

УДК 681.586.772

Таранчук А.А.

Хмельницький національний університет

## ЕЛЕКТРИЧНА МОДЕЛЬ П'ЄЗОРЕЗОНАНСНОГО МЕХАНОТРОНА З ЄМНІСНИМ КЕРУВАННЯМ

*У роботі представлена електрична модель п'єзореzonансного механотрона з ємнісним керуванням. Проведений чисельний аналіз характеристик керованості п'єзореzonансних механотронів двох типів: з використанням зовнішньо-підключеного до п'єзореzonатора ємнісного чутливого елемента та збудженням п'єзоелемента в змінному зазорі, який модулюється під впливом вимірювальної фізичної величини. Визначено обґрунтованість використання основних підходів у проектуванні вимірювальних перетворювачів механотронного типу з ємнісним керуванням.*

**Ключові слова:** кварцовий резонатор, п'єзореzonансний механотрон, ємнісне керування, електрична модель, чисельне моделювання.

**Постановка проблеми.** П'єзореzonансні сенсори – один з найбільш універсальних типів первинних вимірювальних перетворювачів. Універсальність п'єзореzonатора (ПР) як перетворювача фізичних величин визначається його вибірковістю реакцій на дії різної фізичної природи та можливістю варіювати властивостями ПР у широких межах, які закладені в анізотропії п'єзоелектриків та різноманітні типів коливань п'єзоелементів [1].

Разом з тим у побудові вимірювальних перетворювачів сили і фізичних величин, які можуть бути приведені до неї, наприклад тиску, на базі керованих кварцових резонаторів (КР) із використанням ефекту тензочутливості КР доводиться вирішувати складну проблему сполучення силопередавального елемента з кварцовим п'єзоелементом. Широкі можливості у вирішенні цих завдань відкриваються у разі застосування безконтактного ємнісного частотного керування кварцовим резонатором. Під час використання цього методу частотного керування добротність кварцової коливальної системи практично не змінюється, а також не вноситься додатковий фазовий шум [2].

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Є два підходи щодо побудови п'єзореzonансних перетворювачів неелектричних величин – п'єзореzonансних механотронів (далі – ПРМТ) з безконтактним ємнісним керуванням: використання зовнішньо-підключеного до КР ємнісного чутливого елемента (ЄЧЕ) [4; 5] та збудження п'єзоелемента в змінному зазорі, який модулюється під впливом вимірювальної фізичної величини [2; 6–10]. Характерним прикладом реалізації першого підходу є сенсор тиску з ємнісним барочутливим елементом, який складається з метале-

вого корпусу, розділеного на дві частини керамічною або ситаловою перегородкою, з одного боку якої знаходиться ЄЧЕ, а з іншого – електронна схема сенсора. При цьому ємнісний барочутливий елемент включений у контур автогенератора ПРМТ послідовно з кварцовим резонатором і складений з жорсткої основи та мембрани з нанесеними на них електродами. Для зменшення гістерезису, старіння та температурних похибок основа і мембрана виконані з монокристалічного кварцу. Внутрішній об'єм, який містить електронну схему, герметизований. З'єднання з джерелом тиску здійснюється через штуцер, який вмонтовано в кришку сенсора [3].

Типовим прикладом реалізації другого підходу є конструкція ПРМТ зі змінною ємністю зазору збудження п'єзоелемента (ПЕ), який складається з циліндричного корпусу і мембрани, виготовлених з кварцового скла як єдине ціле. У підмембранній порожнині встановлено кварцовий п'єзоелемент АТ-зрізу, притиснутий тарілчастою пружиною до виступів основи мембрани. На внутрішню поверхню мембрани напилений рухомий електрод, нерухомий електрод нанесений на протилежну щодо підмембранної порожнини поверхню ПЕ. Зовнішні електричні виводи з'єднані з рухомим і нерухомим електродами, за допомогою яких ПРМТ підключається до коливальної системи автогенератора [7].

Запропонований [8–10] мембранний сенсор надлишкового тиску складається з полістиролового корпусу, який з'єднується з металевою основою за допомогою клею. У донній частині основи сенсора встановлено вузол кварцоутримувача, на робочу поверхню якого співвісне встановлений плоский дисковий п'єзоелемент АТ-зрізу.

Круглий електрод, що напилений на звернену до кварцоутримувача поверхню, електрично з'єднаний з потенційним виводом сенсора. Кварцовий резонатор, ПЕ з металевою мембраною, включений у схему автогенератора потенційним виводом і загальним виводом сенсора – корпусною поверхню основи. За тиску, що перевищує атмосферний, відбувається прогин мембрани, у результаті чого зменшується зазор збудження, що призводить до зниження резонансної частоти кварцового резонатора ПРМТ.

**Постановка завдання.** Незважаючи на суттєві переваги використання ПРМТ з ємнісним керуванням як вимірювальних перетворювачів неелектричних величин, основними з яких є високі чутливість, точність та стабільність характеристик, вони мають низку суттєвих недоліків, які обмежують їхні функціональні можливості. Зокрема, низька інформаційна девіація частоти та нелінійність перетворення, притаманна всім керованим кварцовим системам, складність конструкції та висока чутливість до технологічних похибок під час їх реалізації. Це зумовлює необхідність проведення дослідження характеристик ПРМТ з ємнісним керуванням та оптимізацію їх конструкції з урахуванням виникаючих електричних паразитних зв'язків, притаманних таким конструкціям, технологічних розкидів та інших негативних факторів впливу.

Метою роботи є побудова електричної моделі ПРМТ з ємнісним керуванням та проведення аналізу їх характеристик керованості для визначення обґрунтованості використання основних підходів під час проектування вимірювальних перетворювачів такого типу.

**Електрична модель ПРМТ.** Для дослідження електричних характеристик ПРМТ розглянемо його електричну еквівалентну схему (рис. 1), основним елементом якої є кварцовий резонатор з еквівалентними динамічними індуктивністю  $L_q$ , ємністю  $C_q$ , опором втрат  $R_q$  та паралельною ємністю  $C_0$ . Послідовно з КР підключена ємність керування  $C_{contr}$  та індуктивність  $L_{ext}$  (за необхідності) для збільшення діапазону керування і підвищення його лінійності. До еквівалентної електричної схеми також включені характерні конструкції ПРМТ паразитні ємності  $C_{par1}$  та  $C_{par2}$ , які суттєво впливають на характеристики керованості ПРМТ. Якщо передбачається збудження кварцового резонатора в двочастотному (багаточастотному) режимі, то еквівалентна схема КР може бути розширена шляхом використання додаткових динамічних кіл  $L'_q, C'_q, R'_q$ , кількість

яких має відповідати кількості додаткових мод коливань, що збуджуються (рис. 1).

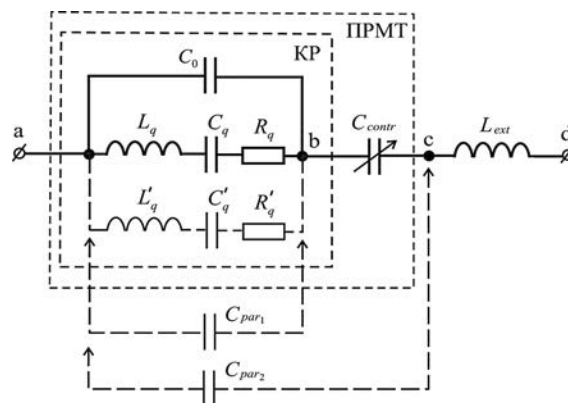


Рис. 1. Еквівалентна електрична схема ПРМТ

Для аналізу еквівалентної електричної схеми ПРМТ як складної багаточастотної п'єзоколивальної системи (БПКС) використаємо методу, яка запропонована в [11]. Знайдемо провідність між точками а – б еквівалентної схеми ПРМТ (рис. 1):

$$Y_{ab} = \frac{1}{Z'_{KP}} = \frac{1}{Z_q} + Y_{C_0} = \frac{1}{R_q(1 + j\xi_q)} + j\omega C_0' = \frac{1 - \tau_c' \xi_q + j\tau_c'}{R_q(1 + j\xi_q)}, \quad (1)$$

де  $Z_q = R_q(1 + j\xi_q)$  – комплексний еквівалентний опір послідовної  $L_q, C_q, R_q$  гілки КР поблизу резонансу;  $Y_{C_0} = j\omega C_0' = j\omega(C_0 + C_{par1})$  – комплексна провідність паралельно з'єднаних ємностей  $C_0$  і  $C_{par1}$ ;  $\xi_q = Q\left(\frac{\omega}{\omega_q} - \frac{\omega_q}{\omega}\right) \approx 2Q\delta_q$  – узагальнена розстройка стосовно частоти послідовного резонансу

$\omega_q = 2\pi f_q = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}}$ ;  $\delta_q = \frac{\omega - \omega_q}{\omega_q}$  – відносне відхилення частоти;  
 $Q = \frac{\sqrt{L_q/C_q}}{R_q}$  – добротність КР;  $\tau_c' = \omega R_q C_0'$  – співвідношення опорів втрат  $R_q$  і паралельної ємності  $1/\omega C_0'$ ;

Фактор якості  $M = \frac{1}{\tau_c'}$  (паралельна добротність КР) визначає активність кварцового резонатора під час підключення його до схеми автогенератора ( $M \gg 1$ ).

Далі знайдемо еквівалентний опір послідовного з'єднання  $Z'_{KP}$  та ємності керування  $C_{contr}$ :

$$Z'_{KP, contr} = Z'_{KP} + Z_{C_{contr}} = \frac{R_q(1 + j\xi_q)}{1 - \tau_c' \xi_q + j\tau_c'} + \frac{1}{j\omega C_{contr}} = \frac{R_q(1 - \xi_q T_1 + jT_1)}{-T_2 + j(\tau_{contr} - T_2 \xi_q)}, \quad (2)$$

де  $\tau_{contr} = \omega C_{contr} R_q$  – аналогічно  $\tau_0'$  введено співвідношення опорів втрат  $R_q$  і ємності керування  $1/\omega C_{contr}$ ;  $T_1 = \tau_{contr} + \tau_c'$ ;  $T_2 = \tau_{contr} \tau_c'$ .

Свою чергою провідність між точками а – с буде визначатись як:

$$Y_{ac} = \frac{1}{Z_{ac}} = \frac{1}{Z'_{KP, contr}} + Y_{par2} = \frac{-T_2 + j(\tau_{contr} - T_2 \xi_q)}{R_q(1 - \xi_q T_1 + jT_1)} + j\omega C_{par2} = \frac{-(T_1 \tau_c'' + T_2) + j(\tau_{contr} + \tau_c'' - \xi_q(T_1 \tau_c'' + T_2))}{R_q(1 - \xi_q T_1 + jT_1)}, \quad (3)$$

де  $\tau_C'' = \omega R_q C_{par_2}$  – співвідношення опорів втрат  $R_q$  і паразитної ємності  $1/\omega C_{par_2}$ .

Тоді аналітичний вираз для комплексного еквівалентного опору електричної схеми ПРМТ з урахуванням подовжуючої індуктивності  $L_{ext}$  (рис. 1) виглядатиме:

$$Z_{ПРМТ} = Z_{ad} = Z_{ac} + j\omega L_{ext} = R_q \times \left\{ \frac{1 - \xi_q T_1 - \frac{1}{\tau_L'} (\tau_{contr} + \tau_C'' - \xi_q T_3) + j \left( T_1 - \frac{T_3}{\tau_L'} \right)}{-T_3 + j (\tau_{contr} + \tau_C'' - \xi_q T_3)} \right\}, \quad (4)$$

де  $\tau_L' = R_q / \omega L_{ext}$  – співвідношення опорів втрат  $R_q$  і подовжуючої індуктивності  $\omega L_{ext}$ ;  $T_3 = T_1 \tau_C'' + T_2$ .

Таким чином, отриманий еквівалентний електричний опір ПРМТ  $Z_{ПРМТ}$  (4) можна представити у стандартному вигляді:

$$Z_{ПРМТ}(j\omega) = \frac{a_1 + jb_1}{a_2 + jb_2}, \quad (5)$$

$$\text{де } a_1 = R_q \left( 1 - \xi_q T_1 - \frac{T_4}{\tau_L'} \right); \quad b_1 = R_q \left( T_1 - \frac{T_3}{\tau_L'} \right); \quad a_2 = -T_3; \\ b_2 = T_4; \quad T_4 = \tau_{contr} + \tau_C'' - \xi_q T_3.$$

Аналіз (5) дає змогу визначити основні електричні параметри п'єзоколивальної системи ПРМТ: частоти послідовного резонансу  $f_r$ ,  $\omega_r$  та паралельного резонансу (антирезонансу)  $f_{par}$ ,  $\omega_{par}$ ; еквівалентну добротність (фіксує здатність)  $Q_{eq}$ ; еквівалентний опір втрат (ESR) та інші. Так, прирівнявши уявну частину  $\text{Im}(Z_{ПРМТ}(j\omega))$  (5) до нуля ( $b_1(\xi_q) a_2(\xi_q) - a_1(\xi_q) b_2(\xi_q) = 0$ ), отримаємо рівняння стосовно узагальненої розстройки  $\xi_q$ , яке дає змогу визначити резонансні частоти ПРМТ як багатоеlementної БПКС:

$$k_2 \cdot \xi_q^2 + k_1 \cdot \xi_q + k_0 = 0, \quad (6)$$

$$\text{де } k_0 = \tau_{contr} + \tau_C'' + T_1 T_3 - \frac{1}{\tau_L'} \left( (\tau_{contr} - \tau_C'')^2 + T_3^2 \right);$$

$$k_1 = \left( \frac{2}{\tau_L'} T_3 - T_1 \right) (\tau_{contr} + \tau_C'') - T_3; \quad k_2 = T_3 \left( T_1 - \frac{T_3}{\tau_L'} \right).$$

Виділивши дійсну частину  $\text{Re}(Z_{ПРМТ}(j\omega))$  (5), отримаємо еквівалентні послідовний (ESR) та паралельний (EPR) опори БПКС:

$$\text{ESR} = \text{Re}(Z_{ПРМТ}(j\omega)) \Big|_{\omega = \omega_r} \quad \text{і} \\ \text{EPR} = \text{Re}(Z_{ПРМТ}(j\omega)) \Big|_{\omega = \omega_{par}}, \quad (7)$$

$$\text{де } \text{Re}(Z_{ПРМТ}(j\omega)) = \frac{a_1(\omega) \cdot a_2(\omega) + b_1(\omega) \cdot b_2(\omega)}{(a_2(\omega))^2 + (b_2(\omega))^2}$$

– дійсна частина комплексного еквівалентного опору  $Z_{ПРМТ}(j\omega)$ .

Одним із найважливіших параметрів коливальної системи є її фіксує здатність  $\sigma$ , яка безпосе-

редньо пов'язана із еквівалентною добротністю  $Q_{eq}$ :

$$\sigma = \omega \left| \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_r} \approx 2Q_{eq}, \quad (8)$$

де  $\frac{d\phi(\omega)}{d\omega}$  – крутизна фазочастотної характеристики ПРМТ  $\phi(\omega)$  поблизу резонансу.

Для визначення  $\phi(\omega)$  представимо еквівалентний комплексний опір ПРМТ (5) в експоненціальній формі:

$$Z_{ПРМТ}(j\omega) = |Z(\omega)| \exp^{j\phi(\omega)}, \quad (8)$$

$$\text{де } \phi(\omega) = \phi_1(\omega) - \phi_2(\omega) = \text{arctg} \left( \frac{b_1}{a_1} \right) - \text{arctg} \left( \frac{b_2}{a_2} \right).$$

Відповідно, з урахуванням (5) та (8) отримаємо:

$$\left| \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \right| = \left| \frac{a_1(\omega) \frac{db_1(\omega)}{d\omega} - b_1(\omega) \frac{da_1(\omega)}{d\omega}}{(a_1(\omega))^2 + (b_1(\omega))^2} - \frac{a_2(\omega) \frac{db_2(\omega)}{d\omega} - b_2(\omega) \frac{da_2(\omega)}{d\omega}}{(a_2(\omega))^2 + (b_2(\omega))^2} \right|, \quad (9)$$

$$\text{де } \frac{da_1(\omega)}{d\omega} = R_q \frac{\omega_q}{2Q} (-T_1 + T_3/\tau_L');$$

$$\frac{db_1(\omega)}{d\omega} = \frac{da_2(\omega)}{d\omega} = 0; \quad \frac{db_2(\omega)}{d\omega} = -\frac{\omega_q}{2Q} T_3.$$

**Чисельне моделювання п'єзорезонансної коливальної системи ПРМТ з ємнісним керуванням.** Проведемо аналіз характеристик коливальної системи ПРМТ на основі плоского кварцового п'єзоелемента АТ-зрізу (діаметр 12 мм) з такими параметрами [8–10]: частота основного резонансу  $f_q = 10,009987$  МГц за добротності  $Q = 103000$  і динамічного опору  $R_q = 24$  Ом; паралельна ємність  $C_0 = 3,5$  пФ.

На рис. 2 представлені залежності частоти послідовного резонансу  $\Delta F_r = f_r - f_q$  (рис. 2а), паралельного резонансу  $\Delta F_{par} = f_{par} - f_q$  (рис. 2б), еквівалентного послідовного опору втрат ESR (рис. 2в) та фактора якості  $q = Q_{eq}/Q$  (рис. 2г) за змін ємності керування  $C_{contr}$  та паразитної ємності  $C_{par_1}$ .

Аналіз отриманих даних підтверджує високу ефективність керування послідовно включеною ємністю  $C_{contr}$ . Він показує, що характеристики керування носять суто нелінійний характер. Так, для значень  $C_{contr} \in [1,5; 5]$  пФ крутизна характеристики керування  $S_{contr} = \Delta F_r / \Delta C_{contr}$  знаходиться в межах (550...600) Гц/пФ, а для значень  $C_{contr} \in [20; 30]$  пФ – на рівні 30 Гц/пФ. Водночас можна виділити ділянки з практично лінійними залежностями  $\Delta F_r(C_{contr})$ , наприклад,  $C_{contr} \in [1,5; 4]$  пФ або  $C_{contr} \in [17,5; 30]$  пФ (рис. 2, а, залежність 1). Але використання першої ділянки супроводжується різким зростанням (практично на порядок) послідовного опору ESR (рис. 2в, залежність 1), що значно підвищує вимоги до активної частини (її параметра регенерації) коливальної системи ПРМТ, яка має забезпечувати стійкий режим коливаний в умовах зменшення активності

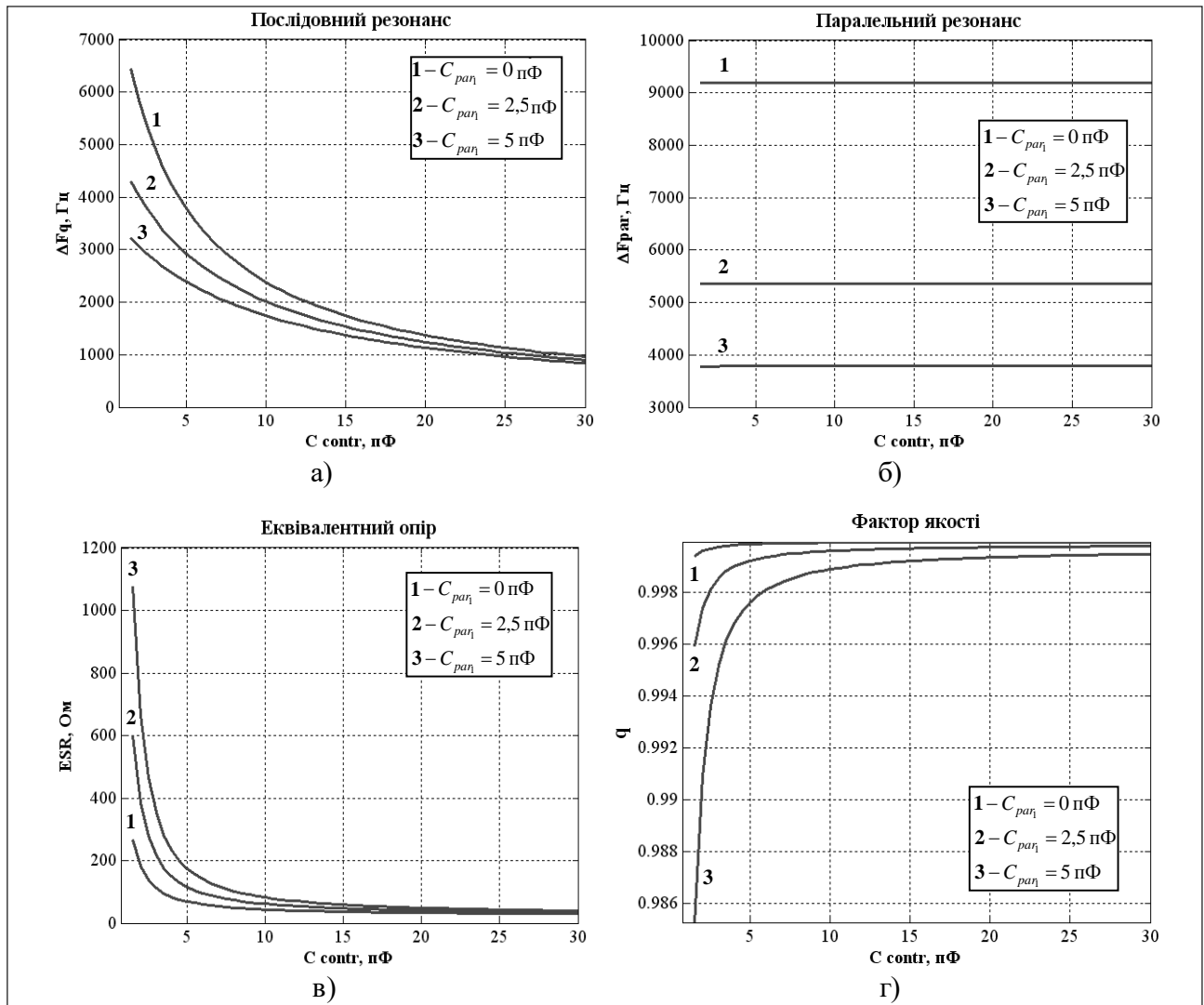


Рис. 2. Залежності зсувів послідовного  $\Delta F_s$  (а) та паралельного  $\Delta F_{par}$  (б) резонансів, еквівалентного послідовного опору ESR (в) та фактора якості  $q$  (г) коливальної системи ПРМТ за змін паразитної ємності  $C_{par1}$

кварцового резонатора (фактора  $M$ ). Хоча загалом втрати добротності не перевищують 1%, що потенційно забезпечує високу стабільність коливань, що генеруються (рис. 2г, залежність 1).

Природно, послідовний спосіб керування частотою ПРМТ мало впливає на частоту паралельного резонансу його коливальної системи (рис. 2б залежність 1), що є підтвердженням адекватності запропонованої електричної моделі.

Підключення зовнішніх додаткових елементів керування до кварцового п'єзоелемента ПРМТ супроводжується і негативними явищами. Так, наявність відносно великої паразитної ємності  $C_{par1} \in [2,5; 5]$  пФ призводить до суттєвого зменшення крутизни характеристики керування (до 2 разів) та різкого зростання ESR (до 5 разів) на ділянці  $C_{contr} \in [1,5; 5]$  пФ з максимальною крутиз-

ною  $S_{contr}$  (рис. 2а, 2г, залежності 1, 3). Компенсувати деякою мірою такий негативний ефект від наявності  $C_{par1}$  можна шляхом включення подовжуючої індуктивності  $L_{ext}$  (рис. 1), яка збільшує діапазон перестроювання та покращує лінійність характеристики керування за рахунок використання області частот, нижчих ніж  $f_q$  (рис. 3 а,  $C_{contr} \in [17,5; 30]$  пФ).

Слід зауважити, що при цьому для відносно великих значень  $C_{par1} \in [2,5; 5]$  пФ еквівалентний опір ESR також суттєво збільшується відповідно до рис. 2в.

Інша ситуація складається у разі використання способу керування ПРМТ за рахунок модуляції ємності міжелектродного зазору збудження (рис. 3б) [8–10]. Оскільки виникаюча при цьому паралельна паразитна ємність  $C_{par2}$  включена через ємність керування  $C_{contr}$  (рис. 1), вона зна-

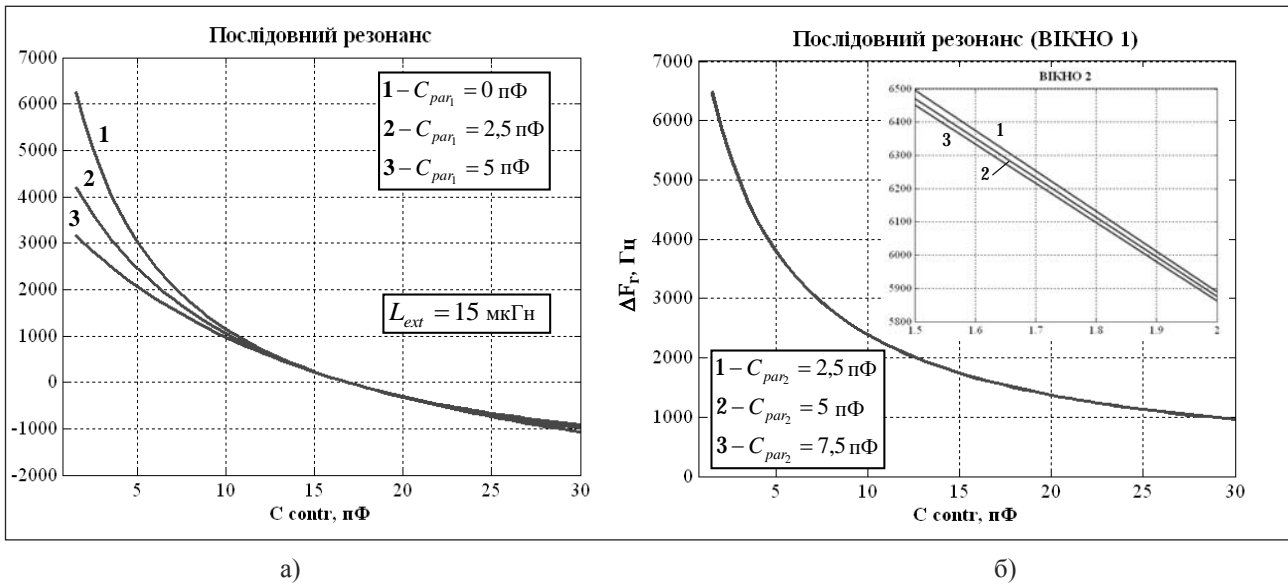


Рис. 3. Характеристики ПРМТ у зовнішньоємнісному керуванні із включенням індуктивності  $L_{ext}$  (а) і модуляції ємності міжелектродного зазору (б)

чно менше впливає на характеристику керування ПРМТ, крутизна якої  $S_{contr}$  наближається до максимально можливих значень (рис. 3 б, ВІКНО 2, залежності 1–3). При цьому характер варіацій еквівалентного опору ESR та фактора якості  $q$  у межах значень  $C_{contr} \in [1,5; 30]$  пФ максимально наближається до залежностей, представлених на рис. 2в, 2г, залежності 1.

**Висновки.** Результати комп’ютерного моделювання коливальної системи ПРМТ підтверджують високу ефективність обраного способу ємнісного керування. Водночас підключення зовнішніх елементів до кварцового п’єзоелемента ПРМТ завжди супроводжується виникненням паразитних зв’язків, які суттєво погіршують характеристики керування.

Найбільш раціональним є використання ємнісного керування ПРМТ, яке базується на модуляції міжелектродного зазору збудження кварцового п’єзоелемента. У такому разі вдається значно зменшити вплив паразитних зв’язків та наблизити характеристики керування ПРМТ до потенційно можливих.

Для найбільш повного використання діапазону перестроювання частоти ПРМТ за допомогою послідовного ємнісного керування необхідно забезпечити високу стійкість коливальних генераторів в умовах суттєвого зменшення фактора активності кварцового п’єзоелемента  $M$ , що зумовлює використання автогенераторів, побудованих за фільтровою схемою.

**Список літератури:**

1. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики. М.: Техносфера, 2006. 628 с.
2. Taranchuk A., Pidchenko S. Applied Measurement System. Design Methodology to Construct Information Measuring Systems Built on Piezoresonant Mechanotrons with a Modulated Interelectrode Gap. Published by InTech, Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia. 2012. Chapter 12. pp. 229–258.
3. Steinern C., Janshoff A. Piezoelectric Sensors. Springer Series on Chemical Sensors and Biosensors. Published by Springer. ISBN-13978-3-540-36567-9. Berlin Heidelberg New York. 2006. Vol. 5.
4. Малов В.В. Пьезорезонансные датчики. 2-е изд. перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1989. 272 с.: ил.
5. Малов В.В., Симонов В.Д., Ключко А.В. Датчики давления на основе кварцевого генератора, управляемого ёмкостным чувствительным элементом. Радиотехника. 1986. № 11. С. 44–47.
6. Вильщук В.А., Фроловский С.В. Пьезорезонансные датчики с переменным зазором. Пьезо- и акустоэлектронные устройства. Омск. 1981. С. 102–105.
7. Датчик давления: а.с. 1812458 СССР: G 01L9/08. № 1812458; заявл. 27.05.91; опубл. 30.04.93, Бюл. № 16. 4 с.
8. Датчик тиску: пат. 44108А Україна: МКІ 7 G 01L 9/08. № u2001053030; заявл. 04.05.2001, опубл. 15.01.2002, Бюл. № 1.
9. Датчик тиску: пат. 59936А Україна: МКІ 7G 01L9/08, G 01L 9/12. № u2002129829; заявл. 09.12.2002, опубл. 15.09.2003, Бюл. № 9.

10. Датчик давления: пат. Российская Федерация, МПК G 01L 9/08. № 2430344; заявл. 18.05.2010, опубл. 27.09.2011. Бюл. № 27.

11. Підченко С.К. Теорія і реалізаційні основи інваріантних багаточастотних п'єзореzonансних пристроїв та систем: монографія. Хмельницький: ХНУ, 2014. 400 с.

### **ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПЬЕЗОРЕЗОНАНСНОГО МЕХАНОТРОНА С ЁМКОСТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

*В работе представлена электрическая модель пьезорезонансного механотрона с ёмкостным управлением. Проведен численный анализ характеристик управляемости пьезорезонансных механотронов двух типов: с использованием внешне подключенного к пьезорезонатору ёмкостного чувствительного элемента и возбуждением пьезоэлемента в переменном зазоре, модулирующимся под влиянием измерительной физической величины. Определена обоснованность использования основных подходов при проектировании измерительных преобразователей механотронного типа с ёмкостным управлением.*

**Ключевые слова:** кварцевый резонатор, пьезорезонансный механотрон, ёмкостное управление, электрическая модель, численное моделирование.

### **ELECTRIC MODEL OF A PIEZORESONANCE MECHANOTRON WITH CAPACITIVE CONTROL**

*The electric model of piezoresonance mechanotron (PRMT) with capacitive control is presented in the paper. A numerical analysis for piezoresonance mechanotrons with controllability characteristics for two types is carried out: using an external capacitive sensing element connected to the piezoresonator and excitation of the piezoelectric element in the movable gap. This gap is modulated under the influence of the measuring physical quantity. The substantiality of the use of the basic approaches in designing of measuring transducers of mechanotron type with capacitive control is determined.*

**Key words:** quartz resonator, piezoresonance mechanotron, capacitive control, electric model, numerical analysis.