результати вимірювання фаз Ψ_i сигналів з ПАХ-приймача на частотах f_i поступають в блок обробки та формування трьох вимірювальних шкал перетворювача 13.

Наприклад, для формування точної шкали використовуються результати вимірювання Ψ_1 на частоті f_1 . Визначаючи $\Psi_{12} = \Psi_1 - \Psi_2$ або $\Psi_{31} = \Psi_3 - \Psi_1$ можна сформувати проміжну шкалу, а визначення $\Psi_{123} = \Psi_{12} - \Psi_{31}$ дозволить сформувати грубу шкалу вимірювального перетворювача.

В блок 13 одночасно поступають результати вимірювання фаз сигналів Ψ_{p_j} ($j=1,2,3$) з блоку 12 для коригування фаз Ψ_i при дії дестабілізуючих факторів на звукопровід. Для цього визначається величина додаткового набігання фази $\Delta\Psi_{zi}$ кожної частоти f_i для координати Z , в якій знаходиться ПАХ-приймач за формулою:

$$\Delta\Psi_{zi} = \Delta\Psi_{pj}Z/L,$$

де L – відстань між вхідним 4 та контрольним 5 ЗШП; Z – координата знаходження ПАХ-приймача, що визначається попередньо в результаті вимірювання фаз Ψ_i .

Показано [12], що при використанні промислових цифрових фазометрів типу Ф5126 (роздільна здатність 0,1ел.град. та похибка $\pm 0,3$ ел.град.) потенційна роздільна здатність та похибка вимірювання лінійних переміщень на точній шкалі 3-х частотного ВП на ПАХ відповідно складає 0,015 мкм та $\pm 0,045$ мкм при діапазоні 0...100 мм.

Мета та задачі дослідження. Метою досліджень є розробка вимог до конструктивних та електричних параметрів первинного перетворювача лінійних переміщень на ПАХ в залежності від заданих метрологічних характеристик вимірювального перетворювача.

Для досягнення поставленої мети необхідно з використанням Δ -функцій розробити математичну модель, що визначала би функціональні залежності вихідних характеристик ПП від положення кожного електрода зустрічно-штирового перетворювача рухомого ПАХ-приймача відносно акустичного потоку, що поширюється по п'єзоелектричній поверхні звукопровода.

Математична модель ПП лінійних переміщень на ПАХ. Топологічна схема 3-х частотного первинного перетворювача лінійних переміщень на ПАХ зображена на рис. 2 (позиції 1–7 на рис.1 та рис. 2 співпадають).

Для збудження та приймання ПАХ використано зустрічно-штирові перетворювачі, які запропоновані доволі давно і широко застосовуються в пристроях на ПАХ, але повний математичний опис їх роботи не знайдено із-за складності другорядних явищ, що виникають в процесі збудження, поширення та приймання ПАХ. У відомих моделях еквівалентних схем, моделях Δ -джерел, спектрального зважування, просторових гармонік розглядають ЗШП, що сформований на поверхні звукопровода [19]. Безпосереднє використання цих моделей для опису роботи первинного перетворювача з рухомим ПАХ-приймачем неможливо, тому що при розробці математичної моделі ПП переміщень необхідно задавати параметри, які характеризують конструктивні особливості приймача та його положення відносно поверхні п'єзоелектричного звукопровода.

Найбільш доцільним представляється побудова математичної моделі ПП переміщень на ПАХ на базі моделі Δ -джерел із урахуванням наявності рухомого ПАХ-приймача, тому що вона дозволяє знайти функціональні залежності вихідних характеристик перетворювача від положення кожного Δ -джерела приймача відносно акустичного потоку, що поширюється по п'єзоелектричній поверхні звукопровода.

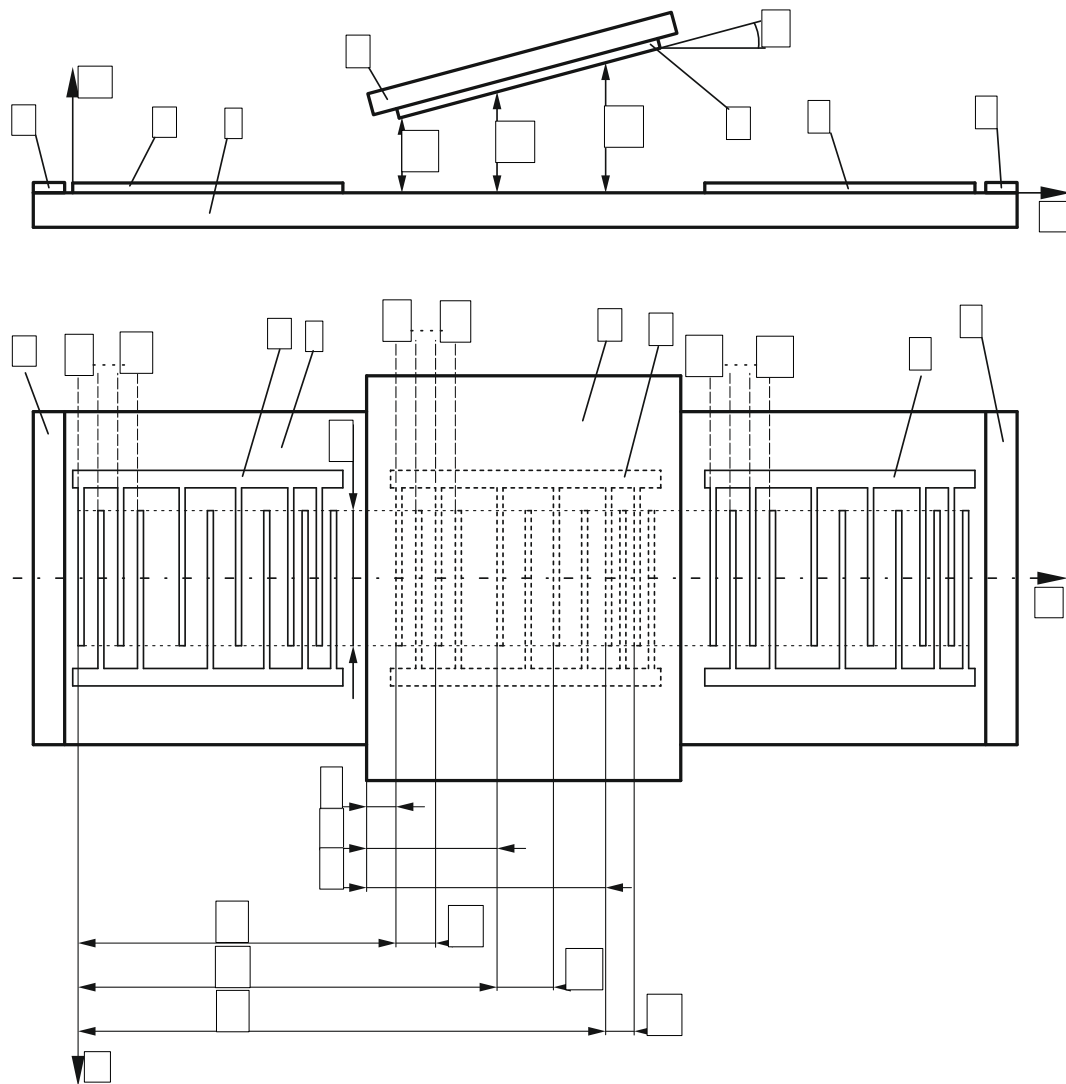


Рис. 2 – Топологічна схема ПП лінійних переміщень на ПАХ

У моделі Δ -джерел електроди ЗШП вважаються дискретними джерелами акустичної або електромагнітної енергії, які описуються Δ -функціями, заданими на краях кожного електрода [19]. Для спрощення розрахунків два джерела однакової полярності, що належать одному електроду або зазору, об'єднують в одне, розташоване в центрі електроду або зазору. Залежно від значення коефіцієнта електромеханічного зв'язку в реальних п'єзоелектриках переважає тангенціальна або нормальна складові електричного поля. Тому можна вважати, що поверхнева акустична хвиля в п'єзоелектриках зі слабким зв'язком (кварц) збуджується гармонічними джерелами, розташованими в центрах зазорів ЗШП, а в п'єзоелектриках з сильним зв'язком (ніобат літію, германат вісмуту, оксид цинку, нітрид алюмінію, п'єзокераміка системи ЦТС) - джерелами, розташованими в центрах електродів зустрічно-штирового перетворювача. Знак сумарного Δ -джерела визначається знаком електричного поля в зазорі або під електродом, а фаза - координатою центру зазору або електрода.

При розробці моделі використано наступну систему параметрів:

– центральні частоти генераторів f_i , частотне розстроювання другого та третього генераторів

відносно частоти першого генератора відповідно позначаються δ_2 та δ_3 ;

– короточасна нестабільність генераторів δ ;

– періоди зустрічно-штирових перетворювачів відповідно дорівнюють довжинам поверхневих акустичних хвиль, тобто $W_i = \lambda_i$;

– кількість електродів вхідного і контрольного ЗШП N та ЗШП ПАХ-приймача M для кожної частоти f_i ;

– коефіцієнт згасання ПАХ на поверхні звукопроводу α_0 ;

– коефіцієнт дисперсії фазової швидкості поверхневої акустичної хвилі під ПАХ-приймачем α ;

– кут нахилу ПАХ-приймача відносно поверхні звукопроводу β ;

– відносний зазор між приймачем та поверхнею звукопроводу X_i/λ_i .

До зустрічно-штирових перетворювачів 4 і 5 та ЗШП приймача ПАХ 6 висуваються наступні вимоги:

– ефективне збудження та приймання ПАХ на заданих трьох частотах f_i ;

– компенсація похибок вимірювання із-за неоднорідності звукопроводу і конструкторсько-

технологічних неточностей виготовлення, що вимагає застосування ЗШП приймача із значною кількістю електродів.

Вхідний сигнал у вигляді суперпозиції трьох електричних сигналів $u_i^{\text{вх}} = U_i^{\text{вх}} \exp(j(2\pi f_i t + \Psi_i^0))$ поступає на вхідний ЗШП і збуджує за рахунок зворотного п'єзоефекту біжучі ПАХ, що поширюються вздовж звукопроводу. Поверхневі акустичні хвилі можна представити як суму акустичних хвиль a_k , що генеруються кожним дискретним Δ -джерелом синфазно для відповідної частоти.

Нехтуючи ефектом кінцевої ширини електродів, у разі рівності ширини електроду і зазору, за якої ефективність ЗШП максимальна, і кількості електродів $N \gg 1$, поверхневу акустичну хвилю, що збуджується вхідним ЗШП, у точці з координатою Z_i на основі моделі дискретних Δ -джерел для кожної частоти f_i можна подати у вигляді:

$$a_i = \sum_{k=1}^N a_k = A_i \sum_{k=1}^N \exp(j\Psi_i^k), \quad (1)$$

де $A_i = A_{mi} \exp(j(2 f_i t + \Psi_i^0 + \Psi_i^\alpha))$;

$A_{mi} = \gamma U_i^{\text{вх}}$ – амплітуда ПАХ на частоті f_i ; γ – коефіцієнт електромеханічного перетворення електричного сигналу в ПАХ; γ_i – коефіцієнт, який враховує втрати на дифракцію і поширення хвилі до точки звукопроводу з координатою Z_i (у першому наближенні γ_i можна апроксимувати функцією $\gamma_i = \exp(-\alpha_0 Z_i)$, де α_0 (1/м) – стала згасання ПАХ на поверхні звукопроводу; $\Psi_i^\alpha = -2\pi(1-\delta)(Z_i + \alpha l_i)/\lambda_i$; $\delta \approx 10^{-8} \dots 10^{-7}$ – частотне розстроювання, що виникає в результаті нестабільності частоти генераторів; $\lambda_i = V/f_i$; V та λ_i – фазова швидкість і довжина ПАХ на частотах f_i ; Z_i – координата першого Δ -джерела секції ПАХ-приймача з періодом електродів $W_i = \lambda_i$; α – коефіцієнт дисперсії фазової швидкості хвиль під приймачем, залежний від конструктивних параметрів і величини зазору X_i між поверхнею звукопроводу та приймачем, при $X_i/\lambda_i \geq 0,10$ можна прийняти $\alpha \approx 0$ [10]; l_i – відстань від краю підкладки приймача до першого Δ -джерела відповідної секції ПАХ-приймача; N – кількість електродів у кожній секції вхідного ЗШП; Ψ_i^k – додатковий фазовий зсув, що вноситься Δ -джерелом з номером k , розташованим на відстані $Z_i^k = 0,5(k-1)W_i$ від початку відповідної секції вхідного ЗШП, визначається співвідношенням:

$$\Psi_i^k = \frac{2\pi}{\lambda_i}(1-\delta)Z_i^k - (k-1)\pi = -(k-1)\pi\delta. \quad (2)$$

Підсумовуючи в рівнянні (1) з урахуванням (2), отримуємо комплексний коефіцієнт передачі вхідного

ЗШП при малих частотних розстроюваннях ($\delta \ll 1$):

$$\bar{K}_i^{\text{вх}} = \bar{F}_i^{\text{вх}} K_i^{\text{вх}} \exp(j\Psi_i^{\text{вх}}), \quad (3)$$

де $K_i^{\text{вх}}$ та $\Psi_i^{\text{вх}}$ – відповідно модуль і аргумент коефіцієнта передачі вхідного ЗШП на частотах f_i ідеального перетворювача ($\delta = 0$, $\alpha = 0$, $\lambda_i = W_i$), що визначаються співвідношеннями:

$$K_i^{\text{вх}} = \gamma N; \quad (4)$$

$$\Psi_i^{\text{вх}} = -\frac{2\pi}{\lambda_i} Z_i; \quad (5)$$

$\bar{F}_i^{\text{вх}}$ – комплексний коефіцієнт похибки, який можна представити у вигляді:

$$\bar{F}_i^{\text{вх}} = F_i^{\text{вх}} \exp(j\varphi_i^{\text{вх}}), \quad (6)$$

де $F_i^{\text{вх}}$ і $\varphi_i^{\text{вх}}$ – модуль і аргумент коефіцієнта похибки:

$$F_i^{\text{вх}} = \gamma_i \frac{\sin(N\pi\delta/2)}{(N\pi\delta/2)}; \quad (7)$$

$$\varphi_i^{\text{вх}} = \left[-(N-1)\frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{\lambda_i}(Z_i + \alpha l_i) \right] \delta. \quad (8)$$

Співвідношення (1)–(8) дозволяють визначити коефіцієнт похибки $\bar{F}_i^{\text{вх}}$ в залежності від нестабільності частоти генератора δ , початкових координат ПАХ-приймача Z_i і l_i , дисперсії фазової швидкості хвилі α .

Електромагнітний зв'язок хвилі з ЗШП приймача здійснюється через зазор і є слабким, тому перевипромінюванням хвиль приймачем можна нехтувати. Крім цього відсутнє відбиття хвиль від електродів приймача, які є значними у випадку формування ЗШП на звукопроводі. Тому кількість електродів M кожної секції приймача може бути досить велика і визначається із умови $M < 1/\delta_H$, де δ_H – відносний частотний діапазон для налаштування на розрахункові частоти f_i . Результати досліджень [2, 13] показали, що необхідно очікувати $\delta_H < 5 \cdot 10^{-3}$, тоді $M < 200$, тобто приймач може бути розподілений і здійснювати приймання ПАХ на значній ділянці звукопроводу, що дозволяє зменшити вплив його неоднорідностей. При $\delta_{2,3} \gg \delta_H$ можна нехтувати вкладом у вихідний сигнал приймача будь-якої частоти f_i за рахунок бічних пелюсток амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) інших секцій ЗШП приймача. Тоді, із урахуванням експоненціального убунання потенціалу електричного поля хвилі від відстані X_i до поверхні п'єзоелектричного звукопроводу $\varphi = \varphi_0 \exp(-2\pi X_i/\lambda_i)$ [19], де

φ_0 – потенціал електричного поля на поверхні звукопроводу, і положення приймача під кутом β до поверхні звукопроводу таким чином, щоб фронт ПАХ залишався паралельним електродам ЗШП приймача, а також дисперсії фазової швидкості хвилі під приймачем α [10, 11], електричний сигнал u , що індуктується в приймачі, можна представити, як суму електричних сигналів $u_i^{\text{вих}}$ з частотами f_i , кожний з яких є сумою сигналів u_i^q , що створюються в кожному Δ -джерелі ЗШП відповідної секції приймача, проекція яких має координату Z_i^q від початку Z_i секцій з періодом W_i , тобто:

$$u_i^{\text{вих}} = \gamma_{\text{в}} \alpha_i \exp[E_i + jT_i] \sum_{q=1}^M \exp[Q_i^q + j\Psi_i^q], \quad (9)$$

$$E_i = -\alpha_0 Z - \alpha_{\Delta} \frac{2\pi}{\lambda_i} (1 + \alpha)(1 - \delta) X_i;$$

$$T_i = -\frac{2\pi}{\lambda_i} (1 - \delta) Z;$$

$$Q_i^q = -\alpha_0 Z_i^q - \alpha_{\Delta} \frac{2\pi}{\lambda_i} (1 + \alpha)(1 - \delta) X_i^q;$$

$$\Psi_i^q = -(q-1)\pi[(1 + \alpha)(1 - \delta)\cos\beta - 1];$$

$$Z_i^q = 0,5(q-1)W_i \cos\beta; \quad X_i^q = 0,5(q-1)W_i \sin\beta;$$

X_i і X_i^q – величина зазору першого Δ -джерела секції з періодом W_i і приріст зазору для q -го джерела вказаної секції; $\gamma_{\text{в}}$ – коефіцієнт перетворення ПАХ в електричний сигнал при $X = X_i + X_i^q = 0$; α_{Δ} – параметр узгодження, який залежить від вхідного опору підсилювального блоку і приймає значення 1,0...1,5; Z – величина переміщення приймача; M – кількість електродів секції приймача; q – номер Δ -джерела (електрода) в секції.

Використовуючи співвідношення (1) та (9), комплексний коефіцієнт передачі ПАХ-приймача можна представити у вигляді:

$$\bar{K}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i^{\text{вих}} K_i^{\text{вих}} \exp(j\Psi_i^{\text{вих}}), \quad (10)$$

де $K_i^{\text{вих}}$ та $\Psi_i^{\text{вих}}$ – модуль і аргумент коефіцієнта передачі ПАХ-приймача ідеального перетворювача лінійних переміщень ($\alpha_0 = \alpha = \beta = \delta = 0$; $\alpha_{\Delta} = 1$), що визначаються як:

$$K_i^{\text{вих}} = \gamma_{\text{в}} M \exp\left[-\frac{2\pi}{\lambda_i} X_i\right]; \quad (11)$$

$$\Psi_i^{\text{вих}} = -\frac{2\pi}{\lambda_i} Z; \quad (12)$$

$\bar{F}_i^{\text{вих}}$ – комплексний коефіцієнт похибки ПАХ-приймача, що виникає в результаті згасання хвилі при поширенні по звукопроводу (α_0), дисперсії фазової швидкості (α), непаралельного до поверхні звукопроводу положення приймача (β), нестабільності частоти генератора (δ) та неузгодження вихідного імпедансу приймача з підсилювальним блоком (α_{Δ}), що представляється у вигляді:

$$\bar{F}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i^{\mu} \bar{F}_i^{\zeta} = F_i^{\text{вих}} \exp(j\varphi_i^{\text{вих}}), \quad (13)$$

де $\bar{F}_i^{\mu} = F_i^{\mu} \exp(j\varphi_i^{\mu})$; $\bar{F}_i^{\zeta} = F_i^{\zeta} \exp(j\varphi_i^{\zeta})$;

$F_i^{\text{вих}}$ та $\varphi_i^{\text{вих}}$ – модуль та аргумент коефіцієнта похибки ПАХ-приймача:

$$F_i^{\text{вих}} = F_i^{\mu} F_i^{\zeta}; \quad (14)$$

$$\varphi_i^{\text{вих}} = \varphi_i^{\mu} + \varphi_i^{\zeta}, \quad (15)$$

$$F_i^{\mu} = \exp\left[-\alpha_0 Z + \alpha_{\Delta} \frac{2\pi X_i}{\lambda_i} \delta\right]; \quad \varphi_i^{\mu} = -\frac{2\pi Z}{\lambda_i} \delta;$$

$$F_i^{\zeta} = \frac{1}{M C \sqrt{B_i}};$$

$$B_i = 1 + \exp(2ML_i) - 2\exp(ML_i)\cos(MP_i);$$

$$C_i = 1 + \exp(2L_i) - 2\exp(L_i)\cos(P_i);$$

$$\varphi_i^{\zeta} = \arctg D_i - \arctg Y_i; \quad D_i = \frac{-\exp(ML_i)\sin(MP_i)}{1 - \exp(ML_i)\cos(MP_i)};$$

$$Y_i = \frac{-\exp(L_i)\sin(P_i)}{1 - \exp(L_i)\cos(P_i)};$$

$$L_i = -0,5\alpha_0 W_i \cos\beta - \alpha_{\Delta} \pi(1 + \alpha)(1 - \delta)\sin\beta;$$

$$P_i = -\pi[(1 + \alpha)(1 - \delta)\cos\beta - 1].$$

Комплексний коефіцієнт передачі первинного перетворювача лінійних переміщень на частоті f_i :

$$\bar{K}_i = \bar{K}_i^{\text{вх}} \bar{K}_i^{\text{вих}} = \bar{F}_i K_i \exp(j\varphi_i) \quad (16)$$

де K_i та φ_i – модуль та аргумент коефіцієнта передачі ідеального вимірювального перетворювача ($\alpha_0 = \alpha = \beta = \delta = 0$; $\alpha_{\Delta} = 1$), що визначаються наступним чином:

$$K_i = \gamma_{\text{в}} N M \exp\left[-\frac{2\pi}{\lambda_i} X_i\right]; \quad (17)$$

$$\Phi_i = -\frac{2\pi}{\lambda_i}(Z_i + Z) = \Delta\Phi_i + 2\pi N_i + \Psi_i; \quad (18)$$

де $\Delta\Phi_i$ – початкові фази сигналів ПАХ-приймача на частотах f_i ; N_i – кількість довжин хвиль (число циклів фази) на відповідних частотах при переміщенні приймача на величину Z ; Ψ_i – дробні частки фазового набігання на частотах f_i , що фіксуються фазометричними блоками, а результати вимірювання дозволяють однозначно визначати положення приймача в межах довжин хвиль λ_i .

Комплексний коефіцієнт похибки первинного перетворювача лінійних переміщень \bar{F}_i у співвідношенні (16) є добутком коефіцієнтів похибок $\bar{F}_i^{\text{вх}}$ і $\bar{F}_i^{\text{вих}}$, тобто:

$$\bar{F}_i = \bar{F}_i^{\text{вх}} \bar{F}_i^{\text{вих}} = F_i \exp(j\varphi_i), \quad (19)$$

де F_i та φ_i – модуль і аргумент коефіцієнта похибки:

$$F_i = F_i^{\text{вх}} F_i^{\text{м}} F_i^{\text{з}}; \quad (20)$$

$$\varphi_i = \varphi_i^{\text{вх}} + \varphi_i^{\text{м}} + \varphi_i^{\text{з}}. \quad (21)$$

Використовуючи співвідношення (18) та (21), функцію перетворення ПП лінійних переміщень на ПАХ можна представити у вигляді:

$$\Phi = \Phi_i + \varphi_i. \quad (22)$$

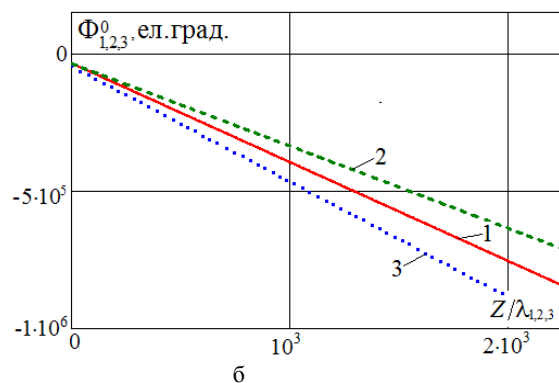
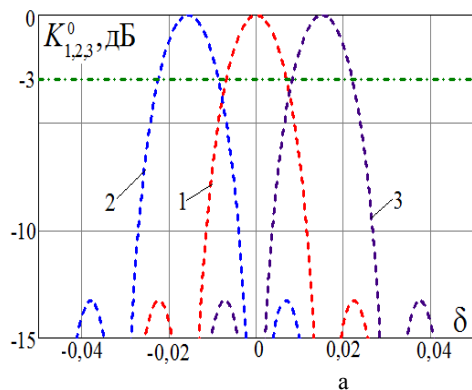


Рис. 3 – Теоретичні нормовані а – АЧХ та функції перетворення б – 3-х частотного ПП лінійних переміщень на ПАХ

При дослідженні вимірювальних перетворювачів на ПАХ переміщень було показано [2, 13], що ПАХ-приймач повинен переміщатися таким чином, щоб не виникала дисперсія фазової швидкості хвилі під приймачем, тобто при $\alpha \approx 0$, що можливо при відносному зазорі між приймачем і поверхнею звукопроводу $X_i/\lambda_i > 0,1$ [10], і малих кутах нахилу приймача $\beta \leq 10^{-4}$.

На рис. 4–7 представлено теоретичні залежності модуля F_i та аргумента φ_i коефіцієнта похибки від

Із співвідношень (17)–(22) при $\alpha = \alpha_0 = \beta = 0$ та $\alpha_\Delta = 1$ отримаємо залежність комплексного коефіцієнта передачі від частоти:

$$\bar{K}_i^0 = K_i^0 \cdot \exp(j\Phi_i^0) \quad (23)$$

де K_i^0 та Φ_i^0 – відповідно модуль (амплітудно-частотна характеристика) та аргумент (функція перетворення) ПП лінійних переміщень, що визначаються співвідношеннями:

$$K_i^0 = \gamma_1 \gamma_3 S_\delta \exp\left[-\frac{2\pi}{\lambda_i}(1-\delta)X_i\right], \quad (24)$$

$$\text{де } S_\delta = NM \frac{\sin(0,5N\pi\delta)}{(0,5N\pi\delta)} \cdot \frac{\sin(0,5M\pi\delta)}{(0,5M\pi\delta)};$$

$$\Phi_i^0 = -(N-1)\frac{\pi}{2}\delta + (M-1)\frac{\pi}{2}\delta - \frac{2\pi}{\lambda_i}(1-\delta)(Z_i + Z). \quad (25)$$

На рис. 3, а представлено теоретичні нормовані амплітудно-частотні характеристики (24), а на рис. 3, б функції перетворення (25) при $\delta = 0$, 3-х частотного первинного перетворювача лінійних переміщень при: $N=M=128$; $Z_i/\lambda_i = 100$; $f_1 = 70,62\text{МГц}$ (графіки 1);

$f_2 = f_1(1-\delta_2)$, $\delta_2 = 1/64$ (графіки 2);

$f_3 = f_1(1+\delta_3)$, $\delta_3 = 31/2048$ (графіки 3).

нестабільності частоти генератора δ та діапазону вимірювання Z/λ_1 при $\alpha = 0$, $\alpha_\Delta = 1,0$, $N = M = 128$, $\lambda_1 = W_1 = 46\text{мм}$, $Z_1/\lambda_1 = 100$ та при різних значеннях зазору між приймачем та поверхнею п'єзоелектричного звукопроводу X_1/λ_1 , кута нахилу приймача ПАХ β , коефіцієнта згасання ПАХ при поширенні α_0 .

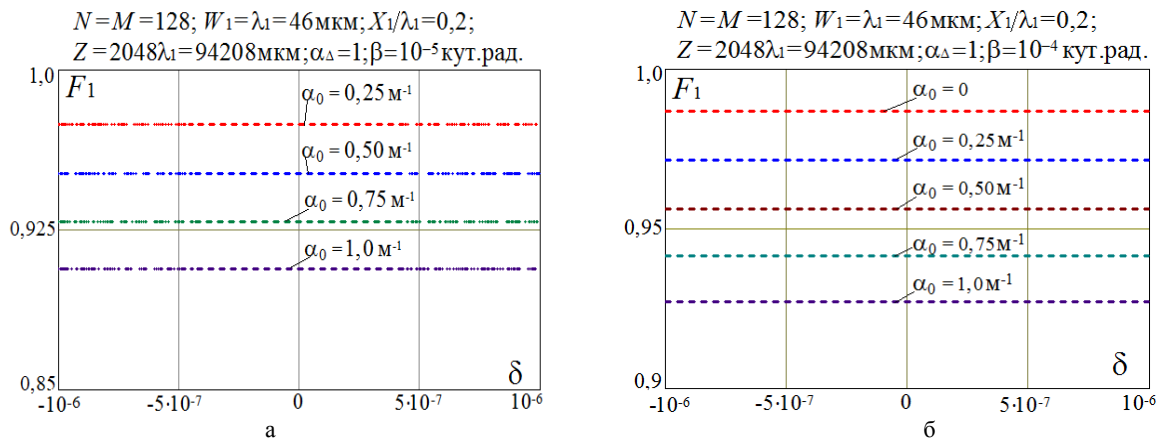


Рис. 4 – Теоретичні частотні залежності модуля F_1 коефіцієнта похибки при різних значеннях коефіцієнта згасання ПАХ α_0 та кута нахилу ПАХ-приймача β : а – $\beta = 10^{-5}$ кут.рад. ; б – $\beta = 10^{-4}$ кут.рад.

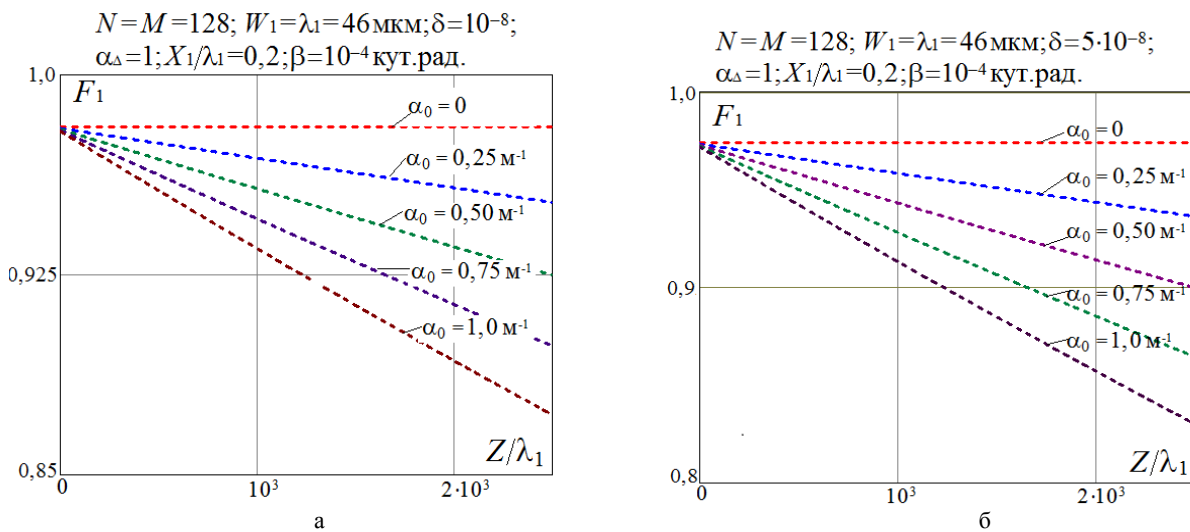


Рис. 5 – Теоретичні залежності модуля F_1 коефіцієнта похибки від відносного переміщення приймача ПАХ Z/λ_1 , кута нахилу ПАХ-приймача β , коефіцієнта згасання ПАХ α_0 та нестабільності частоти генератора δ : а – $\delta = 10^{-8}$; б – $\delta = 5 \cdot 10^{-8}$

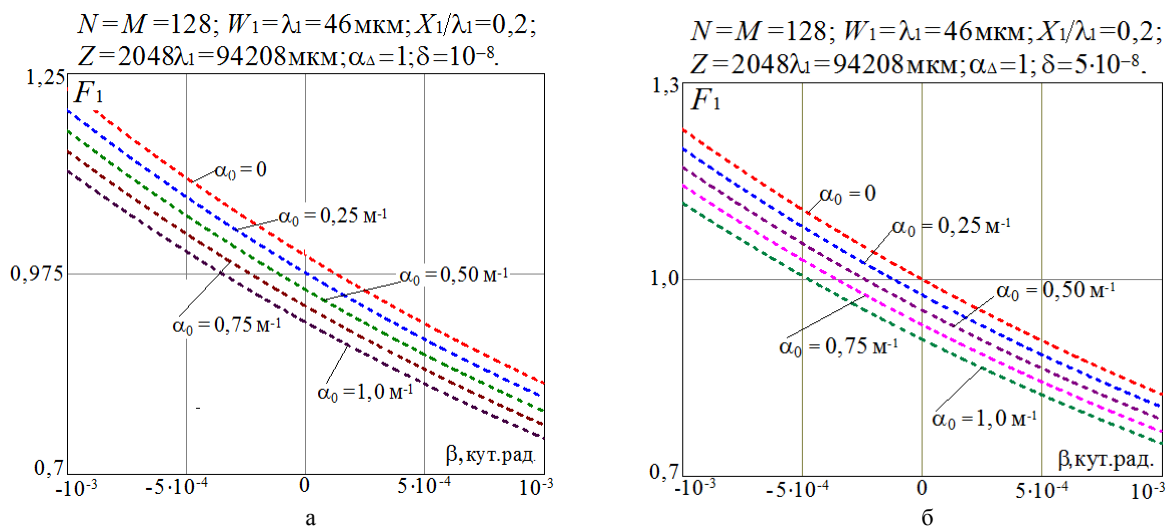


Рис. 6 – Теоретичні залежності модуля F_1 коефіцієнта похибки від кута нахилу ПАХ-приймача β при різних коефіцієнтах згасання ПАХ α_0 та нестабільності частоти генератора δ : а – $\delta = 10^{-8}$; б – $\delta = 5 \cdot 10^{-8}$

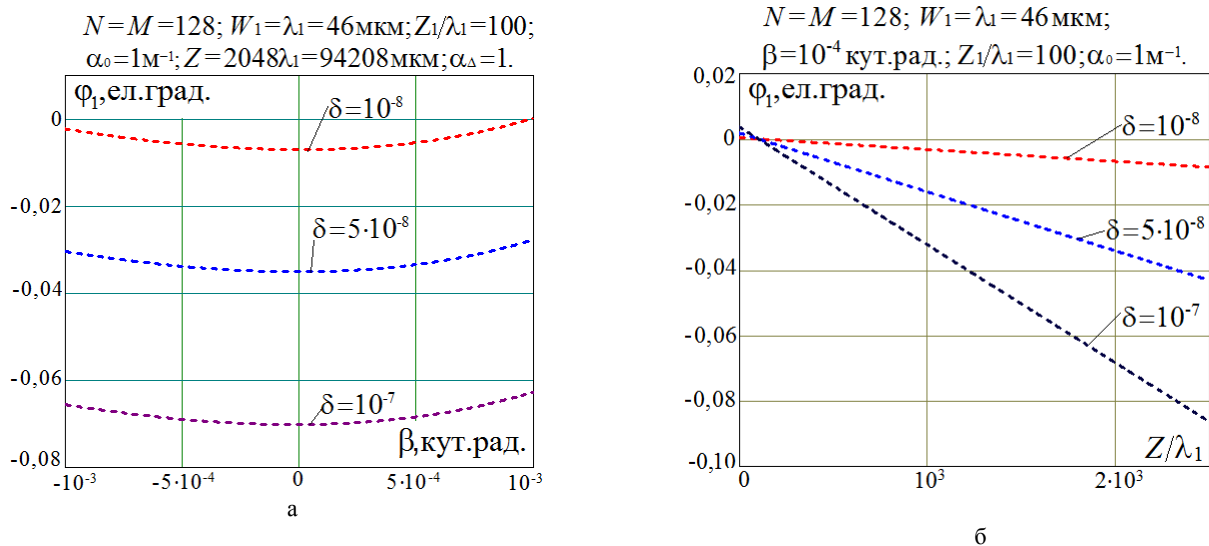


Рис. 7 – Теоретичні залежності аргумента φ_1 коефіцієнта похибки від нестабільності частоти генератора δ та: а – кута нахилу ПАХ-приймача β ; б – величини переміщення Z/λ_1

Із результатів теоретичних розрахунків випливає, що при нестабільності частоти генератора $\delta = 10^{-8} \dots 10^{-7}$, відносному зазорі $X/\lambda = 0,1 \dots 0,3$, коефіцієнті згасання $\alpha_0 \leq 1 \text{ м}^{-1}$, кута нахилу ПАХ-приймача $\beta \leq 10^{-4}$ кут.рад. модуль коефіцієнта похибки при заданих параметрах змінюється в інтервалі $F_1 = 0,7 \dots 1,2$, а аргумент $\varphi_1 \approx 0 \dots 0,07$ ел.град. Наприклад, при $\delta = 10^{-8} \dots 5 \cdot 10^{-8}$ та $\beta = \pm 10^{-4}$ кут.рад. теоретичне значення фазової похибки буде в інтервалі $\varphi_1 = 0,007 \dots 0,04$ ел.град., що в 2,5 рази менше роздільної здатності промислових цифрових фазометрів типу Ф5126.

Висновки. Аналіз математичної моделі, результатів чисельних розрахунків дають змогу сформулювати наступні вимоги до конструктивних та електричних параметрів первинного перетворювача лінійних переміщень на ПАХ:

- довжина поверхневої акустичної хвилі $\lambda = 30 \dots 100 \text{ мкм}$;
- діапазон вимірюваних переміщень $Z/\lambda = 0 \dots 2000$;
- кількість електродів вхідного ЗШП $N < 200$;
- кількість електродів ЗШП ПАХ-приймача $M < 200$;
- відносний зазор між приймачем і поверхнею звукопроводу $X/\lambda = 0,1 \dots 0,3$;
- кут нахилу ПАХ-приймача відносно поверхні звукопроводу $\beta \leq 10^{-4}$ кут.рад.;
- короткочасна нестабільність частоти генератора $\delta = 10^{-8} \dots 5 \cdot 10^{-8}$ за 1 с.

Таким чином, виконання цих вимог дозволяє створення 3-х частотного перетворювача для однозначного вимірювання переміщень в діапазоні $Z = 0 \dots 100 \text{ мм}$ при потенційних значеннях роздільної здатності і абсолютної похибки на точній шкалі, які сумірні з метрологічними параметрами індуктосинів,

фотоелектричних перетворювачів та пристроїв на основі інтерферометрів, але мають значно менші масогабаритні показники, вартість та складність конструкції.

Список літератури:

1. Поляков, П. Ф. Акустоэлектроника. Физико-технологические основы и применение [Текст]: спр. пос. / П. Ф. Поляков, В. А. Хорунжий, В. П. Поляков. – Харьков: СМІТ, 2007. – 552 с.
2. Жовнір, М. Ф. Вимірювальні перетворювачі фізичних величин на поверхневих акустичних хвилях [Текст] / М. Ф. Жовнір, М. Г. Черняк, Д. В. Черненко, Л. М. Шеремет // Електроніка та зв'язок. – 2011. – № 1 (60). – С. 153–157.
3. Zbrutsky, A. Creation of low cost linear accelerometers for navigation and control systems [Текст] / A. Zbrutsky, N. Chernyak, G. Skripkovsky // Symposium Gyro Technology. – 2005. – P. 4.1–4.11.
4. Ленух, Я. И. Датчик угла поворота генераторного типа с элементом на поверхностных акустических волнах [Текст] / Я. И. Ленух // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2009. – № 3. – С. 24–25.
5. Kalinin, V. Development of a calibration procedure for contactless torque and temperature sensors based on SAW resonators [Text] / V. Kalinin, R. Lohr, A. Leigh // 2008 IEEE Ultrasonics Symposium, 2008. – P. 1865–1868. doi:10.1109/ultsym.2008.0459
6. Hribsek, M. F. Surface Acoustic Wave Sensors in Mechanical Engineering [Text] / M. F. Hribsek, D. V. Tomic, M. R. Radosavljevic // FME Transactions. – 2010. – № 38. – P. 11–18.
7. Fachberger, R. Monitoring of the temperature inside a lining of a metallurgical vessel using a SAW temperature sensor [Text] / R. Fachberger, A. Erlacher // Procedia Chemistry, 2009. – № 1 (1). – P. 1239–1242. doi:10.1016/j.proche.2009.07.309
8. Bogdan, O. ZnO Nanostructures as Sensing Element of Acoustic Wave Sensor [Text] / O. Bogdan, A. Orlov, O. Petrishev, V. Ulianova // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2012. – № 6/12 (60) – P. 16–22. Available at: <http://journals.urau.ua/eejet/article/view/6021/5417>
9. Черненко, Д. В. Вимірювальні перетворювачі тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль [Текст] / Д. В. Черненко, О. М. Кузьменко, М. Ф. Жовнір // Вісник Кременчукського національного університету імені Михайла Остроградського. – 2013. – № 1. – С. 62–66.
10. Жовнір, М. Ф. Математичні моделі сенсорів переміщень та тиску на основі збурення електричного поля поверхневих акустичних хвиль [Текст] / М. Ф. Жовнір, О. О. Олійник, Л. Д. Писаренко // Журнал нано та електронної фізики. – 2016. – № 8 (1). – С. 01024–01025. doi:10.21272/jnep.8(1).01024
11. Жовнір, М. Ф. Вимірювальні перетворювачі мікропереміщень та тиску на поверхневих акустичних хвилях [Текст] / М. Ф. Жо-

- внір, М. В. Бітов, Л. Д. Писаренко // Електроніка та зв'язок. – 2016. – Т. 21, № 4 (93). – С. 49–57.
12. Жовнір, М. Ф. Оцінка потенційних роздільної здатності і точності вимірювальних перетворювачів лінійних та кутових переміщень на базі використання фазових набігань поверхневих акустичних хвиль [Текст] / М. Ф. Жовнір, О. В. Шостак // Електроніка та зв'язок. – 2015. – Т. 20, № 3 (86). – С. 101–106.
 13. Жовнір, М. Ф. Розробка пристроїв на ПАХ для вимірювання лінійних та кутових переміщень [Текст] / М. Ф. Жовнір, О. О. Олійник // Вісник НТУ «ХПІ» Серія: Механіко-технологічні системи та комплекси. – 2015. – № 52 (1161). – С. 60–65.
 14. Mackensen, E. Wireless Passive SAW Identification Marks and Sensors [Text] / E. Mackensen, L. Reindl // Smart Sensors and MEMS. – 2004. – № 181. – P. 155–202. doi:[10.1007/978-1-4020-2929-5_5](https://doi.org/10.1007/978-1-4020-2929-5_5)
 15. Matsuzaki, R. Wireless Monitoring of Automobile Tires for Intelligent Tires [Text] / R. Matsuzaki, A. Todoroki // MDPI – Sensors. – 2008. – № 8. – P. 8123–8138. doi:[10.3390/s8128123](https://doi.org/10.3390/s8128123)
 16. Reindl, L. Wireless Passive Sensors: Basic Principles and Performances [Text] / L. Reindl // IEEE SENSORS. – 2008. – P. 1607–1610. doi:[10.1109/icsens.2008.4716758](https://doi.org/10.1109/icsens.2008.4716758)
 17. Zhovnir, M. F. Radio SAW-Sensors for Physical Parameters Measurement [Text] / M. F. Zhovnir, O. M. Kuzmenko, S. I. Pokutnyi // Journal of Applied Chemistry. – 2015. – № 3 (1). – P. 7–13.
 18. Chernenko, D. Wireless Passive Sensor Using Frequency Coded SAW Structures [Text] / D. Chernenko, M. Zhovnir, O. Oliinyk, B. Tsyganok // 35th International Spring Seminar on Electronics Technology, 2012. doi:[10.1109/isse.2012.6273174](https://doi.org/10.1109/isse.2012.6273174)
 19. Морган, Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах [Текст] / Д. Морган. – Москва: Радио и связь, 1990. – 416 с.
- Bibliography (transliterated):**
1. Polyakov, P., Xorunzhyj, V., Polyakov, V. (2007). Akustoelektronika. Fiziko-technologicheskie osnovy i primenenie. Kharkiv: SMYT, 552.
 2. Zhovnir, M. F., Chernyak, M. G., Chernenko, D. V., Sheremet, L. M. (2011). Vymiryuvalni peretvoryuvachi fizychnykh velychyn na poverknevnykh akustychnykh hvylyakh. Electronics and Communications, 1 (60), 153–157.
 3. Zbrutsky, A., Chernyak, M., Skripkovsky, G. (2005). Creation of low cost linear accelerometers for navigation and control systems. Symposium Gyro Technology, 4.1–4.11.
 4. Lepykh, Ya. I. (2009). The turn angle gauge of generating type with an element on surface acoustic waves. Technology and design in electronic equipment, 3, 24–25.
 5. Kalinin, V., Lohr, R., Leigh, A. (2008). Development of a calibration procedure for contactless torque and temperature sensors based on SAW resonators. 2008 IEEE Ultrasonics Symposium. 1865–1868. doi:[10.1109/ultsym.2008.0459](https://doi.org/10.1109/ultsym.2008.0459)
 6. Hribsek, M. F., Tosic, D. V., Radosavljevic, M. R. (2010). Surface Acoustic Wave Sensors in Mechanical Engineering. FME Transactions, 38, 11–18.
 7. Fachberger, R., Erlacher, A. (2009). Monitoring of the temperature inside a lining of a metallurgical vessel using a SAW temperature sensor. Procedia Chemistry, 1 (1), 1239–1242. doi:[10.1016/j.proche.2009.07.309](https://doi.org/10.1016/j.proche.2009.07.309)
 8. Bogdan, O., Orlov, A., Petrishev, O., Ulianova, V. (2012). ZnO Nanostructures as Sensing Element of Acoustic Wave Sensor. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 6(12(60)), 16–22. Available at: <http://journals.urau.ua/eejet/article/view/6021/5417>
 9. Chernenko, D. V., Kuzmenko, O. M., Zhovnir, M. F. (2013). Vymiryuvalni peretvoryuvachi tysku na osnovi zbuennya elektrychnogo polya poverknevnykh akustychnykh hvyly. Visnyk Kremenchuk'skogo Nacionalnogo Universytetu Imeni Mykhajla Ostrogradskogo, 1, 62–66.
 10. Zhovnir, M. F., Oliinyk, O. O., Pysarenko, L. D. (2016). Mathematical Models of Pressure and Microdisplacement Sensors Based on Electric Field Perturbation of the Surface Acoustic Waves. Journal of Nano and Electronic Physics, 8 (1), 010241–010245. doi:[10.21272/jnep.8\(1\).01024](https://doi.org/10.21272/jnep.8(1).01024)
 11. Zhovnir, M. F., Bitov, M. V., Pysarenko, L. D. (2016). Vymiryuvalni peretvoryuvachi mikroperemishchen' ta tysku na poverknevnykh akustychnykh hvylyakh. Elektronika ta zv'yazok, 21, 4 (93), 49–57.
 12. Zhovnir, M. V., Shostak, O. V. (2015). Ocinka potencijnykh rozdilnoyi zdatnosti i tochnosti vymiryuvalnykh peretvoryuvachiv liniynykh ta kutovykh peremishchen na bazi vykorystannya fazovykh nabigan poverknevnykh akustychnykh hvyly. Electronics and Communications, 20, 3 (86), 101–106.
 13. Zhovnir, M. V., Oliinyk, O. O. (2015). Rozrobka prystroyiv na PAKh dlya vymiryuvannya liniynykh ta kutovykh peremishchen'. Visnyk NTU «KhPI» Seriya: Mekhaniko-tehnologichni systemy ta komplekсы, 52 (1161), 60–65.
 14. Mackensen, E., Reindl, L. (2004). Wireless Passive SAW Identification Marks and Sensors. Smart Sensors and MEMS, 181, 155–202. doi:[10.1007/978-1-4020-2929-5_5](https://doi.org/10.1007/978-1-4020-2929-5_5)
 15. Matsuzaki, R., Todoroki, A. (2008). Wireless Monitoring of Automobile Tires for Intelligent Tires. MDPI – Sensors, 8 (12), 8123–8138. doi:[10.3390/s8128123](https://doi.org/10.3390/s8128123)
 16. Reindl, L. M. (2008). Wireless Passive Sensors: Basic principles and performances. IEEE Sensors. 1607–1610. doi:[10.1109/icsens.2008.4716758](https://doi.org/10.1109/icsens.2008.4716758)
 17. Zhovnir, M. F., Kuzmenko, O. M., Pokutnyi, S. I. (2015). Radio SAW-Sensors for Physical Parameters Measurement. Journal of Applied Chemistry, 3 (1), 7–13.
 18. Chernenko, D., Zhovnir, M., Tsyganok, B., Oliinyk, O. (2012). Wireless passive pressure sensor using frequency coded SAW structures. 35th International Spring Seminar on Electronics Technology. doi:[10.1109/isse.2012.6273174](https://doi.org/10.1109/isse.2012.6273174)
 19. Morhan, D. (1990). Ustroystva obrabotky syhnalov na poverkhnostnykh akustycheskykh volnakh. Moscow: Radyo y svyaz, 416.

Надійшла (received) 18.02.2016

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Математична модель первинного перетворювача лінійних переміщень з рухомим приймачем поверхневих акустичних хвиль / М. Ф. Жовнір // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Механіко-технологічні системи та комплекси. – Харків : НТУ «ХПІ», 2016. – № 7(1179). – С.48–57 – Бібліогр.: 19 назв. – ISSN 2079-5459.

Математическая модель первичного преобразователя линейных перемещений с подвижным приемником поверхностных акустических волн / Н. Ф. Жовнір // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Механіко-технологічні системи та комплекси. – Харків : НТУ «ХПІ», 2016. – № 7(1179). – С. 48–57. Бібліогр.: 19 назв. – ISSN 2079-5459.

A mathematical model of the linear displacements primary transducer with a movable surface acoustic waves receiver / M. Zhovnir // Bulletin of NTU “KhPI”. Series: Mechanical-technological systems and complexes. – Kharkov: NTU “KhPI”, 2016. – № 7 (1179). – P. 48–57. – Bibliogr.: 19. – ISSN 2079-5459.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Жовнір Микола Федорович – кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, Національний

технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»; доцент, кафедри Електронних приладів та пристроїв, вул. Політехнічна, 16, корпус №12. Київ, Україна, 03056; e-mail: zhovnir101@gmail.com

Жовнір Николай Федорович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского»; доцент кафедры Электронных приборов и устройств, ул. Политехническая, 16, корпус №12. Киев, Украина, 03056; e-mail: zhovnir101@gmail.com

Zhovnir Mykola – candidate of technical sciences, senior research assistant, associate professor, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»; Department of Electronic Devices and Equipment, Polytechnique str, 16, Kyiv, Ukraine, 03056, e-mail: zhovnir101@gmail.com

УДК 551.501: 551.509

Х. Г. АСАДОВ, Ш. Н. ЗЕЙНАЛОВА

МЕТОД МНОГОКРИТЕРИАЛЬНО–ВАРИАЦИОННОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ОЗОНОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ В ПРИБРЕЖНЫХ ЗОНАХ

Предложен метод многокритериально-вариационной оптимизации для решения специализированных задач физики атмосферы, в частности для многодиапазонных интегрированных озонметрических измерений. Предлагаемый метод предусматривает наложение определенного ограничения на интеграл второго члена взвешанной скалярной суммы частных критериев парафазно зависящих от искомой функции, определяющей условия проведения измерительного эксперимента. Конкретно рассмотрена задача оптимального интегрированного во времени измерения общего количества озона в атмосфере при использовании бортового комплекса, осуществляющего измерения в ультрафиолетовом и видимом диапазонах.

Ключевые слова: вариационная оптимизация, измерения, свертка, атмосфера, озонметрия, многокритериальная оптимизация

Запропоновано метод багатокритеріально-варіаційної оптимізації для вирішення спеціалізованих завдань фізики атмосфери, зокрема для багатодіапазонних інтегрованих озонметричних вимірювань. Пропонований метод передбачає накладення певного обмеження на інтеграл другого члена взвешанной скалярной суми приватних критеріів парафазні залежать від шуканої функції, що визначає умови проведення вимірювального експерименту. Саме розглянуто задачу оптимального інтегрованого в часі вимірювання загальної кількості озону в атмосфері при використанні бортового комплексу, що здійснює вимірювання в ультрафіолетовому та видимому діапазонах.

Ключові слова: варіаційна оптимізація, вимірювання, згортка, атмосфера, озонметрія, багатокритеріальна оптимізація

The method of multicriterial-variation optimization is suggested for solution of some specialized tasks of atmospheric physics, particularly for multi-band integrated ozonometric measurements. The suggested method provides for application of some limitation on integral of the second member of weighted scalar sum of partial criterions which concurrently depend on looked for function, determining the conditions of measuring experiment. Concretely the task on optimum integrated measurements of total amount of atmospheric ozone using the onboard measuring complex, carrying out measurements in ultraviolet and visible bands. The optimality is accepted as reaching the extremum of weighted sum of channels signals. The optimum function of noisy effect of atmospheric aerosol providing the optimum measurements is searched for. The optimum function of noises depends on weight function of complexes channels. Such a dependence make it possible to use the weight function of channels as a control function to lead the function into optimum regime of operation by maximum differentiation of noises function from, optimum type of latter.

Keywords: variation optimization, measurements, convolution, atmosphere, ozonometrics, multicriterial optimization

Введение. Актуальность проведения атмосферных озонметрических измерений общеизвестна. Атмосферный озон, точнее говоря озоновый слой стратосферы поглощая биологически опасную ультрафиолетовую радиацию Солнца практически выступает гарантом существования всего живого на Земле. Озонметрические измерения в настоящее время осуществляются на Земле повсеместно с использованием глобальных, региональных и локальных измерительных сетей и систем. Озонметрические измерения в принципе могут быть осуществлены в ультрафиолетовом (0,31–0,32 мкм), видимом (0,5–0,7) мкм и инфракрасном (9,8 мкм) диапазонах [1]. В настоящей статье рассматриваются вопросы оптимальных комплексных озонметрических измерений в береговых урбанизированных территориях совместно в двух диапазонах (в ультрафиолетовом и видимом). Береговые урбанизированные территории характеризуются резкими структурными изменениями атмосферного аэрозоля в зависимости от направления ветра. Так при ветре с моря в атмосфере господствует крупнодисперсный морской аэрозоль, а при ветре с материка преобладает мелкодисперсный городской аэрозоль

[2]. Указанное обстоятельство диктует необходимость разработки новых измерительных методик с привлечением соответствующей математической базы. В настоящей статье мы рассмотрим возможность применения предлагаемого метода многокритериально-вариационной оптимизации для решения задачи проведения оптимальных озонметрических измерений в береговых урбанизированных территориях [3, 4].

Оптимизация озонметрических измерений в прибрежных зонах. Известно [1, 2], что некоторые многокритериальные задачи могут быть приведены к форме линейной скалярной свертки используемых частных критериев и нормированных весовых коэффициентов в виде

$$F_0 = \alpha_1 \cdot F_1[x(t)] + \alpha_2 F_2[x(t)] + \dots + \alpha_n F_n[x(t)] = \sum_{i=1}^n \alpha_i F_i[x(t)], \quad (1)$$

где:

$$\alpha_i, i = (\overline{1, n}),$$