

ЗМЕНШЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОЇ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА ПОВЕРХНЕВИХ АКУСТИЧНИХ ХВИЛЯХ

Вступ

Розвиток та вдосконалення систем керування, регулювання та контролю, ускладнення задач, які вирішуються сучасними технологічними, навігаційними та вимірювальними системами, вимагають розробки перетворювачів механічних та фізичних величин (ПМВ), таких як тиск, зусилля, прискорення, лінійне та кутове переміщення, в електричний сигнал. ПМВ повинні мати високу точність виміру механічної величини, високу швидкодію та зручне сполучення з мікропроцесорною технікою. Значно зросли вимоги до малогабаритних показників, особливо до ПМВ, призначених для вимірювання стаціонарного та пульсуючого тиску в пневмота гідросистемах літальних об'єктів та прискорення в системах навігації та керування рухомими об'єктами різного призначення.

Одним з перспективних типів твердотільних мікросистемних ПМВ є акустоелектронні вимірювальні перетворювачі механічних величин. Існує декілька структурних схем побудови вторинних ПМВ на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ) [1-7]. Це – перетворювач з частотним виходом [1], диференційний частотний перетворювач [4-6], диференційний перетворювач в режимі відношення частот [2, 7] та диференційний перетворювач без початкового розносу частоти [3]. Вони мають різні точнісні характеристики та спільний недолік – температурну залежність вихідного параметру. Найменшу температурну похибку має диференційний перетворювач без початкового розносу частот, яка при відсутності дії вимірюваного параметру (корисного сигналу) дорівнює нулю. Але при дії вимірюваного параметру на ПМВ виникає різнісна частота а відповідно і її залежність від температури. Тому необхідна розробка нових рішень ПМВ на ПАВ, які зможуть максимально компенсувати температурний вплив навколишнього середовища на точність вимірювання механічної величини.

Постановка задачі

Метою даної роботи є аналіз відомих структурних схем побудови ПМВ та пошук рішення, що дозволяє поліпшити їх метрологічні характеристики шляхом зменшення температурної похибки вимірювання.

Вторинний перетворювач з частотним виходом

Найпростіший ПМВ з частотним виходом можна створити включивши лінію затримки (ЛЗ) 1, яка розміщена на поверхні чутливого елемента (ЧЕ) в коло позитивного зворотного зв'язку ВЧ підсилювача 2 (рис. 1.) через коло узгодження 3. Таке ввімкнення ЛЗ створює функціональний вторинний перетворювач (ФВП) частотного типу – ПАХ генератор [1]. Він перетворює напружено-деформований стан первинного перетворювача (ПП) в електричний сигнал, частота якого пропорційна величині вимірюваного параметру X_i .

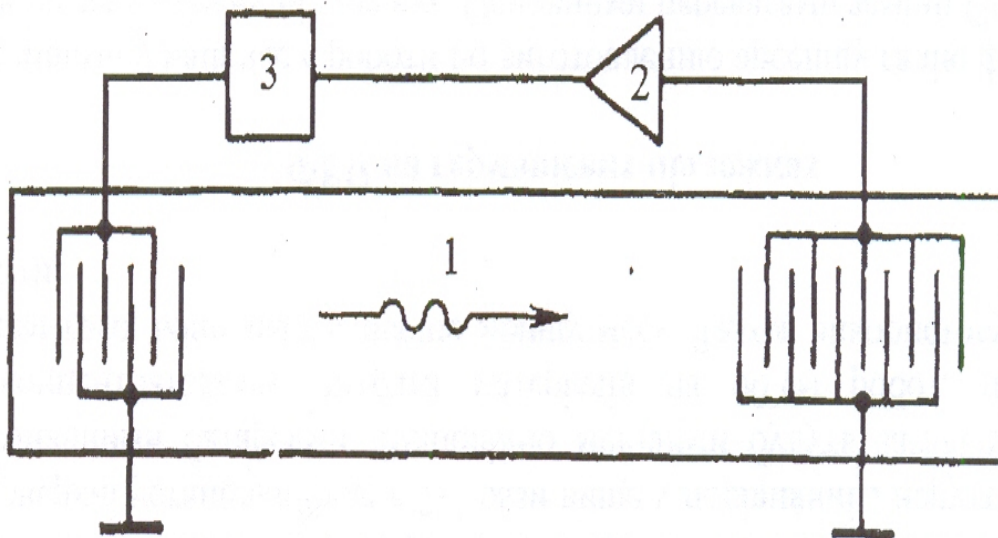


Рис. 1. ФВП частотного типу з генератором на ПАХ

Частота генератора визначається як

$$f(X_i) = f_0 + df(X_i),$$

де f_0 - частота ПАХ генератора при відсутності зовнішнього впливу на його ЧЕ (початкова частота),

$$df(X_i) = \sum_{i=1}^m \frac{\partial f(X_i)}{\partial X_i} dX_i,$$

де m – кількість діючих параметрів, X_i - параметри, які впливають на роботу ФВП (X_1 - вимірюваний параметр, T - температура, t - час старіння, тощо).

Визначимо $df(X_i)$ з рівняння балансу амплітуд, яке для ПАХ генератора записується в вигляді

$$\varphi_{ЛЗ}(X_i) + \varphi_E(X_i) = 2\pi n,$$

де $\varphi_{ЛЗ}(X_i)$ та $\varphi_E(X_i)$ – фазові набіги відповідно в ЛЗ 1 та високочастотному підсилювачі (ВЧП) 2 та електричних колах узгодження 3.

Як відомо, фазовий набіг в ЛЗ

$$\varphi_{ЛЗ}(X_i) = \tau(X_i)\omega_n(X_i),$$

де $\omega_n(X_i)$ – частота генерації ФВП, $\tau(X_i)$ – час затримки в ЛЗ, який пов'язаний з акустичною довжиною ЛЗ (відстанню між центрами зустрічно-штиревого перетворювача (ЗШП)) $L(X_i)$ та швидкістю розповсюдження ПАХ $V(X_i)$

$$\tau(X_i) = L(X_i)/V(X_i).$$

Тоді

$$\tau(X_i)\omega(X_i) + \varphi_e(X_i) = 2\pi n.$$

Звідси частота

$$\omega(X_i) = \frac{2\pi n - \varphi_e(X_i)}{\tau(X_i)},$$

а приріст частоти

$$d\omega(X_i) = d\left(\frac{2\pi n - \varphi_e(X_i)}{\tau(X_i)}\right) = -\frac{2\pi n - \varphi_{e0}}{\tau_0^2} d\tau(X_i) - \frac{1}{\tau_0} d\varphi_e(X_i),$$

де τ_0 та φ_0 – час затримки в ЛЗ та фазовий набіг в електричних колах при нормальних умовах та відсутності деформації.

Як відомо, $\varphi_{e0} \ll 2\pi n$, $\omega_0 \approx 2\pi n/\tau_0$,

тоді

$$\frac{d\omega(X_i)}{\omega_0} = -\frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{2\pi n} d\varphi_e(X_i).$$

Враховуючи, що $\tau = L/V$, запишемо

$$\frac{1}{\tau_0} = \frac{dL(X_i)}{L_0} - \frac{dV(X_i)}{V_0}.$$

Тоді

$$\frac{d\omega(X_i)}{\omega_0} = \frac{dV(X_i)}{V_0} - \frac{dL(X_i)}{L_0} - \frac{1}{2\pi n} d\varphi_e(X_i).$$

Вважаємо, що фазовий шум кіл ВЧП не залежить від температури та значення вимірюваного параметру, тоді

$$\frac{d\omega(X_i)}{\omega_0} = \frac{\partial V(X_1)}{V_0 \partial X_1} dX_1 + \frac{\partial V(T)}{V_0 \partial T} dT - \frac{\partial L(X_1)}{L_0 \partial X_1} dX_1 - \frac{\partial L(T)}{L_0 \partial T} dT.$$

Як відомо, $\frac{\partial L(X_1)}{L_0}$ – відносна деформація ЧЕ під дією вимірюваного

параметру, $\frac{\partial L(T)}{L_0}$ – відносна температурна деформація ЧЕ.

Зміна швидкості також залежить від деформації та температури. Позначимо

$$\frac{\partial V(X_1)}{V_0} = S_{X_1} \varepsilon(X_1) \text{ та } \frac{\partial V(T)}{V_0} = S_T \varepsilon(T).$$

Тоді

$$\frac{d\omega(X_i)}{\omega_0} = (S_{X_1} - 1)\varepsilon(X_1) + (S_T - 1)\varepsilon(T),$$

де $\varepsilon(T) = \alpha\Delta T$, α – лінійний коефіцієнт розширення матеріалу ЧЕ. Позначимо $(S_{X_1} - 1) = k_\varepsilon$ – коефіцієнт деформаційної чутливості матеріалу ЧЕ, $(S_T - 1)\alpha = k_T$ – коефіцієнт температурної чутливості матеріалу ЧЕ. Тоді частота ВП частотного типу запишеться як $f_1 = f_{01}(1 + k_\varepsilon\varepsilon(X_1) + k_T\Delta T)$.

Відповідно до роботи [2] $k_\varepsilon = \chi_\varepsilon$, а $k_T = \chi_T$. Значення коефіцієнтів деформаційної та температурної чутливостей для найбільш вживаних матеріалів наводяться в тій же публікації.

До недоліків такого перетворювача можна віднести достатньо високе значення вихідної частоти (десятки або сотні мегагерц), що незручно для подальшої обробки, та достатньо високу температурну чутливість. Їх можна значно зменшити, використавши диференціальну схему побудови перетворювача.

Диференціальний функціональний перетворювач

Схема диференціального функціонального перетворювача показана на прикладі побудови акселерометра (рис. 2), описаного в [2].

В своєму складі він має ПП будь-якого конструктивного виконання (наприклад, консоль), на деформованих під дією зовнішньої механічної величини поверхнях якого виконані дві лінії затримки ЛЗ1 та ЛЗ2, причому вони розміщені в місцях ЧЕ з протилежним знаком деформації, та активної частини ФВП – високочастотних підсилювачів ВЧП1 та ВЧП2, змішувача ЗМ, фільтра нижніх частот ФНЧ та вихідного підсилювача П. Лінії затримки ЛЗ1 та ЛЗ2, відповідно з підсилювачами ВЧП1 та ВЧП2, створюють два ПАХ генератори Г1 та Г2, відповідно ФП1 та ФП2. Частоти генераторів вибираються розстроєними на величину вихідного сигналу при відсутності деформації.

Вихідний частотний сигнал утворюється на змішувачі, на якому виділяється низька частота $f(X_1)$, яка зручна для подальшої обробки і лежить в межах від 50 до 200 кГц

$$f(X_1) = f_1(X_1) - f_2(X_1),$$

де $f_1(X_1)$ та $f_2(X_1)$ – вихідні частоти першого та другого функціонального перетворювача (ФП), X_1 – механічний параметр, що впливає на стан

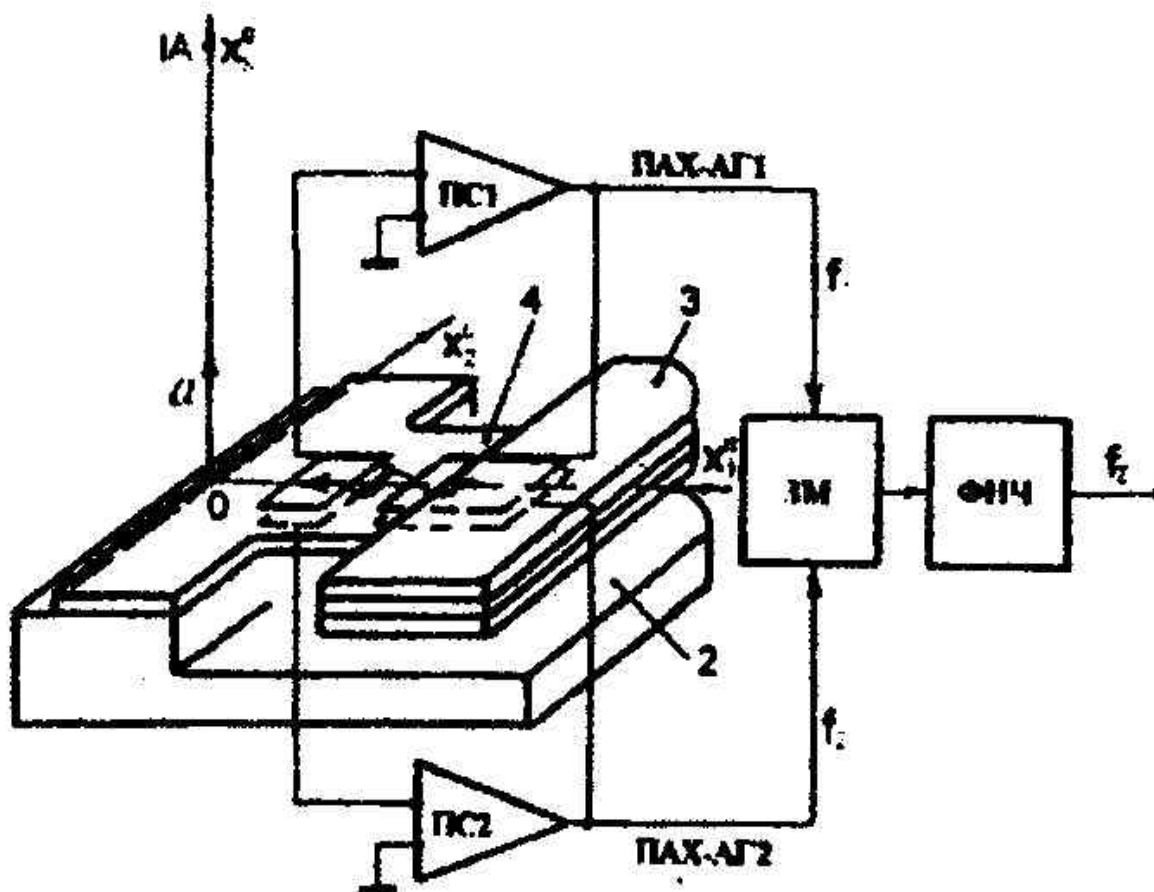


Рис. 2. Акселерометр на ПАХ, зібраний за диференціальною схемою:

1 – електронна схема ВП; 2- основа; 3 – інерційна маса; 4 – балочний кварцовий ЧЕ; ГПС1 та ГПС2 – мікросхеми підсилювача ВЧ (ВЧП1 та ВЧП2); ЗМ – змішувач; ФНЧ – фільтр нижніх частот та вихідний підсилювач (П)

чутливого елемента. Напряга частоти $f(X_1)$, що виділяється змішувачем ЗМ, подається на ФНЧ, на якому зменшується напряга коливань з частотами $f_1(X_1)$ та $f_2(X_1)$, що проходять на вихід ЗМ, коливання сумарної частоти та комбінаційні частоти вищих порядків, що забезпечує роботу вихідного підсилювача П в лінійному режимі. Вихідний підсилювач забезпечує нормування сигналу за амплітудою та необхідні значення вихідного опору ПМВ.

Вихідна частота перетворювача з урахуванням незначного впливу механічних переміщень на фазові набіги в підсилювачі та колах узгодження визначається як

$$f_1 = f_0 + k_\varepsilon \varepsilon(X_1)(f_{01} - f_{02}) + k_T \Delta T f_0,$$

де f_0 ; f_{01} ; f_{02} – вихідні частоти ПАХ датчика, ФП1 та ФП2 при відсутності деформації, $\varepsilon(X_1)$ – відносна деформація чутливого елемента.

Як видно, диференціальний функціональний перетворювач має температурну залежність вихідної частоти $f_T = k_T \Delta T f_0$, яка залежить від розносу частот ПАХ генераторів.

Випадковий дрейф вихідної частоти визначається рівнем паразитних зв'язків між ПАХ генераторами, які працюють на близьких частотах. При розносі частот на 100...500 кГц на частотах генерації 50...150 МГц та правильному виконанні загальних кіл живлення та електромагнітного екранування взаємна синхронізація ПАХ генераторів практично відсутня. При меншому розносі частот один з генераторів нав'язує свою частоту іншому, що призводить до нелінійності характеристики градування вимірювального пристрою, причому чим менший розніс частот, тим більша нелінійність характеристики [3]. Зав'язка генераторів відбувається по спільному електромагнітному полю і може бути зменшена вибором схмотехнічного рішення ПАХ генератора мінімально чутливого до паразитних випромінювань – диференціальних схем та використання правильних рішень при екрануванні [4]. Вплив спільних сигнальних кіл (кола змішувача) та кола живлення можна майже виключити правильно вибраною схемою змішувача, використанням акустичної розв'язки генераторів та стабілізаторів напруги живлення з мінімальним падінням напруги на регулюючому елементі.

Розкид базової частоти ФВП визначається технологічними допусками на виготовлення ЛЗ. При масовому випуску ЧЕ не вдається витримати необхідні значення частот акустичного синхронізму ЛЗ з точністю, кращою, ніж ± 20 кГц. Це потребує накладання жорстких вимог до процесу фотолітографії (значно зростають затрати на виготовлення ЛЗ) або введення електронної підстройки частоти в уже зібраному приладі. Її зручно зробити за допомогою варикапів [5], які дозволяють регулювати частоту генерації в межах смуги пропускання ЛЗ з крутістю характеристики $453 \cdot 10^{-6}$ 1/В при зміні напруги управління в межах 0,3...3 В. Такий діапазон повністю перебиває технологічні похибки виготовлення ЛЗ на ПАХ. Підстроювання частоти може бути також використане для компенсації температурного впливу.

Подальше поліпшення метрологічних характеристик ФВП (зменшення температурної чутливості) можливе шляхом алгоритмічної обробки вихідного частотного сигналу шляхом використання відношення частот f_Σ / f_2 або $(f_1 - f_2) / (f_1 + f_2)$ та зменшення значення розносу частот ПАХ генераторів.

Диференціальний ФВП в режимі відношення частот f_Σ / f_2

Суттєве зменшення температурної похибки та довготривалої нестабільності зміщення нуля ПМВ можна забезпечити роботою його в режимі відношення частот. Розглянемо цей режим.

Як відомо, [2] вихідна частота ПАХ генератора f ПМВ визначається як

$$f = f_0 + f(X_1) + f(X_2) + f(X_3),$$

де f_0 – початкова частота генерації, $f(X_1)$ – зміна частоти при дії вимірюваного параметру X_1 , $f(X_2)$ – зміна частоти при дії температури навколишнього середовища в інтервалі ΔT , $X_1 = \Delta T$, $f(X_3)$ – зміна частоти під дією старіння матеріалу ЧЕ (п'єзоелектрика, з якого виготовлений ЧЕ) за час t . Тоді, знаючи що $f(X_1) = k_X X_1$, де k_X – коефіцієнт, що залежить від фізичних (маса, модуль Юнга матеріалу ПП) та геометричних характеристик (розміри) ЧЕ, $f(X_1) = k_T \Delta T$, k_T – коефіцієнт температурної чутливості ПАХ генератора $f(X_1) = k_{CT} t$, k_{CT} – коефіцієнт довгострокової нестабільності зміщення нуля старіння, для диференціальної схеми можна записати у вигляді

$$f_\Sigma = f_{01} - f_{02} \approx k_{X\Sigma} X_1 + f_{0\Sigma} (1 + k_T \Delta T + k_{CT} t),$$

де $k_{X\Sigma} \approx 2 f_0 k_X$ у випадку однакової чутливості кожного з ПАХ генераторів і протилежної за знаком деформації ЧЕ; $k_{CT} \approx (0,1 \dots 0,5) \cdot 10^{-4}$ 1/рік.

Розглянемо відношення частот f_Σ / f_2 . Підставивши вирази для f_Σ , f_2 та маючи на увазі, що значення k_{CT} достатньо мале, маємо:

$$\begin{aligned} \frac{f_\Sigma}{f_2} &= \frac{f_{0\Sigma} (1 + k_T \Delta T + k_{CT} t) + k_{X\Sigma} X_1}{f_{02} (1 - k_X X_1 + k_T \Delta T + k_{CT} t)} = \frac{f_{0\Sigma} (1 + k_T \Delta T) + 2 f_{02} k_X X_1}{f_{02} (1 - k_X X_1 + k_T \Delta T)} = \\ &= \frac{f_{0\Sigma}}{f_{02}} (1 - k_T^2 \Delta T^2) + \frac{f_{0\Sigma}}{f_{02}} k_{X\Sigma} X_1 + \frac{f_{0\Sigma}}{f_{02}} k_{X\Sigma} X_1 k_T \Delta T + 2 k_{X\Sigma} X_1 + \\ &+ 2 (k_{X\Sigma} X_1)^2 - 2 k_{X\Sigma} X_1 k_T \Delta T. \end{aligned}$$

Інформаційним параметром є вираз, що включає в себе вимірюваний параметр в першому степені. Це вираз $2 k_X X_1$. Є також складові другого порядку $\frac{f_{0\Sigma}}{f_{02}} k_{X\Sigma} X_1$, $\frac{f_{0\Sigma}}{f_{02}} k_{X\Sigma} X_1 k_T \Delta T$, $2 (k_{X\Sigma} X_1)^2$, $2 k_{X\Sigma} X_1 k_T \Delta T$, значення яких набагато менші.

Тому в першому наближенні можна записати, що

$$\frac{f_\Sigma}{f_2} = \frac{f_{0\Sigma}}{f_{02}} + 2 k_{X\Sigma} X_1,$$

тобто інформаційний параметр (відношення частот f_Σ / f_2) при відсутності дії вимірюваного параметру не залежить від температури. При умові $X_1 \neq 0$ виявляють вплив складові другого порядку і вихідна частота стає температурно залежною. Однак адитивна температурна похибка та довготривала нестабільність зміщення нуля ПМВ зменшується в 5...7 разів

[2,6] в порівнянні з традиційною диференціальною схемою і складає $5 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ та 0,02...0,05% відповідно.

Структурна схема, яка реалізує метод вимірювання відношення частоти, описана в [2] та зображена на рис. 3. Вона в своєму складі має два ПАХ автогенератори (АГ1 та АГ2) з ЛЗ, розміщеними на деформованій поверхні ЧЕ та змішувач ЗМ, формувачі імпульсів ФІ вихідної частоти, імпульсів частоти f_2 , інтервалу вимірювань ФІВ та лічильник імпульсів ЛІ.

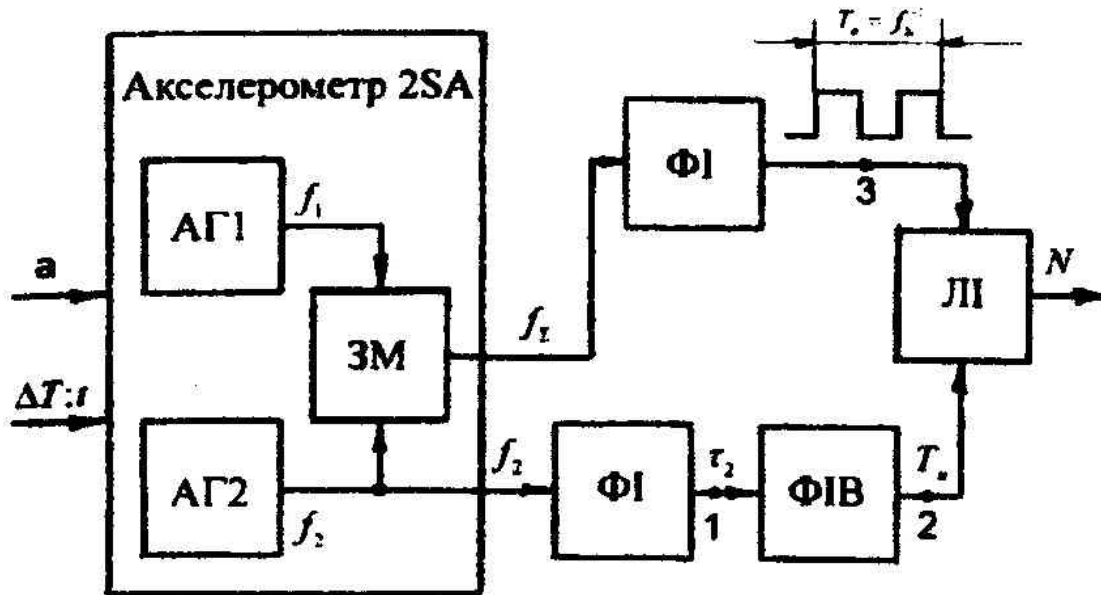


Рис. 3. Структурна схема, що реалізує метод відношення частот

Сигнали з виходу змішувача та генератора частотами f_Σ , f_2 перетворюються в послідовності імпульсів, які поступають на входи лічильника, причому частота f_2 формує інтервал вимірювання T_e , що заповнюється імпульсами частоти f_Σ . На виході лічильника маємо число імпульсів, що пропорційне вимірюваному параметру X_1

$$N = \frac{T_e}{t_2} = n \frac{f_\Sigma}{f_2} = n \left(\frac{f_{0\Sigma}}{f_{02}} + 2k_{X\Sigma} X_1 \right) \pm 1,$$

де n – ціле число.

Диференціальний ФВП в режимі відношення частот $(f_1 - f_2)/(f_1 + f_2)$

Розглянемо ще одну структурну схему ПМВ, який працює в режимі відношення частот [7]. Вона зображена на рис.4 та складається з високочастотного підсилювача ВЧП, в коло зворотного зв'язку якого ввімкнені деформаційно-чутливі ЛЗ, розміщені на поверхні ЧЕ (мембрани М), перемикача високочастотних сигналів П, частотного детектора ЧД, підсилювача з регулюючим коефіцієнтом передачі РП, генераторів опорної

напруги ГОН та опорної частоти ГОЧ, диференційного підсилювача ДП, інтегратора Інт, підсилювача низької частоти ПНЧ та синхронного детектора СД. Вихідні сигнали генераторів, частота яких пропорційна деформації ЧЕ одного чи іншого знаку в залежності від положення перемикача П, подаються на ЧД, РП, ПНЧ, СД та на вхід реєструючого пристрою.

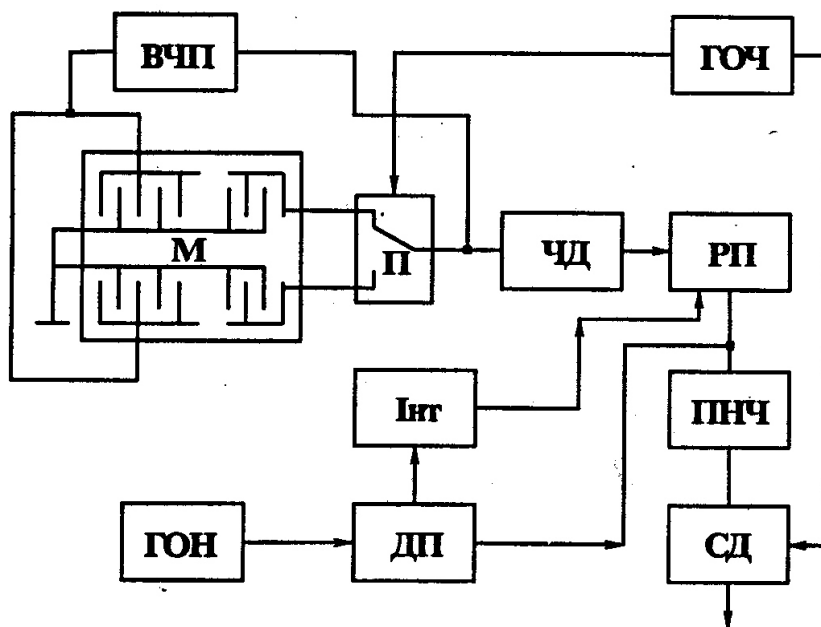


Рис. 4. Структурна схема ПМВ, що реалізує обробку вигляду $(f_1 - f_2)/(f_1 + f_2)$

Вхід РП приєднаний до одного із входів ДП, другий вхід якого з'єднаний з ГОН. Вихід інтегратора Інт з'єднаний з входом управління РП. Вхід управління СД з'єднаний зі входом управління П та виходом ГОЧ.

ФВП працює наступним чином. При одному із положень перемикача П в колі ПАХ генератора збуджується частота $f_1 = f_{01}(1 + k_X X_1 + k_T \Delta T)$, а при іншому $f_2 = f_{02}(1 - k_X X_1 + k_T \Delta T)$. В результаті безперервної роботи перемикача П з низькою частотою Ω на ЧД по чергово подаються радіоімпульси з частотами заповнення f_1 та f_2 . Вихідні відеоімпульси ЧД підсилюються РП та поступають на вхід ДП, де порівнюються з опорною напругою джерела ГОН. Амплітуди відеоімпульсів пропорційні частотам заповнення відповідних радіоімпульсів:

$$U_1 = K_1 S U_m f_1 \text{ та } U_2 = K_1 S U_m f_2,$$

де U_m – амплітуда коливаний генератора, S – крутість перетворення ЧД,

K_1 – коефіцієнт підсилення РП.

Якщо постійна інтегрування τ в інтеграторі відповідає умові $\tau = 2\pi/\Omega$, то інтегратор заряджається напругою

$$U_3 = K_2 \left(U_0 - \frac{(U_1 + U_2)}{2} \right),$$

де K_2 – коефіцієнт підсилення ДП, $\frac{(U_1+U_2)}{2}$ – постійна складова відеоімпульсів, U_0 – опорна напруга. Напруга U_3 змінює коефіцієнт підсилення РП. Процес автоматичного регулювання закінчується коли виконується рівність

$$U_0 = \frac{(U_1+U_2)}{2}.$$

Коефіцієнт підсилення РП приймає значення

$$K_1 = \frac{2U_0}{SU_m(f_1+f_2)}.$$

Змінна складова відеоімпульсів

$$U_4 = \frac{(U_1-U_2)}{2} = \frac{K_1SU_m(f_1-f_2)}{2}$$

підсилюється ПНЧ та випрямляється СД. Випрямлена напруга подається на вхід реєструючого пристрою. Вона пропорційна змінній складовій напруги і дорівнює

$$U_{вих} = K_3 \frac{(f_1-f_2)}{(f_1+f_2)} U_0.$$

Підставивши значення частот ПАХ генератора, що при умові нульового розносу частот $f_{01} = f_{02} = f_0$ та деформації ЛЗ однакові, маємо

$$U_{вих} = K_3 \frac{(f_1-f_2)}{(f_1+f_2)} U_0 = K_3 \frac{k_X X_1}{1+k_T \Delta T} U_0,$$

де K_3 – коефіцієнт передачі від РП до СД.

Нехай відносні зміни частоти ПАХ генератора від зміни температури одного порядку з відносними змінами частоти від величини вимірюваного параметру, що вимірюється, тобто $k_X X_1 \approx k_T \Delta T \ll 1$.

Тоді
$$U_{вих} = K_3 U_0 k_X X_1.$$

Таким чином вихідна напруга не залежить від початкової частоти ПАХ генератора, а, відповідно, від її нестабільності. Крім того на $U_{вих}$ не впливає нестабільність амплітуди ВЧ коливань генератора, крутості перетворення частотного детектора та коефіцієнтів підсилення РП та ДП. Це зменшує температурну та часову нестабільності зміщення нуля, дозволяє знизити порогову чутливість та при використанні в колі вихідної напруги фільтра НЧ з відповідним вибором постійної часу значно зменшити вплив короткочасової нестабільності ПАХ генератора.

При умові розміщення ЛЗ в частинах ЧЕ з різною деформацією, наприклад, в різних місцях п'єзоелектричної мембрани, маємо різні значення деформаційної чутливості $k_{X1} \neq k_{X2}$, вихідна напруга при цьому визначається

$$\text{виразом} \quad U_{вих} = K_3 \frac{(f_1-f_2)}{(f_1+f_2)} U_0 = K_3 \frac{(k_{X1}+k_{X2})X_1}{2+(k_{X1}-k_{X2})X_1+2k_T \Delta T} U_0.$$

При незначних відмінностях в значеннях k_X справедливі попередні висновки і можна вважати, що $U_{вих} = K_3 U_0 k_X X_1$. Для такої схеми температурна похибка не перевищує значення 0,02%.

Розбіжності початкових частот ПАХ генератора ($f_{01} \neq f_{02}$), які можуть виникнути із-за неідентичності фазових набігів в колах позитивного зворотного зв'язку (ЛЗ, ВЧП на колах узгодження) призведуть до значення зміни вихідної напруги. Вони незначні. В цьому випадку можна вважати, що вихідна напруга ПМВ

$$U_{вих} = K_3 \frac{(f_1 - f_2)}{(f_1 + f_2)} U_0 = K_3 \frac{f_{01} - f_{02} + (f_{01} + f_{02})k_X X_1 + (f_{01} - f_{02})k_T \Delta T}{f_{01} + f_{02} + (f_{01} - f_{02})k_X X_1 + (f_{01} + f_{02})k_T \Delta T} U_0$$

також визначається відношенням $U_{вих} = K_3 U_0 k_X X_1$, тим більше, що можливості регулювання частоти завжди дозволяють встановити рівність $f_{01} = f_{02}$.

Недоліком такої структурної схеми можна вважати складність її реалізації в мікросистемному виконанні.

Диференціальний ФВП без початкового розносу частоти

В [3] запропонована структурна схема диференціального перетворювача без початкового розносу частоти (рис. 5). Відповідно до неї ВЧП 5 та 6 та частотнозадаючі елементи на ПАХ 4, які розміщені на балці 3, закріпленій на основі 1, створюють два автогенератори. Генератори настроюють на однакові частоти $f_{01} = f_{02}$. Вони працюють в імпульсному режимі ввімкнення почергово на протязі часу $T/2$, де T період повторення ввімкнення генераторів. Він задається модулятором 7. Вихідні сигнали генераторів перетворюються в послідовності імпульсів, подаються на прямий 8 та реверсивний лічильники 9 відповідно, з якого і знімається вихідний сигнал.

В початковий момент часу модулятор 7 включає перший генератор, коливання з якого поступають на вхід прямого лічильника 8, де фіксується кількість імпульсів за перший напівперіод вимірювань і подається на вхід реверсивного лічильника 9. Потім модулятор 7 відключає перший генератор та включає другий, сигнал з виходу якого поступає на реверсивний лічильник 9, на якому фіксується кількість імпульсів за другий напівперіод вимірювань. На виході реверсивного лічильника 9 формується різниця між накопиченими імпульсами за перший та другий напівперіоди вимірювань, яка пропорційна вимірюваному параметру.

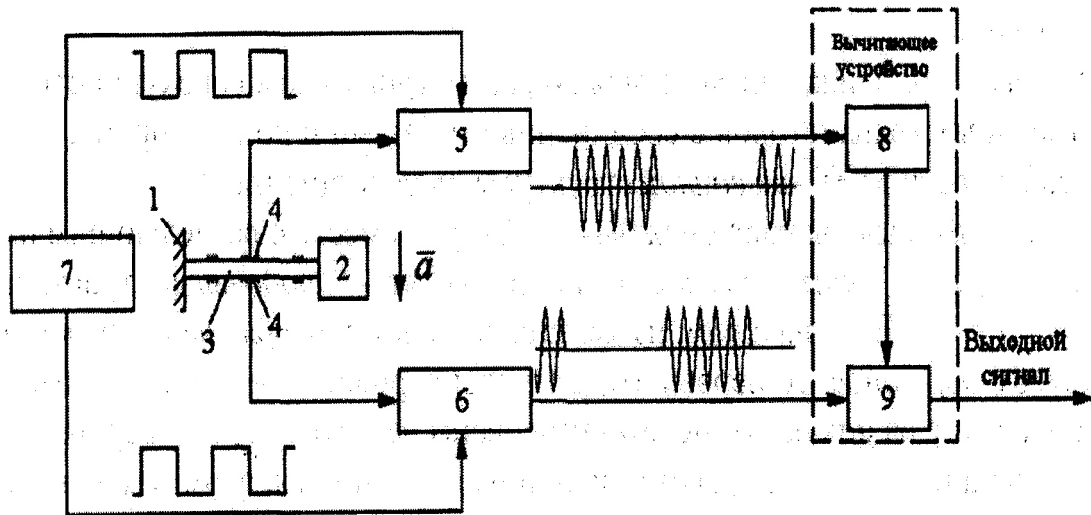


Рис. 5. Структурна схема ПМВ диференційного типу без початкового розносу частот

При відсутності збурювання частоти генераторів однакові та не змінюються. Вихідний сигнал дорівнює нулю. При виникненні збурювання частоти коливань генераторів змінюються, отримують диференційні зсуви $\Delta f = k_{X_1} X_1$ та приймають значення, рівні за величиною та протилежні за знаком

$$f_1 = f_0(1 + k_X X_1 + k_T \Delta T),$$

$$f_2 = f_0(1 - k_X X_1 + k_T \Delta T).$$

На виході лічильника 9 маємо сигнал частоти $f_1 - f_2 = 2f_0 k_X X_1$, пропорційний вимірюваному параметру. В наведеній структурній схемі, так як і в попередній, відсутність в вихідному сигналі початкового розносу частоти призводить до виключення взаємної синхронізації ПАХ генераторів, що є основною проблемою диференціальної схеми частотних ПМВ, значному підвищенню лінійності вихідної характеристики та практично нульовій температурній чутливості.

Однак в і цьому методі повністю не виключається залежність вихідного сигналу ПМВ від температурного впливу при дії вимірюваного параметру X_1 . Так, при дії X_1 ПАХ генератори приймають різні за знаком відхилення частоти, тобто виникає різниця частот навіть при нульовому початковому розносі частот. Тобто виникає температурна залежність вимірюваного параметру від його значення

$$\Delta f_T = k_T \Delta T (f_{X_1} - f_{X_2}) = 2k_T \Delta T (X_1 - X_2),$$

де Δf_T – зміна частоти за рахунок ΔT , f_{X_1} та f_{X_2} – частоти першого та другого генераторів при зміні вимірюваного параметру в діапазоні $(X_1 - X_2)$. Це може бути усунено автоматичним підтриманням нульового значення

частоти $\Delta f = 0$ шляхом компенсації значення вимірюваного параметру X_1 системою зворотного зв'язку.

Висновки

Для усунення температурної залежності вихідного сигналу в перетворювачах механічних величин на поверхневих акустичних хвилях потрібно підтримувати нульове значення розносу частот ПАХ генераторів диференціального ПМВ при дії вимірюваного параметру на чутливий елемент. Цього можна досягти шляхом вводу в структурну схему перетворювача зворотного зв'язку, тобто використанням замкнених компенсаційних схем вимірювання.

Список використаної літератури

1. Дворников А. А., Огурцов В. И., Уткин Г. М. Стабильные генераторы на поверхностных акустических волнах. - М.: Радио и связь, 1983. - 136 с.
2. Черняк М. Г. Акустоелектронні низькочастотні лінійні акселерометри для систем управління рухомих об'єктів // Механіка гіроскопічних систем. – 2008. - №19. – С. 116-124.
3. Шевченко С. Ю. Разработка микроакселерометра на поверхностных акустических волнах / Автореферат на соискание ученой степени кандидата техн. наук. – С.П., 2007. – 18 с.
4. Піддубний В. В., Піддубний В. О. Вторинний перетворювач механічних величин на поверхневих акустичних хвилях // 5-а Міжнародна молодіжна наук.-техн. конф. „Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій” (РТ-2009). Тези доповідей. - Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2009. – С. 180.
5. Avramov I. D. Analysis and Design of Negative Resistance Oscillators Using Surface Transverse Wave-Based Single Port Resonators, IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. C No.3, pp.220-229, March 2003.
6. Лепих Я. И., Лопушенко В. К., Черняк Н. Г., Николаенко Ю. Е. Особенности разработки датчиков давления на ПАВ для АЭС // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. - №2. – С. 58-62.
7. Скрипник Ю. А., Піддубний В. О., Скрипник В. І., Мондрус В. І. А. с. 1703997 (СРСР). Пристрій для вимірювання тиску. Опубл. в Б. І., 1992. №1.