



**KAPITEL 1 / CHAPTER 1<sup>1</sup>**  
**FUNDAMENTALS OF PIEZORESONANT CAPACITANCE-CONTROLLED  
MECHANOTRONIC TRANSDUCERS: DESIGN AND CONSTRUCTION**  
**DOI: 10.30890/2709-2313.2024-29-00-029**

## Вступ

У першій главі представлений аналіз принципів ємнісного керування частотою кварцових коливальних систем, як одного із найбільш ефективних способів керування параметрами сучасних п'єзореzonансних пристроїв. Розглянуті конструктивно-технологічні особливості п'єзореzonансних ємнісно-керуваних механотронних перетворювачів фізичних величин у макро- і мікроелектромеханічному виконанні та окреслені сфери їх використання. Наведені приклади схемотехнічної реалізації п'єзореzonансних коливальних систем для автоколивального режиму збудження п'єзоелементу (одно- та двочастотного) та режиму вільних коливань (ударного збудження). З позицій теорії інваріантності проведено аналіз сучасних конструктивно-технологічних та функціонально-компенсаційних методів підвищення стабільності характеристик перетворювачів фізичних величин з ємнісним керуванням.

### 1.1. Конструктивно-технологічне виконання п'єзореzonансних механотронів з ємнісним керуванням

Більшість відомих конструкцій частотних п'єзореzonансних механотронів (ПРМТ), які використовуються в якості вимірювальних перетворювачів механічних величин (сили, тиску, деформацій тощо) використовують ефект тензочутливості, де вимірювальна величина безпосередньо викликає механічні деформації кварцових п'єзоелементів (ПЕ). При цьому, найчастіше використовуються високочастотні кварцові резонатори (КР) товщинно-зсувних коливань, які в результаті ефекту захоплення енергії пружних коливань в

---

<sup>1</sup>Authors: Pidchenko Serhii, Taranchuk Alla



центральної піделектродної області допускають периферійне кріплення на великій площі [1-4].

Встановлено, що найбільш суттєвий вклад в тензочутливість вносить зміна пружних властивостей п'єзокристалу під дією механічних навантажень. При цьому для кварцових ПЕ товщинно-зсувних коливань залежність резонансної частоти  $f_r$  від сили  $F_x$  можна представити наступним чином:

$$f_r = \frac{1}{2h_{PE}} \sqrt{\frac{C_{PE} + \Delta C_{PE}(F_x)}{\rho}} = f_q \sqrt{1 + k_f F_x}, \quad (1.1)$$

де  $f_q$  – номінальна частота послідовного резонансу ПЕ;

$h_{PE}$ ,  $\rho$  – номінальна товщина ПЕ (частото-визначальний розмір) та густина кварцу;

$C_{PE}$ ,  $\Delta C_{PE}(F_x)$  – діюча константа пружності та її зміни під дією сили  $F_x$ ;

$k_f$  – коефіцієнт тензочутливості.

Варіації пружних властивостей (піддатливості)  $\Delta C_{PE}(F_x)$  призводять до змін електричної ємності  $C_q$  динамічної гілки еквівалентної схеми КР. Кількісна оцінка коефіцієнту тензочутливості  $k_f$  проводиться з позицій нелінійної теорії пружності з використанням констант пружності третього порядку [3].

Конструкція ПРМТ даного типу, як правило, передбачає використання механічного вузла передачі або перетворення керуючого впливу (вимірювальної величини) в пружні деформації кварцового тензочутливого елемента (ТЧЕ). При цьому всі конструкції можна розділити на два основних класи:

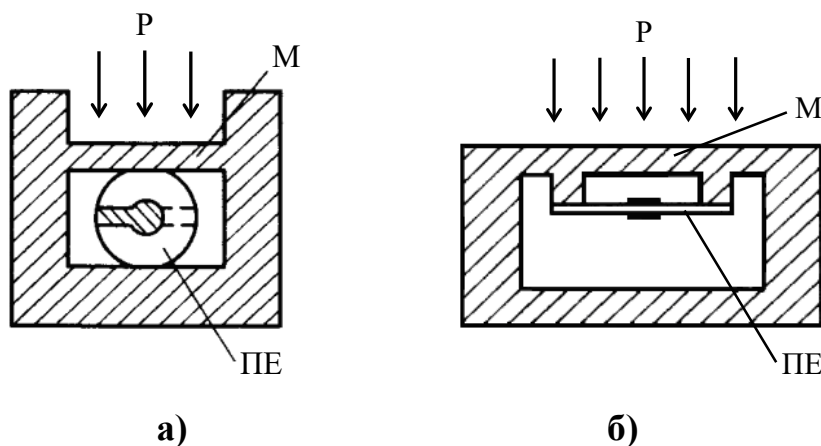
- комбіновані, з використанням металевих пружних перетворювачів;
- цілісні, виконані повністю з п'єзокристалічного матеріалу (п'єзокварцу).

За кінематичною схемою побудови п'єзорезонансні механотрони поділяються на ПРМТ з попереднім навантаженням (стисненням) ТЧЕ (рис. 1.1,а) та ПРМТ без попереднього навантаження (рис. 1.1,б) [4].

Приклад конструкції п'єзорезонансного сенсора тиску на базі ПРМТ з



попереднім навантаженням ТЧЕ представлений на рис. 1.3. В якості тензочутливого елемента використовується КР АТ-зрізу, який діаметрально протилежно закріплений за допомогою кварцоутримувача 1. Навантаження на ТЧЕ передається за допомогою мембрани М, яка механічно зв'язана з кварцоутримувачем КР та ізолює ТЧЕ від зовнішніх впливів вимірювального середовища. Кварцоутримувач 1 за допомогою муфти 2 з'єднаний із корпусом сенсора 3, який закривається кришкою 4 за допомогою різьбового з'єднання. В корпусі 3 розміщується електрична схема автогенератора 5, до якою за допомогою електричних провідників 6 підключається п'єзоелемент КР. З'єднання з джерелом тиску здійснюється за допомогою повітряного штуцера 7 [5].



**Рисунок 1.1 – Кінематична схема побудови ПРМТ з попереднім навантаженням ТЧЕ (а) та без попереднього навантаження (б): ПЕ – п'єзоелемент; М – мембрана**

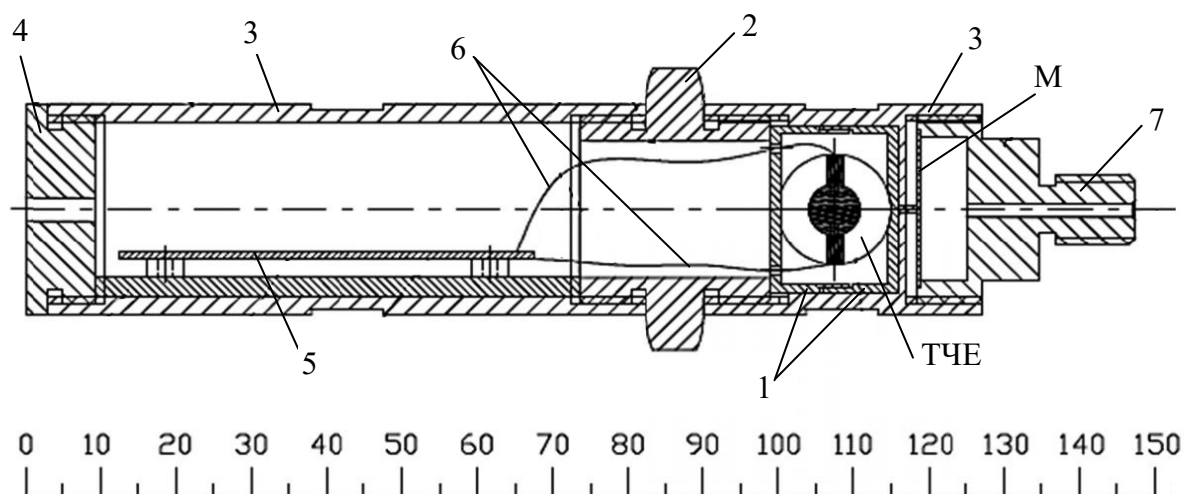
В якості ТЧЕ в сенсорі тиску використаний кварцовий резонатор товщинно-зсувних коливань одноповоротного АТ-зрізу ( $ухl/\beta$ ) з такими параметрами: номінальна частота основної моди коливань КР  $f_q=4893599$  Гц; добротність  $Q=9485,5$  за опору втрат  $R_q=363$  Ом; паралельна ємність  $C_0=34,3$  пФ. Оскільки максимальна сила, яка може бути прикладена до ПЕ з діаметром 13 мм без втрати його цілісності складає 200 Н, то верхня межа діапазону вимірювань тиску обмежена значенням 344,7 кПа (50 psi).



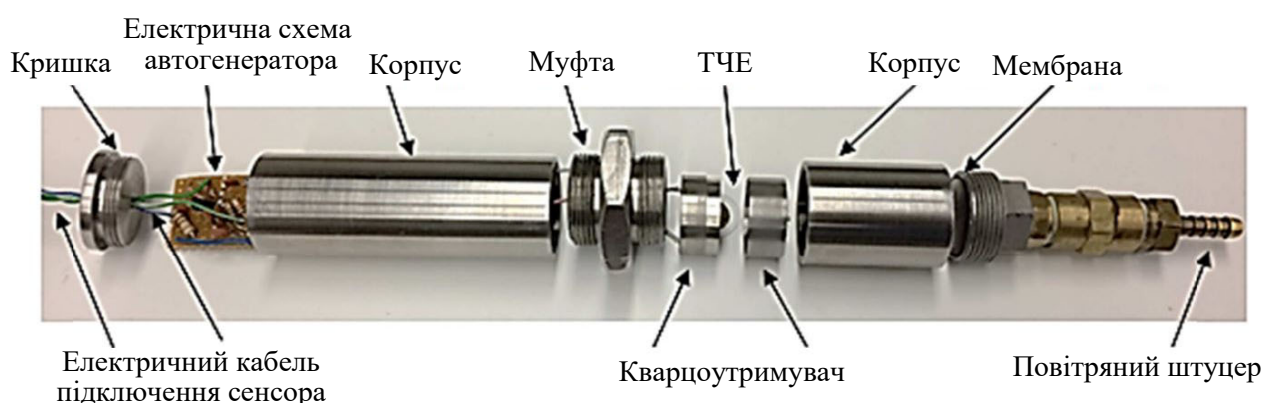
Результати експериментального випробування сенсора тиску підтверджують високу лінійність перетворення «тиск-частота» як для основної моди коливань (рис. 1.4,а), так і для механічних гармонік (рис. 1.4,б) [1,4-6]. В той же час, спостерігається ряд недоліків, притаманних керованим ПРМТ на основі тензочутливих елементів, основними з яких є низька чутливість (крутизна перетворення «тиск-частота») та висока температурна залежність обумовлена різними коефіцієнтами розширення кварцу і матеріалу кварцоутримувача (нержавіюча сталь). Зокрема, крутизна перетворення «тиск-частота»  $S_{PF_x}$  для основної моди коливань ТЧЕ (за нормальних умов) складає приблизно (1,1...1,3) Гц/psi або (0,16...0,19) Гц/кПа (рис. 1.4,а), а для третьої механічної гармоніки – (2...5) Гц/psi або (0,3...0,72) Гц/кПа (рис. 1.4,б). Представлене сімейство градувальних характеристик сенсора підтверджує його високу параметричну залежність від температури, зокрема, в діапазоні температур від 30 °С до 60 °С крутизна  $S_{PF_x}$  змінюється більше, ніж в 2 рази (рис. 1.4,б).

Типова конструкція сенсора сили (ваги) на основі ПРМТ з попереднім навантаженням ТЧЕ представлена на рис. 1.5. Основними елементами сенсора є ТЧЕ – дисковий кварцовий ПЕ з електродами і кварцоутримувачами, металева діафрагма та циліндричний корпус з кришкою. Рухомий кварцоутримувач вмонтований в металеву діафрагму і слугує для передачі зовнішньої сили до ТЧЕ. Нерухомий кварцоутримувач жорстко вмонтований у донну частину корпусу. Електричне підключення сенсора здійснюється за допомогою виводів, які під'єднані до електродів збудження ПЕ [7,8].

Для зменшення концентрації напружень та запобіганню появи мікротріщин, притаманних двохточковій схемі кріплення ТЧЕ, дисковий ПЕ на протилежних краях має паралельні сегментні вирізи, що сприяє більш рівномірному розподілу навантаження. Оскільки кварцові ПЕ мають велику пружну жорсткість, то їхні деформації в межах робочих діапазонів складають одиниці – десятки мікрон (рис. 1.5,б), що забезпечує лінійність ходу діафрагми та відповідно лінійні характеристики перетворення сенсора сили на основі ПРМТ з попереднім навантаженням ТЧЕ.



а)



б)

**Рисунок 1.3 – Кінематична схема (а) та зовнішній вигляд (б) п'єзоелектричного сенсора тиску на базі ПРМТ з попереднім навантаженням ТЧЕ: М – мембрана; 1 – кварцоутримувач; 2 – з'єднувальна муфта; 3 – корпус; 4 – кришка; 5 – електрична схема автогенератора; 6 – електричні виводи ТЧЕ; 7 – повітряний штуцер**

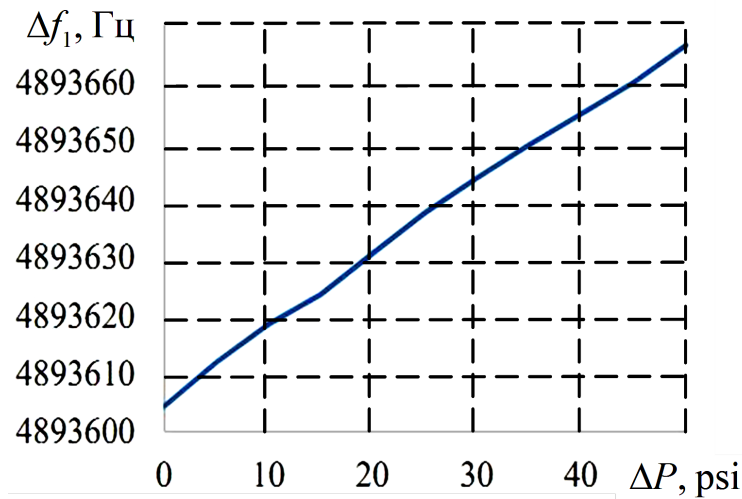
Крутизна перетворення (силова чутливість)  $S_{F_x}$  для сенсорів (рис. 1.4, 1.5) визначається в основному фізичними властивостями ТЧЕ [7-11]:

$$S_{F_x} = \frac{\Delta f}{F_x} = \frac{K_f \eta f_0^2}{nD}, \quad (1.2)$$

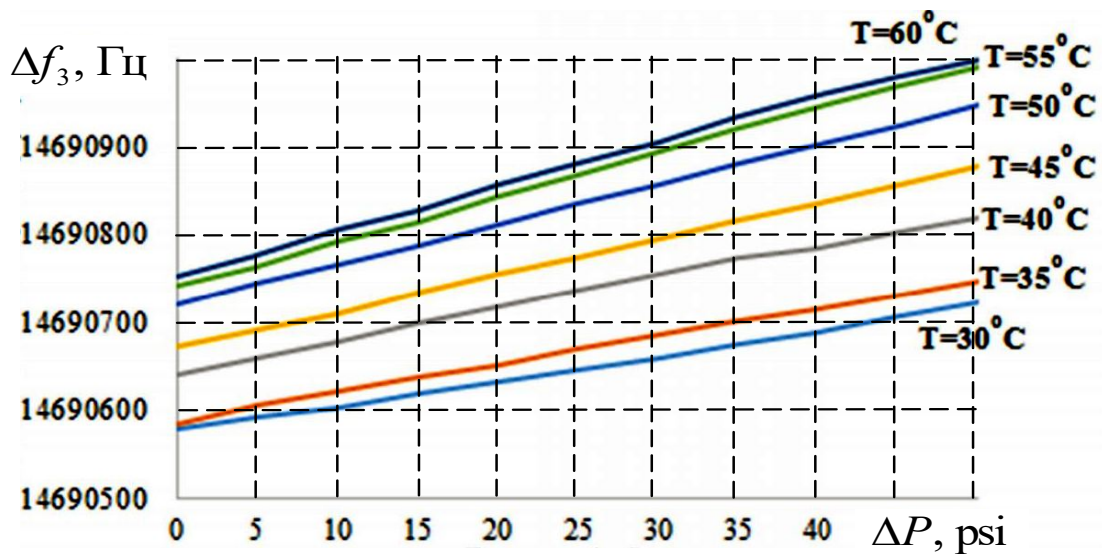
де  $f_0$  – номінальна частота ПРМТ та її зміни  $\Delta f$  під дією сили  $F_x$ ;

$n$ ,  $D$  та  $\eta$  – номер обертоу, діаметр ПЕ та коефіцієнт, який залежить від особливостей монтажу ТЧЕ;

$K_f$  – коефіцієнт Ратайського (рис. 1.6).



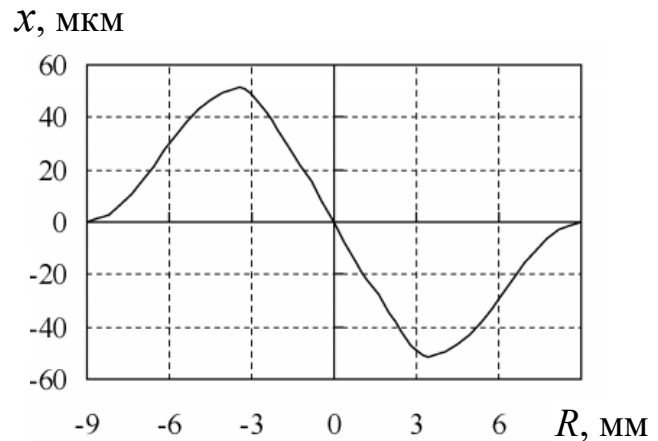
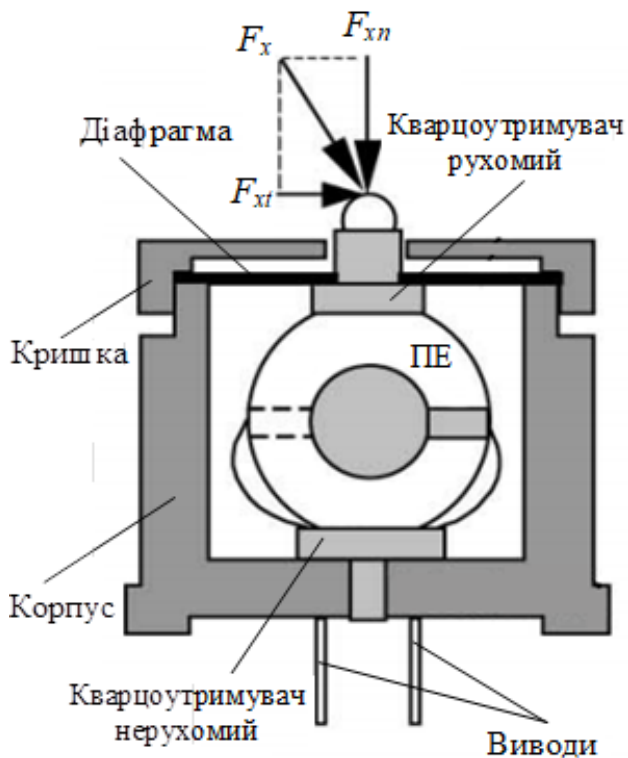
а)



б)

**Рисунок 1.4 – Залежності вихідної частоти сенсора від тиску: основна мода коливань (а); третя механічна гармоніка (б)**

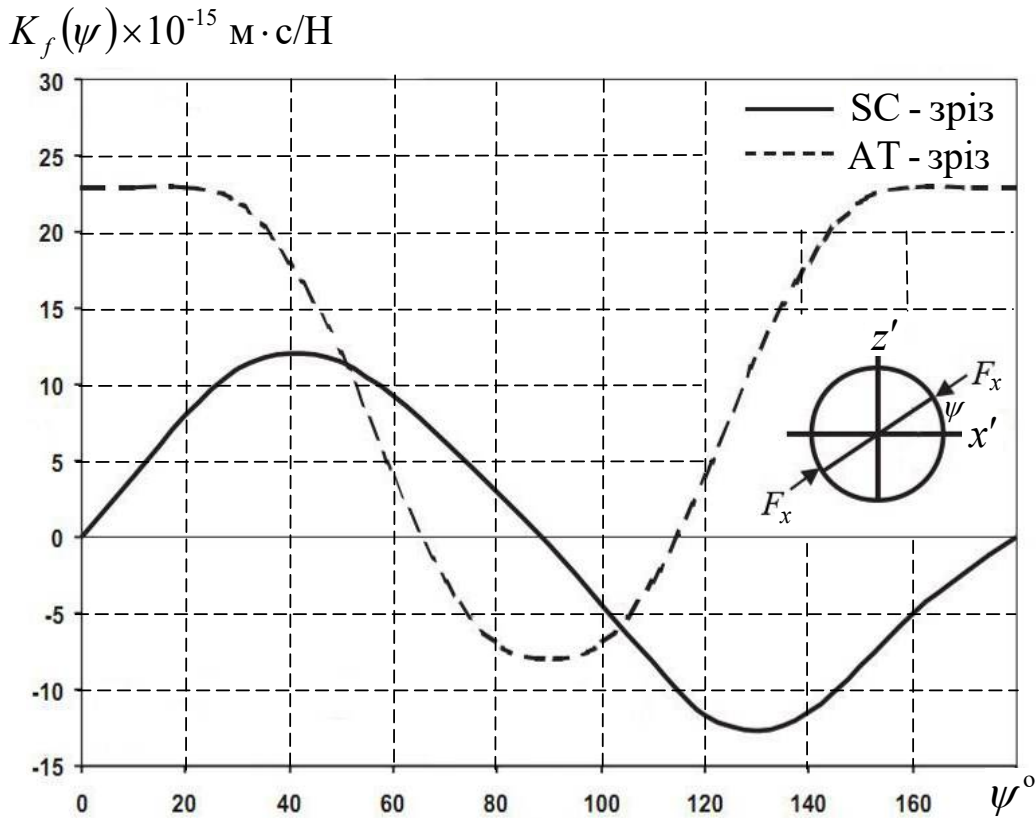
В реальних умовах експлуатації сенсорів тиску, практично завжди, окрім нормальної складової  $F_{xn}$  діючої сили  $F_x$ , присутня також і її тангенціальна складова  $F_{xt}$  (рис. 1.5,а). Це призводить до значних нерівномірностей прогину діафрагми (рис. 1.5,б) та виникнення мікродфектів в зонах кріплення ПЕ, що обумовлює суттєве погіршення лінійності перетворення в області великих навантажень. Для уникнення цього явища використовується механічний вузол з двох діафрагм (рис. 1.7,а), який дозволяє звести це явище до мінімуму (рис. 1.7,б) [3,7,8].



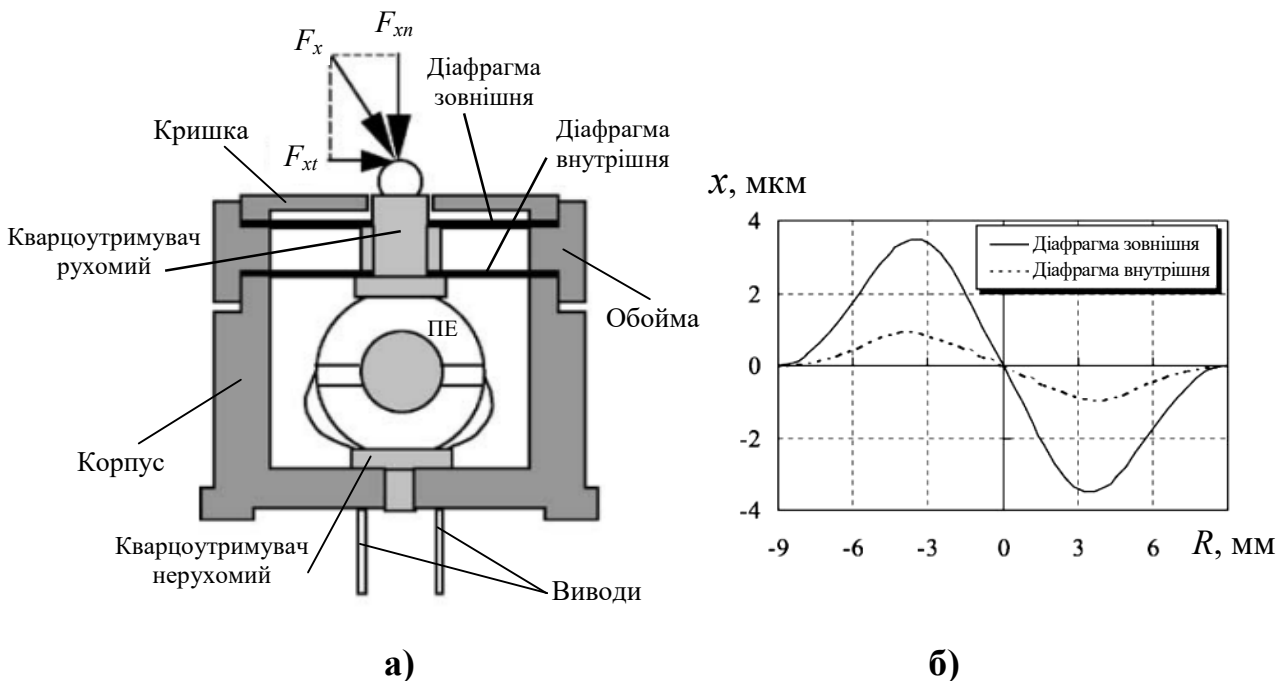
б)

**Рисунок 1.5 – Кінематична схема сенсора сили (ваги) на базі ПРМТ з попереднім навантаженням ТЧЕ (а) та прогин діафрагми  $x$  (б) під дією сили  $F_x$ , направленої під кутом:  $F_{xn}$ ,  $F_{xt}$  – нормальна, тангенціальна складові сили  $F_x$ ; ПЕ – п'єзоелемент**

Одним із основних недоліків конструкцій ПРМТ з попереднім навантаженням ТЧЕ є те, що тензочутливий п'єзоелемент повинен знаходитися в жорсткому механічному контакті з іншими елементами конструкції п'єзореzonансного механотрона. Це може викликати «витікання» акустичної енергії коливань п'єзореzonатора, якщо приєднання зовнішніх елементів конструкції ПРМТ здійснюється в областях з ненульовими амплітудами механічних зміщень ТЧЕ. Це потребує використання додаткових конструктивних методів акустичної розв'язки механічного вузла передачі навантажень і ТЧЕ, які б забезпечили локалізацію енергії акустичних коливань в об'ємі п'єзоелемента і мінімізували негативний вплив зовнішньо-приєднаних елементів ПЕ на точнісні характеристики ПРМТ.



**Рисунок 1.6 – Залежності коефіцієнтів тензочутливості  $K_f(\psi)$  резонаторів АТ- та SC-зрізів від кута  $\psi$  прикладення сили  $F_x$**



**Рисунок 1.7 – Кінематична схема сенсора сили (ваги) з двома діафрагмами на базі ПРМТ з попереднім навантаженням ТЧЕ (а) та прогин діафрагм  $x$  (б) під дією сили  $F_x$ , направленої під кутом:  $F_{xn}$ ,  $F_{xt}$  – нормальна, тангенціальна складові сили  $F_x$ ; ПЕ – п'єзоелемент**





Іншим недоліком таких конструкцій є різні коефіцієнти теплового розширення матеріалу ТЧЕ (кварцу) і матеріалу механічного вузла передачі навантажень (нержавіюча сталь), що суттєво погіршує температурні характеристики ПРМТ із-за створення додаткових механічних напруг в зонах кріплення ПЕ. Це обумовлює використання додаткових засобів контролю робочої температури п'єзореzonансного механотрона для компенсації температурної нестабільності характеристик ПРМТ. Одним із перспективних напрямів компенсації впливу температурних дестабілізуючих факторів є використання багаточастотно-алгоритмічного підходу забезпечення технічної інваріантності ПРМТ, який базується на суміщенні стабілізуючих і вимірювальних функцій КР в багаточастотному режимі збудження [12].

Типовим прикладом ПРМТ без попереднього навантаження ПЕ є сенсори гідростатичного тиску на основі циліндричних кварцових модульних елементів (рис. 1.8). Основу сенсора (рис. 1.8,а) складає ТЧЕ – прецизійний лінзовий резонатор 1, виконаний у вигляді перемички в п'єзокварцовому циліндрі 2. Внутрішні порожнини циліндра 3 заповнені гелієм. Для герметизації конструкції використані кришки 4, виготовлені також з п'єзокварцу. Для усунення термонапружень, притаманних ПРМТ з попереднім навантаженням (рис. 1.3, 1.7) циліндр 2 і кришки 4 орієнтовані відносно кристалографічних осей кристалу кварцу аналогічно орієнтації (зрізу) ТЧЕ, що забезпечує рівність температурних коефіцієнтів (ТК) лінійного розширення в усіх напрямках. Під дією тиску створюється всебічне стиснення кварцового перетворювача 2, 4, яке трансформується в плоске стиснення резонатора-перемички 1 [13-15].

В якості ТЧЕ використані одноповоротні резонатори АТ-, ВТ- зрізів ( $35^\circ \leq \beta_{AT} \leq 35^\circ 30'$ ,  $-47^\circ \leq \beta_{BT} \leq 50^\circ$ ) з високою інтегральною тензочутливістю:

$$K^I = \frac{N}{2} \int_0^\pi K_f(\psi) d\psi, \quad (1.3)$$

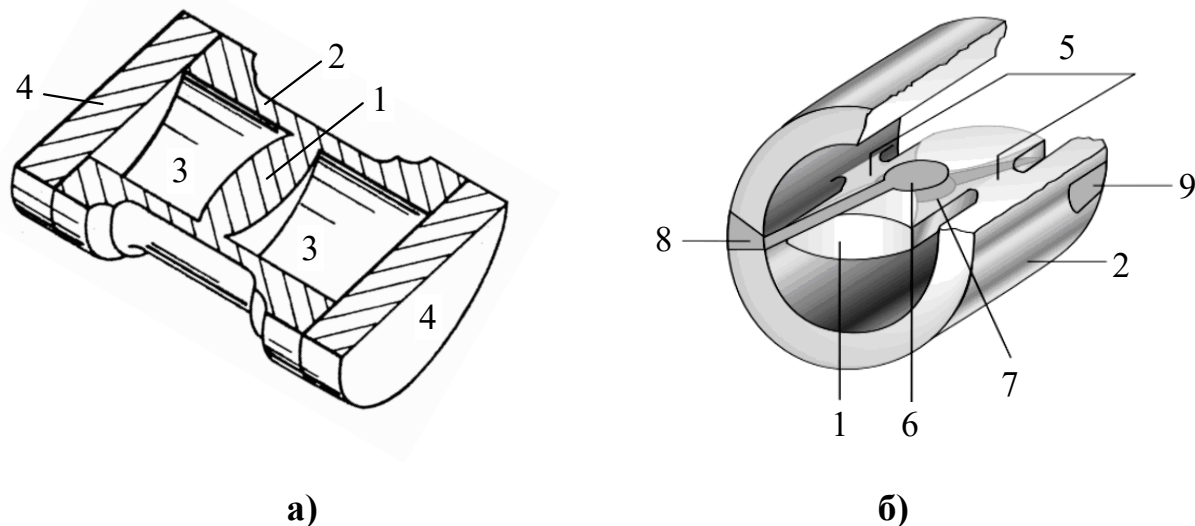
де  $K^I$  – коефіцієнт інтегральної тензочутливості, який для дискових ТЧЕ АТ- та ВТ-зрізів відповідно складає  $(2,5...2,8) \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$  та  $-(2,4...2,6) \cdot 10^{-11} \text{ м}^2/\text{Н}$  відповідно [4];



$K_f(\psi)$  – коефіцієнт Ратайського;

$N$  – частотний коефіцієнт, який для ПЕ АТ- та ВТ-зрізів відповідно становить 1670 кГц·мм та 2550 кГц·мм [16];

$\psi$  – кут прикладання одноосного навантаження.



**Рисунок 1.8 – Кварцовий сенсор гідростатичного тиску з всебічним стисненням п'єзоелементу (а) та з рівномірно розподіленим одноосним стисненням (б): 1 – кварцовий ПЕ; 2 – кварцовий корпус; 3 – герметизована порожнина; 4 – кварцова кришка; 5 – містки кріплення; 6,7 – електроди збудження; 8,9 – електричні виводи**

В сенсорі гідростатичного тиску кварцовий модуль (рис. 1.8,а) розміщений в корпусі, заповненому рідиною з високою пружністю і малим ТК лінійного розширення. Передачі тиску на кварцовий модуль здійснюється через мембрану малої жорсткості. Для підвищення температурної стабільності застосовано подвійне термостатування, що забезпечує стабілізацію робочої температури з похибкою не більше  $\pm 0,05^\circ\text{C}$ . При цьому ТК крутизни перетворення не перевищує  $8 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$  [1,5,6].

Використання кварцового модуля (рис. 1.8,а) в свердловинах в якості сенсора тиску при геофізичних дослідженнях, оцінці запасів нафти і газу вимагає підвищення температурної стабільності сенсора на резонаторах одноповоротних



АТ- та ВТ - зрізів, так як в при розширенні температурного діапазону роботи зсуви частот КР із-за силових впливів стають співрозмірними з його температурною нестабільністю. Так, в діапазоні температур  $T \in [0, 250]^\circ\text{C}$  для резонаторів АТ-зрізу сумарна відносна температурна нестабільність частоти досягає  $2 \cdot 10^{-3}$ , що приблизно дорівнює тензозсувам частоти кварцового модуля в діапазоні робочих тисків до 70 МПа. При цьому, при температурах понад  $100^\circ\text{C}$  резонатори АТ-зрізу можна використовувати як термодатчики – їх ТКЧ  $K_T$  перевищує  $5 \cdot 10^{-5} 1/^\circ\text{C}$  [16,17].

Вирішення даної задачі обумовило необхідність адаптації існуючих та пошук нових зрізів ТЧЕ, оптимізованих для роботи при високих температурах кварцових сенсорів. Перспективним напрямком є використання ТЧЕ двоповоротних зрізів ( $yxbl / \gamma / \beta$ ), в яких поперечне електричне поле збуджує три компоненти деформацій і відповідні їм товщинні коливання (моди  $A, B, C$ ). Коливання  $A$  – повздовжні і зміщення відбувається у напрямку, близькому до нормалі площини зрізу, а коливання  $B$  і  $C$  – поперечні зсувові, і зміщення відбуваються в площині, нормальній до напрямку зсувів коливань  $A$ . Мода  $A$  для випуклих ПЕ практично не збуджується.

Для найбільш розповсюджених стрес-компенсованих (stress compensated) двоповоротних SC - зрізів ( $\gamma = 22^\circ 25'$ ,  $\beta = -34^\circ 06'$ ) мода  $C$  має ТКЧ поблизу точки перегину ТЧХ на порядок менший, ніж для АТ - зрізу, а мода  $B$  – ТКЧ порядку  $25 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$  за високої лінійності ТЧХ. Оскільки обидві моди займають один і той же об'єм ПЕ, але мають взаємно ортогональні зсуви, моду  $B$  можна використовувати як датчик миттєвої температури в активній зоні. Це виключає градієнтні і динамічні похибки термокомпенсації і термостатування ПРМТ [18-20].

Враховуючі низку інтегральну тензочутливість  $K^I$  резонаторів SC-зрізу із-за симетричності характеристик  $K_f(\psi)$  (рис. 1.6) в кварцовому модулі сенсора тиску використано одновісне навантаження ТЧЕ, виконаного у вигляді прямокутної



кварцової пластини, що встановлена на кварцових містках в кварцовому циліндричному корпусі (рис. 1.8,б). Зміною геометрії ТЧЕ можна в широких межах змінювати номінальний діапазон вимірювання тиску.

Однією з проблем при використанні ТЧЕ даного типу є забезпечення стійкого двухчастотного режиму коливань в широкому діапазоні тисків і температур. Це привело до модифікації орієнтації SC-зрізу, а новий зріз без провалів активності отримав назву WAD (Without-Activity-Dip). Використання кварцового модуля з пластинчастим ТЧЕ дозволило збільшити верхню межу робочого тиску до 138 МПа (20 kpsi) в діапазоні температур до 175 С [21-23].

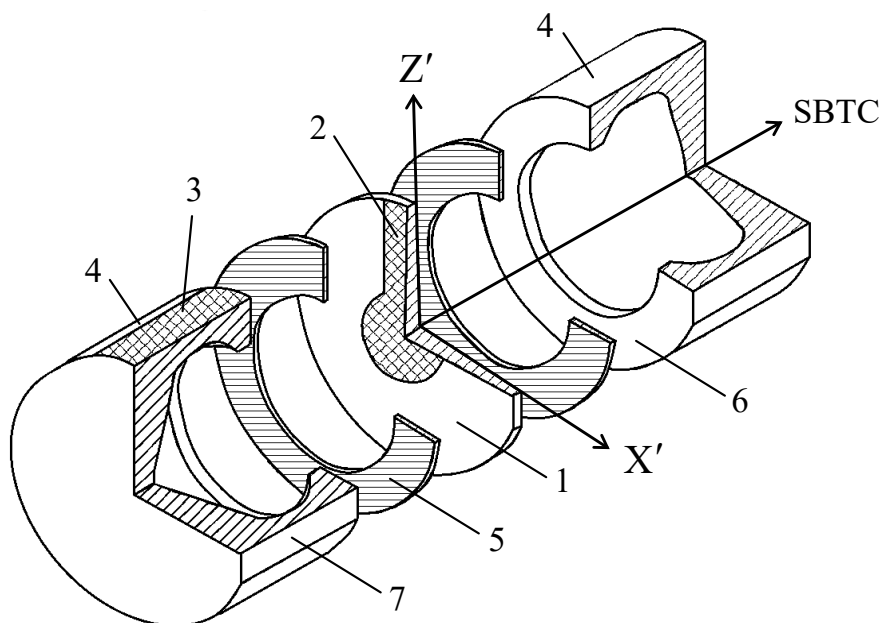
Однак, кварцовий модуль на основі пластинчастого ТЧЕ з кріпленням на містках має певні недоліки, які пов'язані зі складністю конструкції та обмеженнями щодо максимальних навантажень. Іншим недоліком є наявність високої залежності (нелінійної інверсії) частот так званої «швидкої» – температурної моди  $B$  і «повільної» – тензочутливої моди  $C$ .

Пошук оптимальних параметрів призвів до суттєвого спрощення конструкції кварцового модуля (рис. 1.9), який складається з дискового ТЧЕ  $I$ , закритого з торців кварцовими кришками  $4$  з внутрішніми порожнинами для зменшення впливів на п'єзоелемент. З'єднання виконується по контуру  $6$  за допомогою легкоплавкого скла  $5$ . Електричний контакт забезпечується через металеві язички  $3$ , що проходять через скляні з'єднання. Оскільки тиск зовні модуля стискає циліндричну оболонку на ТЧЕ утворюється рівномірне радіальне навантаження, яке в 2-3 рази перевищує прикладений тиск [24,25,26].

Для використання в даній конструкції двухчастотного режиму коливань з суміщенням функцій по вимірюванню тиску і температури здійснено пошук орієнтації ПЕ з високоактивними модами  $B$  і  $C$ , де високочутлива «температурна»  $B$  - мода повинна бути малочутливою до азимутальних механічних навантажень, а «тензочутлива»  $C$  - мода повинна мати високу чутливість до азимутально-ізотропних напруг, що прикладаються до сенсора, і бути малочутливою до змін температури. Така двоповоротна орієнтація була знайдена ( $\gamma = 16,299^\circ$ ,  $\beta = -34,5^\circ$ ) і отримала назву SBTC - зрізу (Stress-compensated for the  $B$  - mode,



and temperature compensated for the *C*-mode). Це дозволило забезпечити метрологічні характеристики кварцового сенсору тиску (рис. 1.9) в інтервалі тиску до 210 МПа (~30 kpsi) в діапазоні температур  $T \in [0, 200] ^\circ\text{C}$  [26, 27].



**Рисунок 1.9 – Кварцовий сенсор гідростатичного тиску з дисковим резонатором товщинно-зсувних коливань:**

**1 – кварцовий ПЕ; 2 – електрод; 3 – електричний вивід; 4 – кварцові кришки; 5 – ущільнююче скло; 6 – ущільнююча поверхня; 7 – виріз позиціонування**

Типове значення порогу чутливості двочастотних STBS - сенсорів (табл. 1.1) складає 20 Па ( $\sim 2,9 \cdot 10^{-3}$  psi), тобто наближається до величини  $\Delta P_{\min} = P_{\max} \cdot 10^{-7}$ , де  $P_{\max}$  – верхня межа вимірюваних тисків. Така висока роздільна здатність досягається завдяки двом основним факторам:

– використанням високодобротного прецизійного резонатора ( $Q \geq 10^6$ ), що забезпечує високу короточасну стабільність коливань (відносна нестабільність  $(3...5) \cdot 10^{-10}$  за 10-секундного інтервалу вибірки);



– малому гістерезису, забезпеченому інтеграцією пружного перетворювача і ТЧЕ п'єзорезонатора в єдиному моноблоці п'єзокварцу.

**Таблиця 1.1 – Характеристики двочастотного SBТС - сенсора тиску**

Тип коливань	$Q \times f_r$	$R_q$ , Ом	$K_f$ , $\times 10^{-6}/\text{кПа}$	$K_T$ , $\times 10^{-6}/^\circ\text{C}$
В - мода	$9,08 \times 10^{11}$	58	$-8,35 \times 10^{-4}$	-13,51
С - мода	$5,88 \times 10^{12}$	50	$-2,67 \times 10^{-2}$	-4,26

Дрейф нуля сенсора, викликаний старінням резонатора, не перевищує 0,75 кПа на добу, що еквівалентно добовому дрейфу  $\delta_D = 3,5 \cdot 10^{-6} \times P_{\max}$ . Крутизна перетворення «тиск-частота»  $S_{PF}$  становить (0,13...0,15) Гц/кПа або (1,1...1,3) Гц/psi за нелінійності перетворення близько 1,5 %, основним джерелом якої є нелінійність характеристики циліндричного перетворювача тиску в радіальні механічні напруги, що підводяться до резонатора. В той же час, використання калібрувальних коефіцієнтів, отриманих в результаті поліноміальної апроксимації характеристик перетворення дозволяє практично знизити нелінійність перетворення більше ніж на порядок [28].

Оцінюючи конструкції сенсорів гідростатичного тиску на ПРМТ модульного типу, слід зазначити їх високу складність, низьку технологічність та малоефективність в діапазонах низьких тисків. Однак, при вирішенні унікальних завдань ці прилади виявляються незамінними завдяки високій роздільній здатності, стабільності і переваг частотної форми представлення вихідного сигналу.

Існує два підходи щодо побудови ПРМТ з безконтактним ємнісним керуванням: використання зовнішньо-підключеного до КР ємнісного чутливого елемента (ЄЧЕ) [4,29] та збудження п'єзоелемента в змінному зазорі, який модулюється під впливом вимірювальної фізичної величини [30]. Типовим прикладом ПРМТ із змінною зовнішньо-підключеною ємністю керування



п'єзрезонатором є сенсор тиску с ємнісним чутливим елементом (ЄЧЕ). Сенсор тиску складається (рис. 1.10,а) з металевого корпусу 1, розділеного на дві частини керамічною або ситаловою перегородкою 2, з одного боку якої знаходиться ЄЧЕ 3, а з іншого – електрона схема сенсора 4. Внутрішній об'єм, який містить електронну схему, герметизований. Для підключення сенсору слугує роз'єднання 5, розміщене на корпусі 1. З'єднання з джерелом тиску здійснюється через штуцер 7, який вмонтовано в кришку 6.

Ємнісний барочутливий елемент  $C_{contr}$  складається з мембрани з нанесеним на неї рухомим електродом Е1 та жорсткої основи з нерухомим електродом Е2 (рис. 1,10,б). Для зменшення гістерезису, старіння и температурних похибок основа і мембрана ЄЧЕ виконані з монокристалічного кварцу. Для зменшення впливу місць кріплення мембрани на її робочу область вона виконана як єдиний елемент з потовщеним бортиком, розташованим по периферії. Основа і мембрана ЄЧЕ з'єднуються між собою легкоплавким склом С-90 в атмосфері повітря з подальшим вакуумуванням через спеціальний технологічний отвір в основі.

Ємнісний барочутливий елемент  $C_{contr}$  включений в контур автогенератора ПРМТ послідовно з кварцовим п'єзрезонатором (ПР).

Частота послідовного резонансу  $f_r$  кола ПР – ЄЧЕ і, відповідно, частота автогенератора ПРМТ визначається виразом

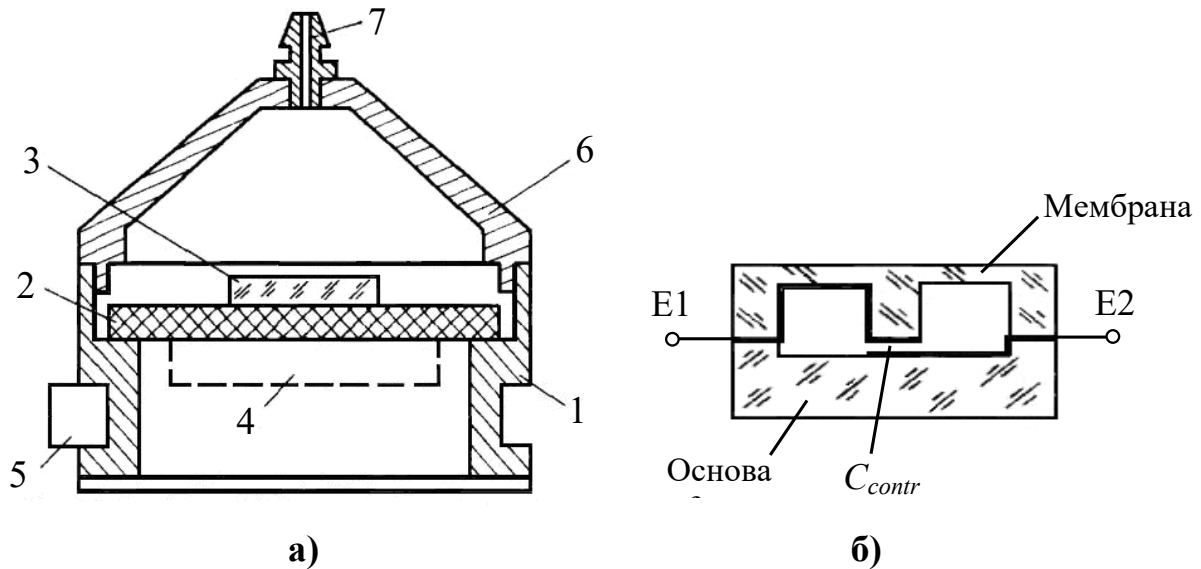
$$f_r = f_{par} \left( 1 - \frac{0,5m}{1 + C_0/C_{contr}} \right), \quad (1.4)$$

де  $f_{par}$  – частота паралельного резонансу (антирезонансу) ПР;

$m = C_q/C_0$  – ємнісне співвідношення,  $C_q$  і  $C_0$  – динамічна і паралельна ємності ПР;

$C_{contr}$  – ємність ЄЧЕ.

Для лінеаризації наскрізної характеристики сенсора використовується нижнє гетеродинавання вихідного сигналу ПРМТ з частотою гетеродина  $f_g = f_{par}$ . Компенсації уходів частоти сенсора здійснюється за допомогою спеціального коректора.



**Рисунок 1.10 – Типова схема побудови ПРМТ із змінною зовнішньо-підключеною ємністю керування п'єзрезонатором (а) та ємнісний барочутливий елемент (б): 1 – корпус; 2 – перегородка; 3 – ємнісний чутливий елемент; 4 – електронна схема; 5 – роз'яття; 6 – кришка; 7 – штуцер; Е1, Е2 - електроди**

Практично реалізований на основі ПРМТ сенсор атмосферного тиску [4] забезпечує наступні параметри:

Робочій діапазон, мм рт. ст. ....	630 – 800;
Коефіцієнт перетворення, мкс/мм рт.ст. ....	27;
Поріг чутливості, мм рт.ст. ....	0,05;
Температурна похибка коефіцієнту перетворення, відн. од./°С...	$0,2 \cdot 10^{-4}$ ;
Габаритні розміри, мм ....	70x64x82;
Вага, г ....	350.

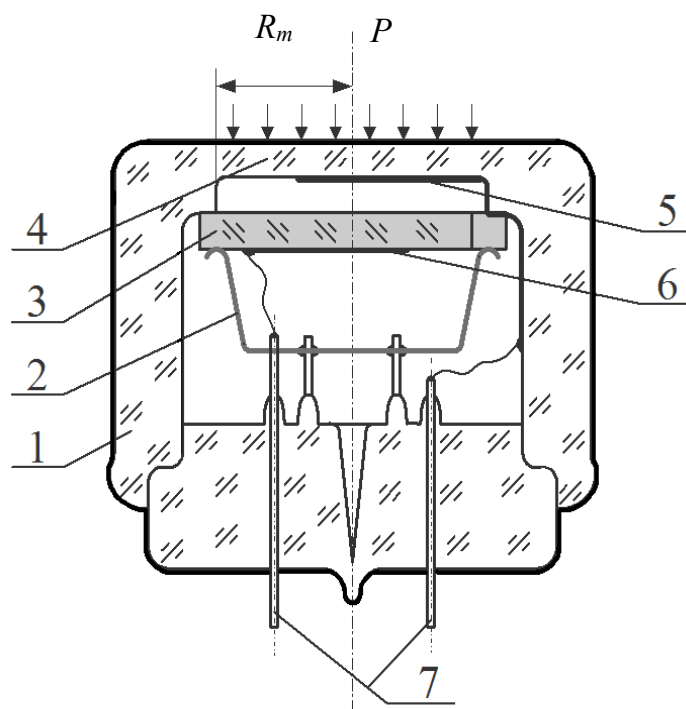
Характерним прикладом конструкції ПРМТ зі змінною ємністю зазору збудження п'єзоелемента (ПЕ) є сенсор тиску, який складається з циліндричного корпусу 1 і мембрани 4 з робочим радіусом  $R_M$ , виготовлених з кварцового скла як єдине ціле (рис. 1.11). У підмембранній порожнині встановлено кварцовий п'єзоелемент 3 АТ-зрізу, притиснутий тарілчастою пружиною 2 до виступів основи мембрани 4. На внутрішню поверхню мембрани напилений рухомий електрод 5, в свою чергу нерухомий електрод 6 нанесений на протилежну по





відношенню до підмембранної порожнини поверхню ПЕ. Зовнішні електричні виводи 7 з'єднані з рухомим 5 і нерухомим 6 електродами. За допомогою виводів 7 ПРМТ підключається до коливальної системи автогенератора.

Розрахунки показують, що за типових значень діаметру мембрани сенсора тиску  $R_M \in [16; 18]$  мм, величина її ходу для  $P_{\max} = 0,4$  МПа (58 psi) складає біля 20 мкм, обмежуючи таким чином можливість використання ПРМТ даного типу в діапазонах малих тисків. Звідси, є очевидними і підвищені вимоги щодо забезпечення плоско-паралельності поверхонь мембрани і п'єзоелемента (не гірше (2 ... 3) мкм). Це суттєво ускладнює практичне застосування даних пристроїв, так як вимагає при виготовленні забезпечення мікродопусків для електромеханічних систем, виконаних за макротехнологіями.



**Рисунок 1.11 – Типова схема побудови ПРМТ зі змінною ємністю зазору збудження п'єзоелемента:**

**1 – корпус; 2 – тарілчаста пружина; 3 – п'єзоелемент; 4 – мембрана;  
5 – рухомий електрод; 6 – нерухомий електрод; 7 – виводи**

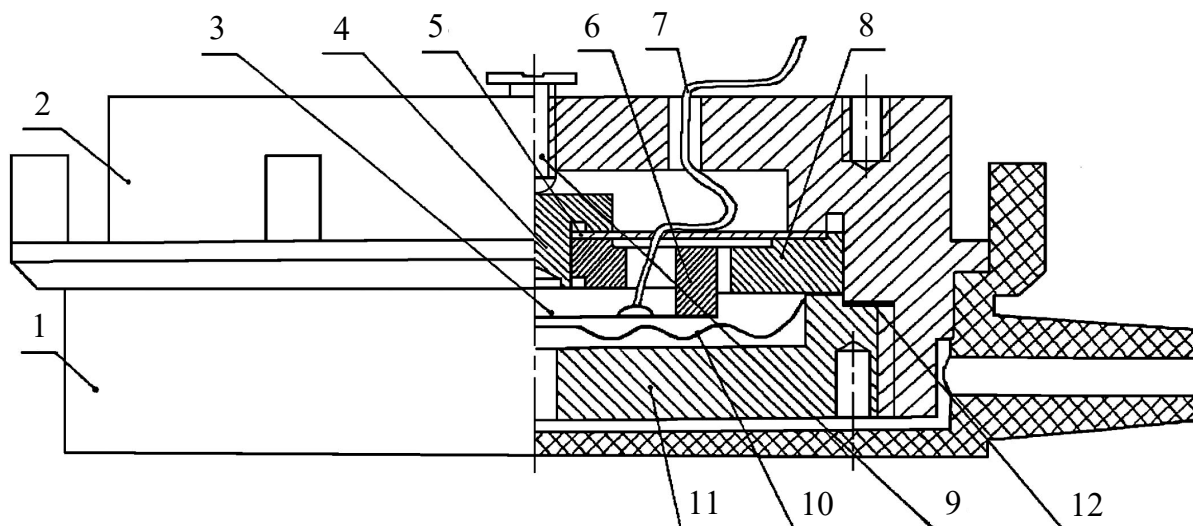
Підвищення чутливості сенсорів в діапазоні малих тисків на основі ПРМТ зі



змінною ємністю зазору збудження п'єзоелемента досягається використанням більш «м'яких» (у порівнянні з кварцовими) металевих мембран. Запропонований в [33-34] мембранний сенсор тиску (рис. 1.12) складається з полістиролового корпусу 1, який з'єднується з основою 2 за допомогою клею. У донній частині основи 2 сенсора встановлено вузол кварцоутримувача 6, який містить співвісну з'єднувальну заклепку 4, пружний елемент 5, затиснений по контуру між виступом основи 2 і металевим опорним кільцем 8 притискної гайкою 11. Між верхньою проточкою основи 2 і притискною гайкою 11 встановлено кільце ущільнювача 12. На робочу поверхню кварцоутримувача 6 співвісне з ним установлений плоский дисковий п'єзоелемент АТ-зрізу 3. Круглий електрод, що напилений на звернену до кварцоутримувача поверхню електрично з'єднаний потенціальним виводом сенсора 7. У гайці 11 є наскрізний отвір, що призначений для передачі повітря в камеру тиску, а також два глухих отвори під торцевий ключ.

Завдяки системи жорсткої фіксації вузла кварцоутримувача 6 і мембрани 10 забезпечується паралельність і співвісність її робочої поверхні з поверхнею п'єзоелемента 3 при мінімумі деталей сенсора та без застосування зварювальних операцій. Величина початкового зазору між цими поверхнями встановлюється регулювальним гвинтом 9. Товщина опорного кільця 8 така, що величина початкового зазору між кварцовим п'єзоелементом 3 і мембраною 10 досягає необхідного значення лише при наявності прогину пружного елемента 5 під дією підтискання останнього регулювальним гвинтом 9.

Принцип роботи мембранного сенсора тиску полягає в наступному. При відсутності надлишкового по відношенню до атмосферного тиску повітря в штуцерної частини корпусу 1, деформація мембрани 10 відсутня, тому що внутрішній об'єм основи 2 не герметичний і тиск на мембрану 10 з обох її сторін однаковий. Кварцовий резонатор, утворений п'єзоелементом 3 і металевою мембраною 10, включений у схему автогенератора первинного вимірювального перетворювача потенціальним виводом 7 і загальним виводом сенсора – корпусною поверхнею основи 2.



**Рисунок 1.12 – Мембранний сенсор тиску на базі ПРМТ зі змінною ємністю зазору збудження: 1 – корпус; 2 – основа; 3 – п’єзоелемент; 4 – з’єднувальна заклепка; 5 – пружний елемент; 6 – кварцоутримувач; 7 – потенціальний вивід; 8 – опорне кільце; 9 – регулювальний гвинт; 10 – мембрана; 11 – гайка; 12 – ущільнювач**

За відсутності дії надлишкового тиску автогенератор збуджується на частоті  $f_0$ . Для тиску, що перевищує атмосферний, відбувається прогин мембрани 10, у результаті чого величина зазору між вільною поверхнею п’єзоелемента 3 і поверхнею центральної частини мембрани зменшується, що призводить до зниження резонансної частоти кварцового резонатора зі змінним ємнісним зазором:

$$f(x) = f_0 \sqrt{1 + \frac{m}{1 + \frac{h_{\text{ПЕ}}}{\varepsilon_{\text{ПЕ}} x}}} \approx f_0 \left( 1 + \frac{0,5m}{1 + \frac{h_{\text{ПЕ}}}{\varepsilon_{\text{ПЕ}} x}} \right), \quad (1.5)$$

де  $f_0$  – номінальна частота коливальної системи для  $x = 0$ ;

$x = x_0 - x_{\text{зм}}$  – поточне значення величини міжелектродного зазору,  $x_0, x_{\text{зм}}$  – початковий зазор та величина ходу рухомого електрода (мембрани);



$m = C_q / C_0$  – ємнісне співвідношення,  $C_q, C_0$  – динамічна та статична еквівалентні ємності ПЕ;

$h_{ПЕ}$  – частотовизначаючий розмір ПЕ (товщина);

$\varepsilon_{ПЕ}$  – відносна діелектрична проникність матеріалу ПЕ (для кварцу  $\varepsilon_{ПЕ}=4,5$ ).

Перевагами мембранного сенсора тиску (рис. 1.12) є практично повна відсутність гистерезису та можливість оптимального вибору початкового зазору, що забезпечують підвищену точність та роздільну здатність у порівнянні з відомими аналогами (рис. 1.10, 1.11). До недоліків слід віднести складність конструкції та необхідність індивідуального налаштування, що суттєво ускладнює використання мембранного сенсора тиску на базі ПРМТ зі змінною ємністю зазору збудження у масовому виробництві.

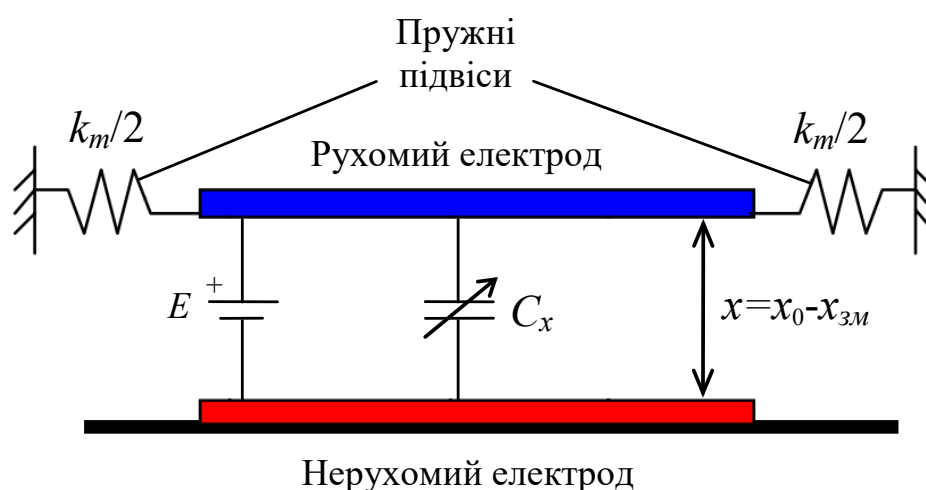
## 1.2. П'єзореzonансний механотрон як мікроелектромеханічна система

Перспективним з точки зору розширення функціональних можливостей п'єзореzonансних механотронів є використання технологій мікроелектромеханічних систем (МЕМС), які поєднують в собі мікроелектронні та мікроемеханічні компоненти. Яскравим прикладом таких пристроїв є керовані МЕМС-конденсатори: із змінним міжелектродним зазором, із змінною площиною електродів та із змінною діелектричною проникністю між електродами [36, 37].

У роботах [38 - 41] наведено опис змінних МЕМС-конденсаторів з регульованим міжелектродним зазором, в яких використовується електростатичний принцип керування. Конструкція МЕМС-конденсатора з електростатичним керуванням (рис. 1.13) містить нижній нерухомий (стаціонарний) електрод, розташований на кремнієвій підкладці та верхній рухомий електрод (РЕ), підвішений на мікропружних елементах з коефіцієнтом пружності  $k_m$ . Величина ємності зазору  $C_x$  мікроконденсатора між стаціонарним



і рухомим електродами регулюється за рахунок електростатичних сил, які виникають при подачі напруги  $E$  до електродів та призводять до переміщення РЕ у вертикальному, перпендикулярному підкладці напрямку. За відсутності напруги зміщення  $E=0$  міжелектродний зазор (МЗ)  $x$  дорівнює початковому  $x_0$ , при прикладенні напруги між електродами МЗ зменшується на величину зміщення РЕ  $x_{зм}$  (рис. 1.13).



**Рисунок 1.13 – Схематична модель МЕМС - конденсатора з електростатичним керуванням**

Зневажаючи крайовими ефектами, величину ємності  $C_x$  між двома електродами МЕМС - конденсатора можна визначити як

$$C_x = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon S}{x}, \quad (1.6)$$

де  $S$  – площа рухомого електрода;

$x = (x_0 - x_{зм})$  – величина міжелектродного зазору,  $x_0$ ,  $x_{зм}$  – величина початкового зазору та зміщення рухомого електроду;

$\varepsilon_0 = 8,8541878 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – електрична постійна;  $\varepsilon$  – відносна діелектрична проникність (для повітря  $\varepsilon \approx 1$ ).

При прикладенні напруги  $E$  між двома електродами створюється



електростатична сила притягнення

$$F_E = \frac{1}{2} \frac{\partial C_x}{\partial x} E^2 = \frac{1}{2} \frac{C_x E^2}{(x_0 - x_{зм})}, \quad (1.7)$$

де  $E$  – напруга зміщення.

Ефективну константу пружності  $k_E$  для електростатичної сили можна визначити як

$$k_E = \left| \frac{\partial F_E}{\partial x} \right| = \frac{C_x E^2}{(x_0 - x_{зм})^2}. \quad (1.8)$$

Механічна підвіска рухомого електрода має постійний коефіцієнт пружності  $k_m$ . Коли РЕ зміщений, підвіска забезпечує відновлюючу силу  $F_M = k_m x_{зм}$ . За умови рівноваги  $F_E = F_M$ , тоді з урахуванням (1.7), (1.8) можна записати

$$k_m x_{зм} = \frac{C_x E^2}{2(x_0 - x_{зм})} = \frac{1}{2} k_E (x_0 - x_{зм}). \quad (1.9)$$

З виразу (1.9) отримаємо

$$k_E = \frac{2k_m x_{зм}}{(x_0 - x_{зм})}. \quad (1.10)$$

Основною перевагою електростатичного механізму регулювання є низька потужність споживання колами керування. Аналіз (1.10) показує, що дві силові константи  $k_E$  та  $k_m$  становляться рівними за умови  $x_{зм} = x_0/3$ . Відповідне значення напруги зміщення називається напругою втягування  $E_{вт} = E|_{x_{зм}=x_0}$ . Якщо  $E > E_{вт}$ , то положення рівноваги не може бути досягнуто до тих пір, поки не встановиться механічний контакт (так зване «злипання») рухомого та нерухомого електродів (ефект «втягування»).

Ефект втягування обумовлений тим, що пружні властивості підвісів рухомого електрода для значень  $E > E_{вт}$  не можуть забезпечити достатню силу протидії для підтримки верхнього рухомого електрода (рис. 1.13). Таким чином, теоретично, максимальний діапазон перестроювання ємності двоелектродного паралельного МЕМС - конденсатора становить 50 %. На практиці це значення



суттєво занижене із-за присутності паразитних технологічних ємностей [39].

Типовим прикладом реалізації МЕМС-конденсатора (рис. 1.13) є конструкція, представлена в [40, 41]. Рухомий електрод МЕМС-конденсатора 1 конструктивно реалізований у вигляді алюмінієвої пластини товщиною 1 мкм, яка підвішена за допомогою чотирьох пружних підвісів в формі балок 2 з анкерним кріпленням 3 (рис. 1.14,а). Алюміній вибирається в якості конструкційного матеріалу РЕ через його низький питомий опір, що є критичним для досягнення високої добротності мікроконденсатора. Електроди МЕМС-конденсатора мають квадратну форму зі стороною 200 мкм з розташованими через 10 мкм квадратними отворами 2 x 2 мкм, які необхідні для повного видалення "жертвовного" шару згідно технології MUMPs (абр. Multi User MEMS Processes) [36, 37].

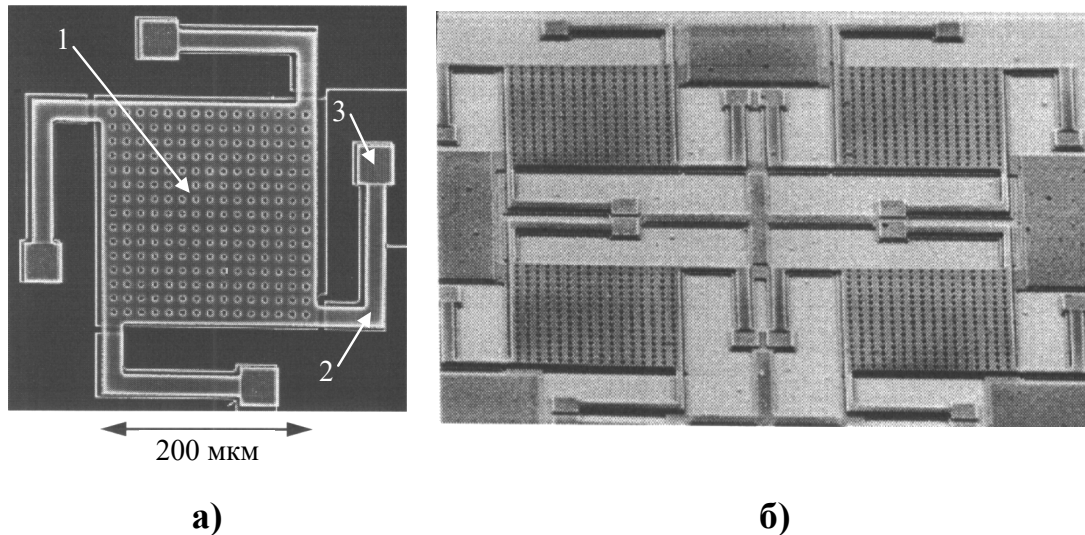
Початковий міжелектродний зазор дорівнює 1,5 мкм, за змін напруги керування від 0 до 5,5 В величина ємності регулюється в межах (2,11 ... 2,46) пФ, що відповідає діапазону перестройки біля 16 %. Експериментально визначена добротність становить 62 одиниці на частоті 1 ГГц. За необхідності, допускається паралельне з'єднання мікроконденсаторів, розташованих на одній підкладці (рис. 1.14,б).

Збільшення діапазону перестроювання МЕМС-конденсатора можливе при використанні конструкції, розглянутої в [39]. Мікроконденсатор складається з трьох електродів  $E_1$ ,  $E_2$ ,  $E_3$  (рис. 1.15). Рухомий електрод  $E_1$  закріплений на пружних підвісах та утворює змінний конденсатор  $C_x$  з нерухомим електродом  $E_2$ , розташованим на підкладці. Зовнішній нерухомий електрод  $E_3$  розташований на підкладці та використовується для електростатичного керування МЕМС-конденсатором. Напруга керування  $E$  подається між електродами  $E_1$  та  $E_3$  (рис. 1.15).

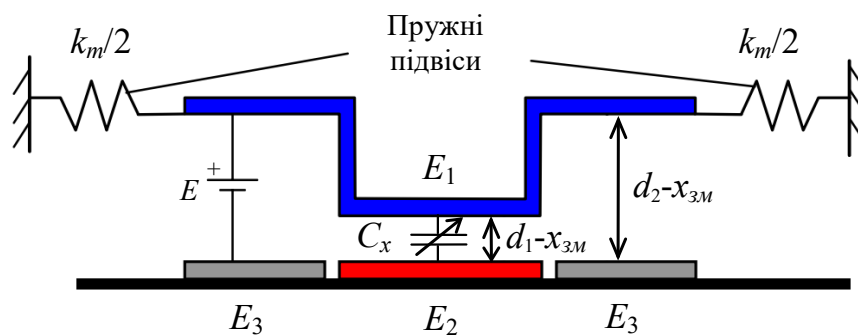
У стані спокою ( $E = 0$ ), зазор  $d_1$  між електродами  $E_1$  та  $E_2$  менше, ніж зазор  $d_2$  між електродами  $E_1$  та  $E_3$ . Якщо рухомий електрод під дією напруги керування  $E$  переміщується на відстань  $x_{зм}$ , то відносний діапазон перестроювання ємності визначається виразом:



$$\frac{C_x - C_0}{C_0} = \frac{\epsilon_0 \epsilon S / (d_1 - x_{3M}) - \epsilon_0 \epsilon S / d_1}{\epsilon_0 \epsilon S / d_1} = \frac{x_{3M}}{d_1 - x_{3M}}. \quad (1.11)$$



**Рисунок 1.14 – MEMС-конденсатор (вид зверху) (а) та паралельне з’єднання 4-х MEMС-конденсаторів (б): 1 – рухомий електрод; 2 – пружний підвіс; 3 – анкер**



**Рисунок 1.15 – Схематична модель MEMС - конденсатора з розширеним діапазоном перестроювання**

Співвідношення (1.11) справедливе до тих пір, поки не між електродами  $E_1$  та  $E_3$  не виникне ефект «втягування», тобто  $x_{3M} < d_2/3$ . Значення зазорів  $d_1$  і  $d_2$  визначаються під час виготовлення. Підставивши  $x_{3M} = d_2/3$  до виразу (1.11), за умови  $d_1 > d_2/3$ , знайдемо максимальний діапазон перестроювання MEMС-





конденсатора (рис. 1.15):

$$\left( \frac{C_x - C_0}{C_0} \right)_{\max} = \frac{d_2}{3d_1 - d_2}. \quad (1.12)$$

У іншому випадку, за умови  $d_1 \leq d_2/3$ , ефект втягування взагалі не відбувається. Припускаючи, що рухомий  $E_1$  та нерухомий  $E_2$  електроди можуть бути зсунуті на нескінченно близьку відстань  $x = (d_1 - x_{зм}) \rightarrow 0$ , теоретично, максимальний діапазон перестроювання може нескінченно збільшуватись:

$$\left( \frac{C_x - C_0}{C_0} \right)_{\max} \rightarrow \infty. \quad (1.13)$$

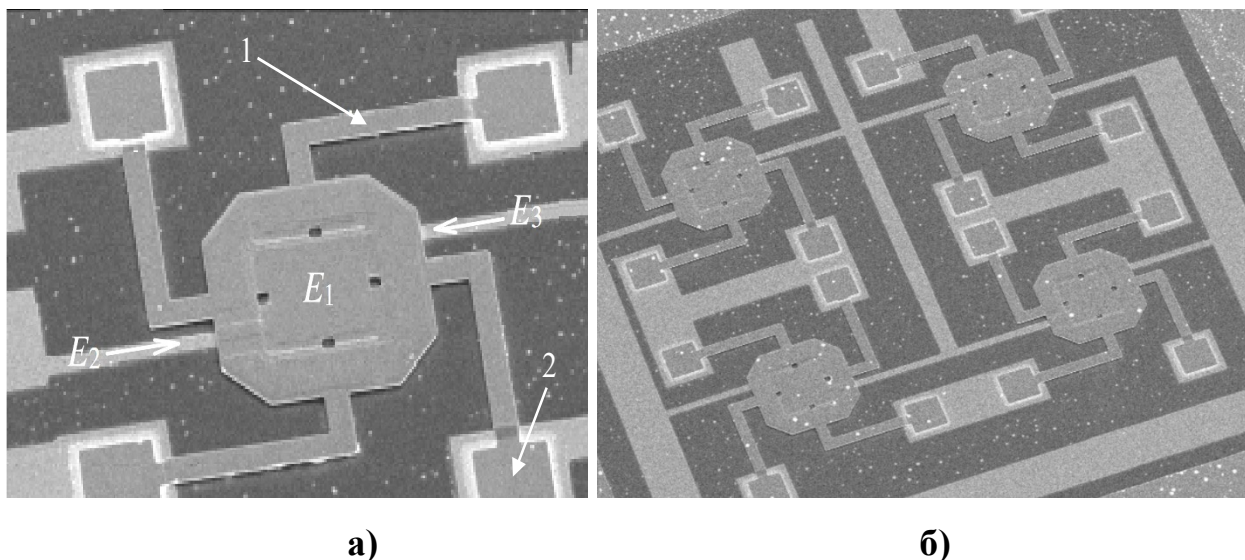
Реальне значення діапазону перестроювання залежить від конструктивних факторів, зокрема від шорсткості поверхні та кривизни поверхні електродів  $E_1$  та  $E_2$ .

Для перевірки характеристик МЕМС-конденсаторів з розширеним діапазоном перестроювання (рис. 1.15) виготовлено дослідну партію розташованих на одній підкладці ідентичних пристроїв-прототипів із зазорами  $d_1=2$  мкм і  $d_2=3$  мкм (рис. 1.16). В даному випадку, для виключення ефекту «втягування», максимальне переміщення рухомого електрода складає  $(x_{зм})_{\max} = d_2/3 = 1$  мкм, що у відповідності до (1.12) забезпечує максимальний теоретичний діапазон перестроювання мікроконденсатора 100 %.

Типові вольт-фарадні характеристики дослідних екземплярів МЕМС-конденсаторів з розширеним діапазоном перестроювання перевірялись за допомогою прецизійного LCR-вимірювача HP 4284A на частоті 1 МГц (рис. 1.17). Ефект «втягування» спостерігався для значень напруги керування  $E = (17...20)$  В. Розкид напруги втягування між п'ятьма пристроями-прототипами обумовлена різницею жорсткості чотирьох консольних пружних підвісів, яка виникає в результаті відхилення їх товщини від 1,71 до 1,84 мкм. Максимальні діапазони налаштування п'яти пристроїв складають: 50,9%, 44,7%, 55,6%, 59,2% і 69,8% (рис. 1.17). Суттєве зменшення діапазонів перестроювання в



порівнянні з теоретичним (1.12) пов'язано з наявністю паразитних ємностей в конструкції МЕМС-конденсаторів та внесених паразитних ємностей під час вимірювання їх вольт-фарадних характеристик [36,37,39].



**Рисунок 1.16 – МЕМС-конденсатор (вид зверху) з розширеним діапазоном перестроювання (а) та паралельне з'єднання 4-х МЕМС-конденсаторів (б):  $E_1$  – рухомий електрод;  $E_1, E_2$  – нерухомі електроди; 1 – пружний підвіс; 2 – анкер**

На рис. 1.18 представлена концептуальна модель триелектродного МЕМС-конденсатора, конструкція якого складається з верхнього, нижнього жорстко закріплених нерухомих електродів  $E_1$ ,  $E_3$  і середнього, пружно закріпленого ( $k_m / 2$ ) рухомого електрода  $E_2$  [42]. В умовах нульового зміщення ( $x_{zm} = 0$ ) зазори між паралельними електродами  $E_1$  і  $E_2$  та  $E_2$  і  $E_3$  дорівнюють  $d_1$  та  $d_2$  відповідно.

Під дією напруги керування  $E_{1x}$  рухомий електрод  $E_2$  переміщується до нерухомого електрода  $E_1$ , а під дією напруги керування  $E_{2x}$  рухомий електрод  $E_2$  переміщується до нерухомого електрода  $E_3$  (рис. 1.18).

Стан рівноваги між електростатичними та пружинними силами можна виразити як:



$$k_m x = \frac{1}{2} \frac{\partial C_{x1}}{\partial x} E_{1x}^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial C_{x2}}{\partial x} E_{2x}^2 = -\frac{1}{2} \frac{C_{x1} E_{1x}^2}{(d_1 + x_{зм})} + \frac{1}{2} \frac{C_{x2} E_{2x}^2}{(d_2 - x_{зм})}. \quad (1.14)$$

Максимальна ємність керованого МЕМС-конденсатора складає  $3C_{x1}/2$ . В той же час, мінімальна ємність, на яку можна налаштувати мікроконденсатор, дорівнює  $3C_{x1}/4$  за умови рівності зазорів  $d_1 = d_2$ . Отже, максимальний теоретичний діапазон перестроювання складає 100 %. В практичному застосуванні рухомий електрод підключається до загальної шини, щоб виключити вплив ємності  $C_{x2}$  на параметри МЕМС-конденсатора [42].

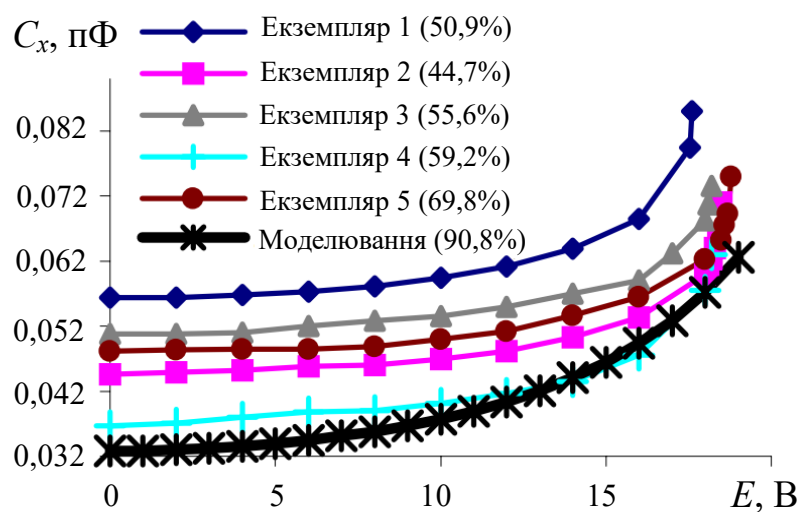


Рисунок 1.17 – Типові вольт-фарадні характеристики дослідних екземплярів МЕМС-конденсаторів з розширеним діапазоном перестроювання

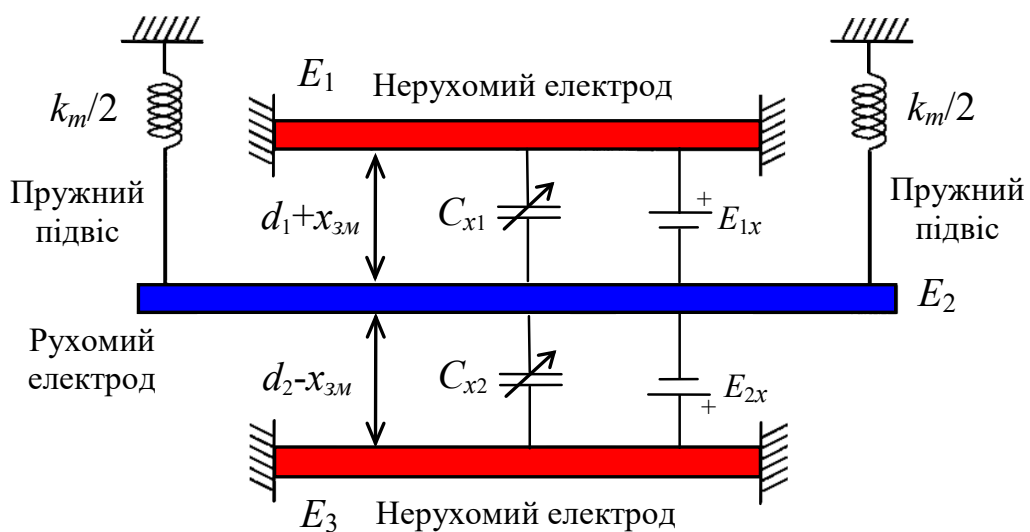


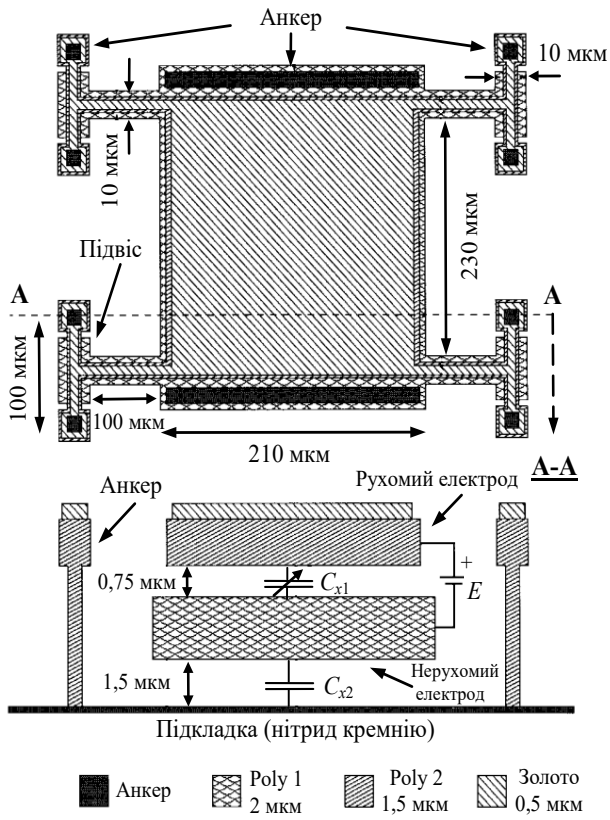
Рисунок 1.18 – Схематична модель триелектродного МЕМС – конденсатора з електростатичним керуванням



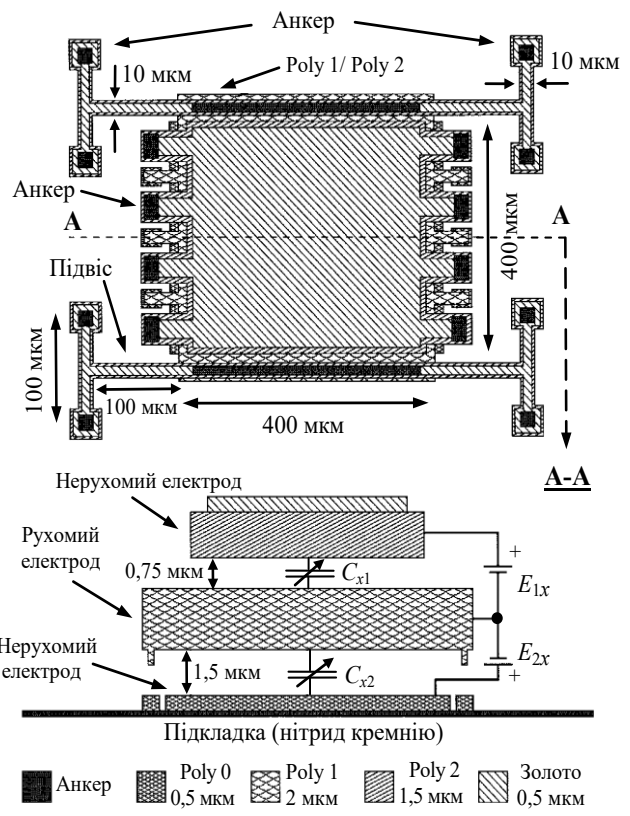
Для порівняння характеристик двоелектродних та триелектродних МЕМС - конденсаторів з електростатичним керуванням в рамках стандартного MUMP - процесу обробки полікремнію [43] розроблені конструкції та виготовлена партія дослідних зразків керованих мікроконденсаторів (рис. 1.19, 1.20). Незважаючи на чудові електричні властивості алюмінію, полікремній був обраний в якості конструкційного матеріалу для керованих МЕМС - конденсаторів завдяки його хорошим механічними властивостями [44]. Для виготовлення МЕМС - конденсаторів використано три шари полікремнію Poly 0, Poly 1 і Poly 2 з товщиною шарів 0,5 мкм, 2,0 мкм і 1,5 мкм та опорами на квадрат 30 Ом/□, 10 Ом/□ і 20 Ом/□ відповідно. Шар золота з товщиною 0,5 мкм та опором на квадрат 0,06 Ом/□ нанесений тільки на Poly 2.

Використання стандартних методів високочастотного травлення та традиційних методів сушіння під час виготовлення МЕМС із - за капілярних сил притягання можуть викликати проблеми злипання електродів керованих МЕМС - конденсаторів та суттєво зменшують вихід придатних пристроїв [45]. Особливістю MUMP - процесу виготовлення МЕМС є використання перфорації електродів (рис. 1.20) для високочастотного травлення «жертвовного» шару і процесу сушіння в надкритичному діоксиді вуглецю [43], що практично усуває проблему злипання електродів керованих мікроконденсаторів і значно підвищує продуктивність технологічного процесу виготовлення МЕМС - пристроїв [46].

На рис. 1.20,а представлений зовнішній вигляд мікроконденсатора з двома паралельними електродами (210×230 мкм). Конденсатор на частоті 1 ГГц має добротність  $Q = 20$ , а на частоті 2 ГГц –  $Q = 11,6$ . При нульовій напрузі керування  $E_{1x} = 0$  В виміряна ємність складає 2,05 пФ, для максимальної напруги керування  $E_{1x} = 4$  В – 3,1 пФ (рис. 1.21,а). Відповідно, діапазон перестроювання двоелектродного МЕМС-конденсатора складає 50 %. При цьому паразитна ємність підкладки склала 0,26 пФ. Для дослідної партії з 16 екземплярів середня виміряна ємність має значення 1,98 пФ за розкиду ємності 0,16 пФ (два екземпляри визнані непрацездатними) [42].

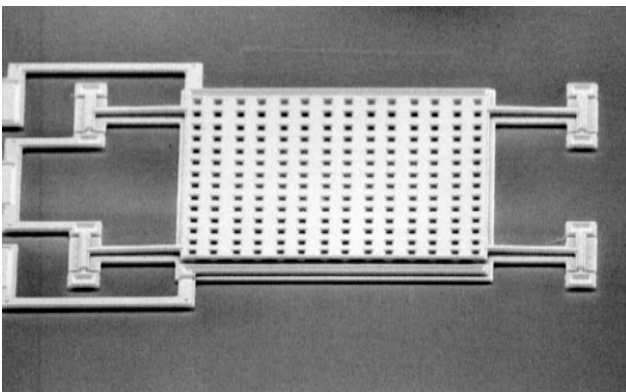


а)

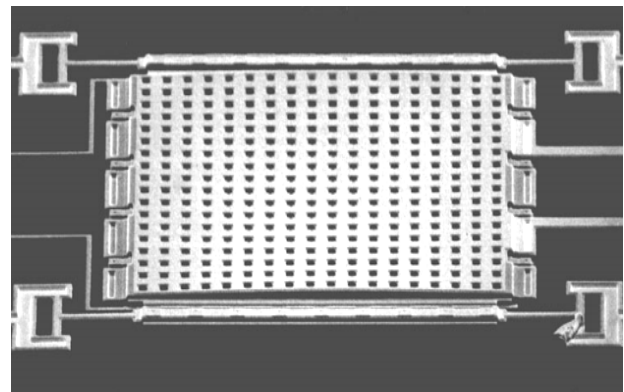


б)

**Рисунок 1.19 – Конструкція двоелектродного (а) та триелектродного MEMC - конденсатора з електростатичним керуванням**



а)



б)

**Рисунок 1.20 – Зовнішній вигляд двоелектродного (а) та триелектродного MEMC - конденсатора з електростатичним керуванням**



Зовнішній вигляд мікроконденсатора з трьома паралельними електродами ( $400 \times 400$  мкм) представлений на рис. 1.20,б. Конденсатор на частоті 1 ГГц має добротність  $Q = 15,4$ , а на частоті 2 ГГц –  $Q = 7,1$ . При нульовій напрузі керування  $E_{1x} = E_{2x} = 0$  В виміряна ємність складає 4,0 пФ, для значень напруг керування  $E_{1x} = 1,8$  В і  $E_{2x} = 0$  В виміряна ємність складає 6,4 пФ, а для  $E_{1x} = 0$  В і  $E_{2x} = 4,4$  В величина ємності – 3,4 пФ (рис. 1.21,б). Таким чином, діапазон перестроювання триелектродного МЕМС-конденсатора складає біля 87 %. За умови  $E_{2x} > 4,4$  В спостерігається бістабільність та розрив в перестроюванні. Для дослідної партії з 96 екземплярів середня виміряна ємність має значення 3,63 пФ за розкиду ємності 0,56 пФ (сім екземплярів визнані непрацездатними). Мікроконденсатори пройшли випробування на термо- та вібростійкість, що підтвердило високу стабільність їх характеристик [42].

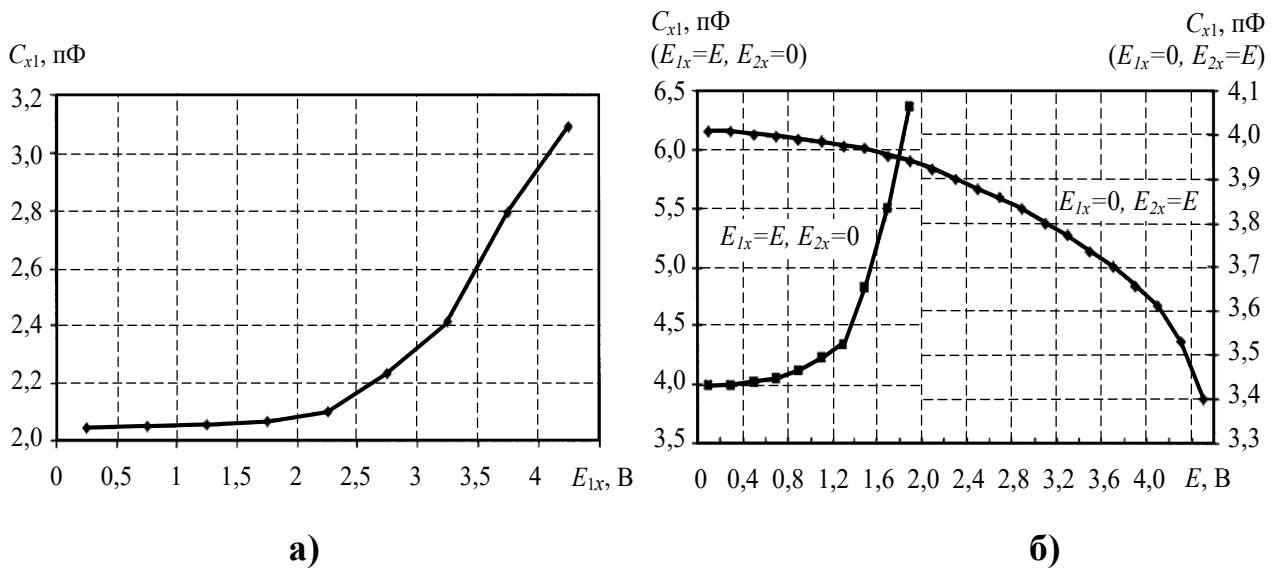
Інший спосіб розширення діапазону керування МЕМС-конденсатора (до 600 %) запропонований в роботі [47]. Розширення діапазону перестроювання ємності в досягається введенням бамперного елемента і двох фіксованих електродів  $E_2$  і  $E_3$  з зазорами  $x_0$  і  $3x_0$  (рис. 1.22,а). Пристрій характеризується двома режимами зміни ємності: параболічним і лінійним. До того моменту, як рухомий електрод  $E_1$  торкнеться бамперного елемента, ємність  $C_x$  змінюється по параболічного закону в залежності від зростаючого напруги керування, з подальшим збільшенням напруги – ємність  $C_x$  починає змінюватися лінійно (рис. 1.22,б).

На практиці, діапазон зміни ємності по параболічного закону складає 287 % при напрузі керування  $E_x$  в діапазоні (0 ... 26) В, а з урахуванням лінійної ділянки – повний діапазон зміни ємності складає 595 % при напрузі керування в межах (0 ... 70) В. Перевищення напруги керування вище  $E_x > 80$  В призводить до пробою МЕМС-конденсатора.

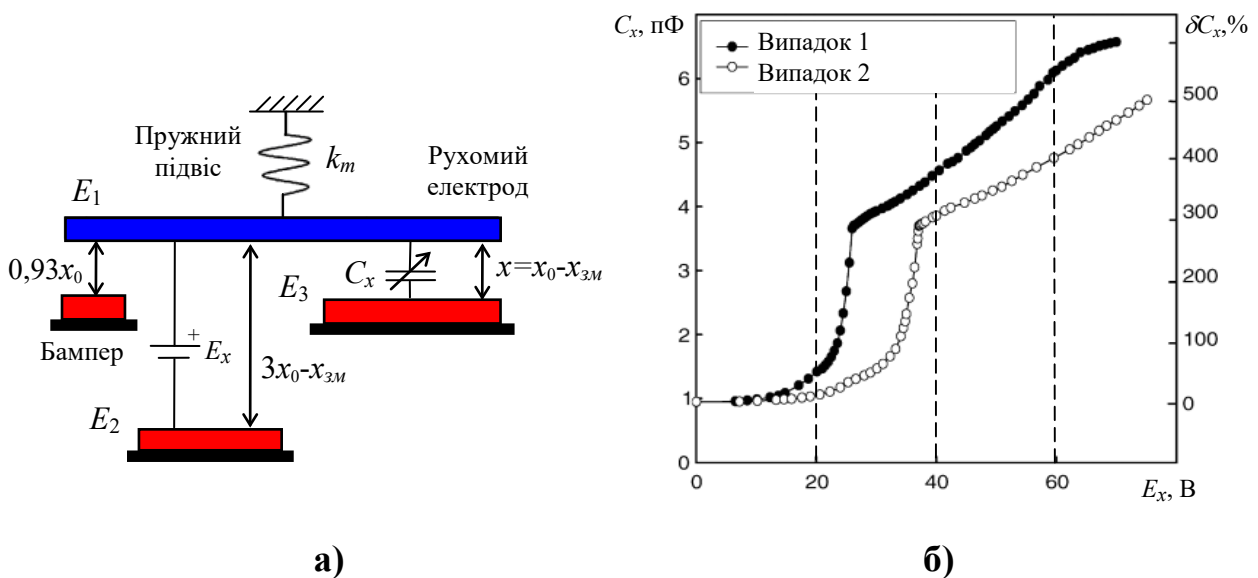
Запропонована конструкція (рис. 1.22,а) дозволяє отримати максимальний на сьогодні діапазон перестроювання МЕМС-ємності, однак застосування цього рішення суттєво ускладнюється у зв'язку з необхідністю застосування високих



керуючих напруг (до 70 В), а також із-за форми градувальної характеристики, яка характеризується різким злом (рис. 1.22,б).



**Рисунок 1.21 – Типові вольт-фарадні характеристики дослідних екземплярів двоелектродних (а) та триелектродних (б) МЕМС - конденсаторів з електростатичним керуванням (мережевий аналізатор HP 8753D)**



**Рисунок 1.22 – Схематична модель керованого МЕМС - конденсатора з бамперним елементом (а) та типові вольт-фарадні характеристики дослідних екземплярів: напруга керування на двох електродах  $E_2$  і  $E_3$  (Випадок 1); напруга керування на одному електроді  $E_2$  (Випадок 2)**



Зведені характеристики вищерозглянутих МЕМС-конденсаторів з електростатичним керуванням представлені в табл. 1.2.

**Таблиця 1.2 – Основні характеристики керованих МЕМС-конденсаторів**

Конструкція МЕМС	Габарити, мкм <sup>2</sup>	Номінальна ємність, пФ	Діапазон перестроювання, %	Добротність (Частота)	Напруга керування, В
з двома електродами (рис. 1.14)	200×200	2,11	16	62 (1 ГГц)	0...5,5
з двома електродами (рис. 1.20,а)	210×230	2,05	50	20 (1 ГГц) 11,6 (2 ГГц)	0...4
з трьома електродами (рис. 1.16)	200×200	0,047	69,8	–	0...17
з трьома електродами (рис. 1.20,б)	400×400	4,0	87	15,4 (1 ГГц) 7,1 (2 ГГц)	0...1,8 0...4,4
з бамперним елементом (рис. 1.22)	1500×1500	1,0	595	100 (1 МГц)	0...70

### 1.3. Технології виготовлення кварцових радіотехнічних пристроїв

#### 1.3.1. Технологія КВАРЦ@МЕМС

Виробництво сучасних кварцових пристроїв, зокрема кварцових резонаторів (КР), кварцових генераторів (КГ) високостабільних коливань, фільтрів на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), кварцових сенсорів пов'язано багатьма етапами обробки матеріалів, які притаманні процесу виготовлення МЕМС - пристроїв. До таких операцій відносяться двостороння фотолітографія, протравлювання та захист від травлення, осадження і видалення жертвовного шару, неплоска металізація та інші. Фактично, ці процеси із-за





високої для твердості кристала кварцу та його анізотропним властивостям для сучасних мініатюрних продуктів (SMD - компонентів поверхневого монтажу) є більш складною технічною задачею, ніж виготовлення MEMS - пристроїв на основі кремнію. Тому, на початку 2000 років корпорація Epson Toyocom Corporation ввела термін «QMEMS», визнаючи важливість об'єднання технологій обробки кварцу і виготовлення MEMS для наступних поколінь пристроїв на основі кристалу кварцу [48].

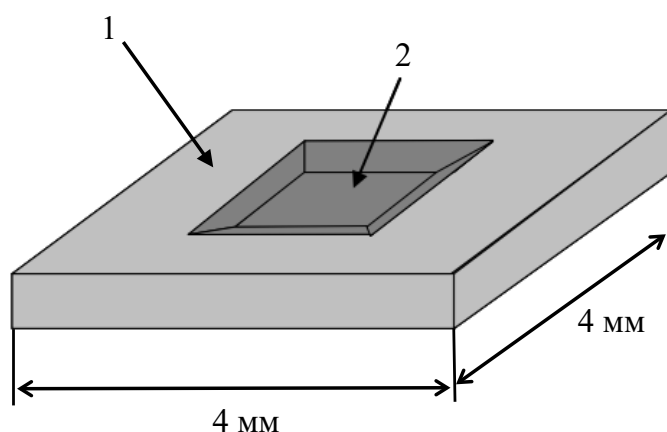
Прикладом використання технології QMEMS є конструкція мініатюрного мас-чутливого високочастотного кварцового резонатора для сенсорних застосувань [49]. Мініатюрний кварцовий резонатор для мікробалансних вимірювань (Quartz Crystal Microbalance, QCM) виконаний за схемою зворотної меза-структури, що дозволило зменшити розмір резонуючої області QCM-резонатора (рис. 1.23,а). Як правило, для QCM-резонаторів використовуються товщинно-зсувні коливання п'єзоелементів АТ-зрізу, що обумовлено його високої температурній стабільності. Підключення QCM-резонатора здійснюється за допомогою металевих електродів збудження, які нанесені на кожную сторону резонуючої області (рис. 1.23,б). Для виготовлення QCM-резонатора використовується процес вологого травлення. Зменшення складності профілю бічної стінки із-за анізотропного кварцового травлення досягається використанням прямокутної конструкції резонуючої області (замість круглої, яка є найбільш розповсюдженою).

Власна резонансна частота  $f_r$  QCM-резонатора, як і інших КР визначається співвідношенням (1.1):

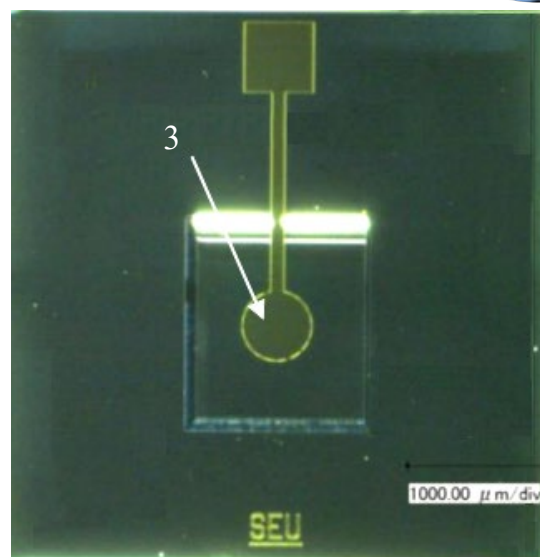
$$f_r = \frac{1}{2h_{ПЕ}} \sqrt{\frac{C_{ПЕ}}{\rho}}, \quad (1.15)$$

де  $C_{ПЕ}$  – діюча константа пружності, яка визначається типом зрізу ПЕ;

$h_{ПЕ}$ ,  $\rho$  – номінальна товщина ПЕ (частото-визначальний розмір) та густина кварцу.



а)



б)

**Рисунок 1.23 – Конструкція (а) та зовнішній вигляд (б) кварцового резонатора з зворотною меза-структурою:**

**1 – кварцова пластина (АТ-зріз); 2 – резонуюча область; 3 – електрод**

Зміна маси (електродів) на поверхні резонуючої області QCM-резонатора призводить до зсуву його частоти  $\Delta f_{QCM}$  відповідно до співвідношення [49]:

$$\Delta f_{QCM} = \frac{2f_r^2 \Delta m}{S_E \sqrt{C_{PE} \rho}}, \quad (1.16)$$

де  $\Delta m$  – зміна маси на поверхні резонуючої області;

$S_E$  – площа електродів.

Максимальний розмір QCM-резонатора складає 4×4 мм з резонуючою областю 1,2×1,4 мм (рис. 1.23). Виготовлені резонатори на 47, 60, 73 та 84 МГц мають високе значення добротності, відповідно: 25000; 27000; 24000 та 25000. При використанні QCM-резонатора в складі сенсора (потоківної комірки) для рідинних вимірювань його еквівалентна добротність суттєво зменшується, але залишається на достатньо високому рівні, відповідно (для чистої води): 1006; 904; 867 та 747. Отримані результати показують, що виготовлені QCM-резонатори можна використовувати в якості біо- та хімічних сенсорів для вимірювань у рідинах [49, 50].



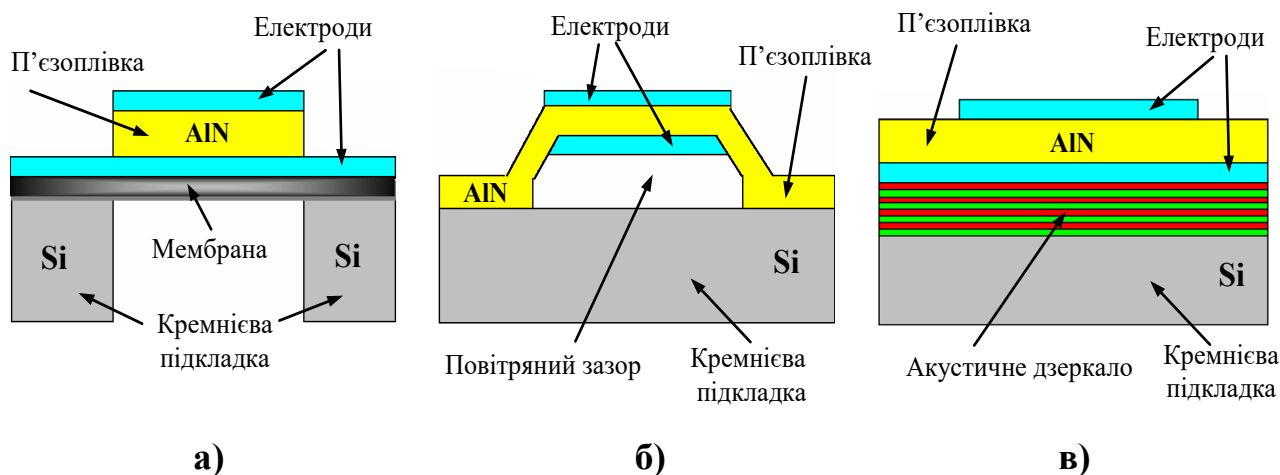
### 1.3.2. Технологія FBAR

Виконання сучасних вимог щодо розширення робочого діапазону частот існуючих п'єзореzonаторів до (2...30) ГГц зі збереженням їх високої добротності (на рівні тисяч одиниць) обумовило використання нових технологій гетероепітаксiального вирощування тонкоплівкових п'єзоструктур, до яких в першу чергу відносяться акустoeлектронні резонатори на основі тонкоплівкових п'єзоструктур із нітриду алюмінію (AlN) на підкладках із кремнію (Si) [51-53].

Основним завданням при побудові п'єзореzonаторів типу FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) є акустичне ізолювання тонкоплівкової п'єзоструктури від кремнієвої підкладки. Акустична ізоляція може бути виконана у два способи. Перший спосіб полягає у створенні повітряного шару під п'єзоплівкою (рис. 1.24,а,б), другий – у використанні спеціальної твердотільної структури (акустичного дзеркала), розміщеної на підкладці (SMR, Solidly Mounted Resonator) (рис. 1.24,в). Такі конструкції тонкоплівкових резонаторів дозволяють використовувати в якості робочої поздовжню об'ємну акустичну хвилю, що збуджується в активній частині пристрою.

Тонкоплівкові ПР з акустичною ізоляцією за допомогою повітряного шару представлені в [53]. Резонансні частоти даних FBAR знаходяться в діапазоні (1,5...7,5) ГГц за значень добротності  $Q > 1000$  та конструктивних розмірах 400 × 400 мкм. Не дивлячись на високу перспективність FBAR (рис. 1,23,а,б), технологія їх виготовлення потребує суттєвого удосконалення. Це пов'язано із забезпеченням структурної цілісності опорних мембран та стабільності характеристик під час експлуатації [53].

Підвищення структурної стійкості може бути досягнуто в твердотільних резонаторах типу SMR (рис. 1,24,в). В даній конструкції використовується багатошаровий перетворювач імпедансу на основі плівок діоксиду кремнію (SiO<sub>2</sub>) і молібдену (Mo). В той же час, реалізація конструкції SMR передбачає ретельний вибір кількості та товщини шарів акустичного дзеркала, а також підвищені вимоги щодо їх осадження, що ускладнює технологію виготовлення п'єзореzonатора.



**Рисунок 1.24 – Типові конструкції FBAR: мембранний FBAR (а);  
FBAR з повітряним зазором; твердотільний SMR; Si-кремній;  
AlN- нітрид алюмінію**

На теперішній час, широке впровадження FBAR стримується рядом факторів, основним з яких відсутність можливості настроювання частоти п'єзореzonаторів як на етапі виготовлення, так керування частотою на етапі експлуатації. Це є суттєвим обмеженням для використання п'єзореzonаторів типу FBAR в пристроях генерування та формування (фільтрації) коливань. Іншим недоліком технологій FBAR є можливість їх використання тільки в діапазонах НВЧ хвиль із-за високої громіздкості конструкцій ПР на більш низьких діапазонах частот [51-53].

#### **1.4. Збудження коливальних систем п'єзореzonансних механотронів з ємнісним керуванням**

Збудження коливальних систем коливань вимірювальних п'єзореzonансних механотронів з ємнісним керуванням може здійснюватися в трьох режимах: автоколивань, вимушених і вільних коливань.

В автоколивальному режимі п'єзореzonатор ПРМТ використовується в



якості частото задаючого елемента замкнутої системи, яка містить підсилювальний елемент. Режим автоколиваний підтримується на частоті, близькій до робочої частоти ПР. Вимірювальні впливи змінюють власну резонансну частоту або добротність п'єзрезонатора, що призводить до частотної або амплітудної модуляції коливань на виході ПРМТ.

В режимі вимушених коливань збудження п'єзрезонатора ПРМТ здійснюється коливаннями від незалежного вимірювального генератора з фіксованими амплітудою і частотою. При роботі ПРМТ на фіксованій частоті через ПР протікає струм, амплітуда і фаза якого визначаються провідністю п'єзрезонатора і амплітудою сигналу генератора. Вимірювальні впливи, змінюючи параметри ПР (резонансну частоту та (або) добротність) викликають амплітудно-фазову модуляцію коливань виході ПРМТ.

Іншим варіантом є використання керованого вимірювального генератора, частота якого підлаштовується для усунення розладнання, викликаного дією вимірювальних впливів на параметри ПР. В момент часу, коли настройка виконана, здійснюється вимірювання параметрів сигналу на виході ПРМТ (частоти, струму тощо), які однозначно пов'язані з вимірюваними впливами.

В режимі вільних коливань здійснюється ударне збудження п'єзоколивальної системи ПРМТ з наступною фіксацією частоти або декременту загасання коливань в залежності від того, яке керування ПР використовується: за частотою або добротністю.

У переважній більшості випадків сенсори на основі вимірювальних ПРМТ використовують автоколивальний режим збудження ПР, що дозволяє найбільш просто здійснити високоточне перетворення параметрів керованого п'єзрезонатора в вихідний сигнал ПРМТ. Режими вимушених та вільних коливань знайшли обмежене використання із-за високої складності реалізації і відсутності суттєвих переваг в порівнянні з автоколивальним режимом збудження [4].

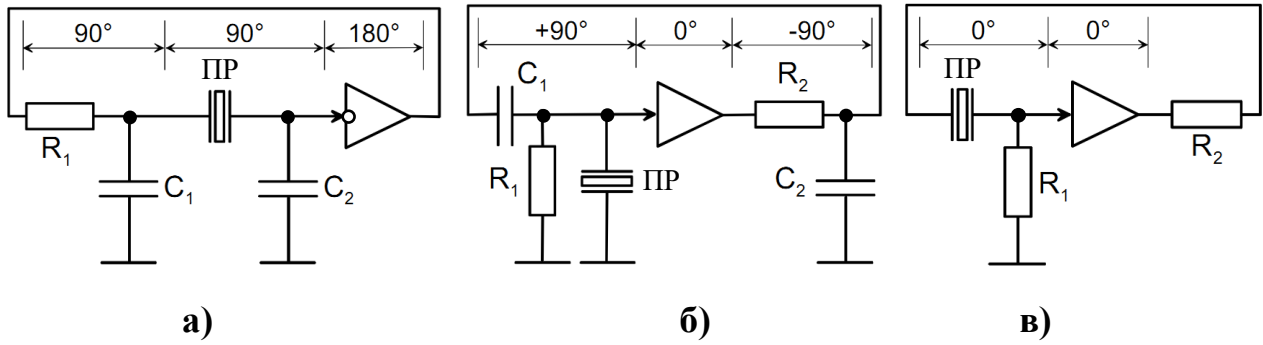
Всі схеми кварцових автогенераторів розподіляються на осциляторні (треточки) та фільтрові у відповідності до типу резонансу, який



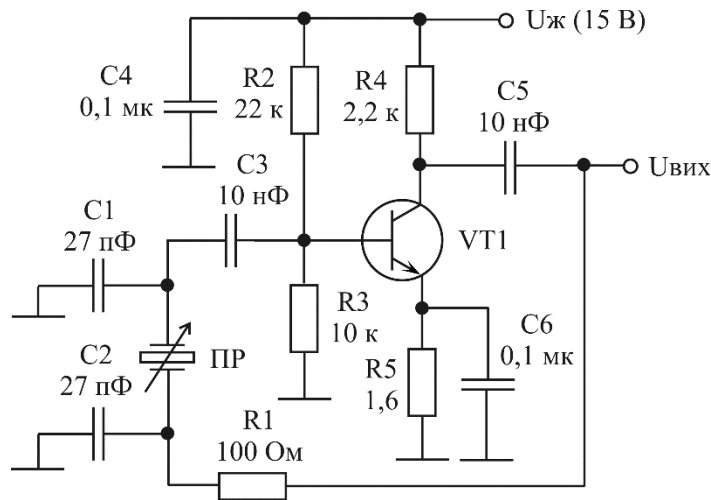
використовується: паралельний або послідовний. В першому випадку, найчастіше, п'єзрезонатор використовується в якості високодобротної індуктивності. Генерація відбувається в межах міжрезонансного проміжку ПР  $f_q < f_{\text{ПРМТ}} < f_{\text{par}}$ , де  $f_q$  та  $f_{\text{par}}$  частоти послідовного і паралельного резонансів ПР відповідно. На практиці, верхня межа частоти генерації  $f_{\text{ПРМТ}}$  в паралельних схемах обмежується відстроюванням не більше, ніж на чверть міжрезонансного проміжку  $f_{\text{ПРМТ}} < [f_q + 0,25(f_{\text{par}} - f_q)]$ , що обумовлено різким погіршенням умов збудження із-за зростання втрат в п'єзрезонаторі. В другому випадку, п'єзрезонатор використовується як високодобротний фільтр і генерація відбувається на частотах, близьких до послідовного резонансу ПР  $f_{\text{ПРМТ}} \approx f_q$  [12].

В осциляторній схемі Пірса використовується інвертуючий підсилювач, а коло зворотного зв'язку забезпечує додатковий фазовий зсув  $180^\circ$  (рис. 1.25,а). В осциляторній схемі Колпитца використовується неінвертуючий підсилювач, тому коло зворотного зв'язку повинно забезпечувати сумарний фазовий зсув, близький до  $0^\circ$  (рис. 1.25,б). В свою чергу, в фільтрових схемах Батлера використовується також неінвертуючий підсилювач, так як кварцовий резонатор вносить нульовий фазовий зсув на частоті послідовного резонансу  $f_q$  [12].

Електрична схема кварцового генератора п'єзрезонансного сенсора тиску на базі ПРМТ (рис. 1.3,а) представлена на рис. 1.26. Генератор реалізований за схемою Пірса (рис. 1.25,а), де інвертуючий підсилювач зібраний на транзисторному каскаді (VT1), а коло зворотного зв'язку складається з резистора R1, конденсаторів C1 і C2 та п'єзрезонатора ПР. Кварцовий генератор розрахований для роботи в діапазоні частот (5 ... 15) МГц за напруги живлення 15 В. Практична реалізація генератора представлена на рис. 1,3,б [5].

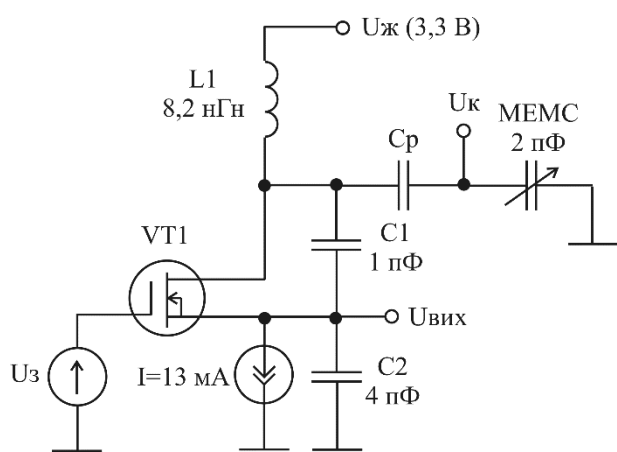


**Рисунок 1.25 – Принципи побудови електричних схем кварцових генераторів: осциляторні схеми Пірса (а) та Колпітца (б); фільтрова схема Батлера (в)**

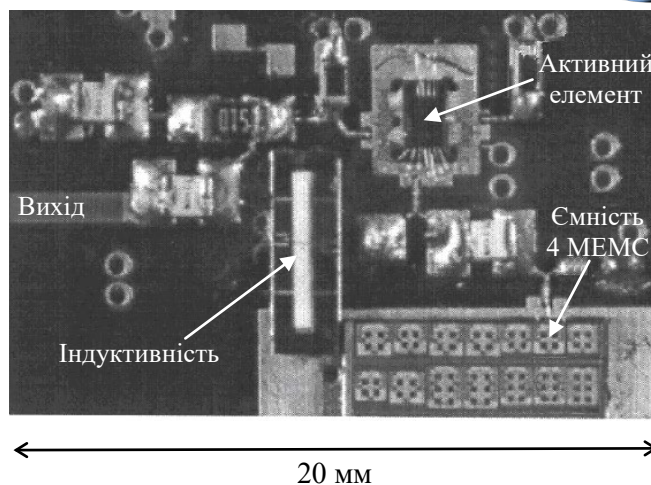


**Рисунок 1.26 – Електрична схема генератора п’єзорезонансного сенсора тиску на базі ПРМТ**

Іншим прикладом використання осциляторних схем є генератор, керований напругою (ГКН), виконаний за схемою Колпітца (рис. 1.25). Коливальна система генератора складається з 3D-індуктивності  $L_1$  [40,41], постійних ємностей зворотного зв’язку  $C_1$  і  $C_2$  та МЕМС-конденсатора з електростатичним керуванням (рис. 1.27,а). Керування генератором здійснюється зміною напруги  $U_k$  на МЕМС-конденсаторі. Для запобігання прикладення напруги живлення генератора  $U_{ж}$  до МЕМС-конденсатора використовується роздільна ємність  $C_p$ . В якості активного елемента використовується польовий транзистор VT1.



а)



б)

**Рисунок 1.27 – Електрична схема MEMC-керованого генератора (а)  
та його практична реалізація (б)**

Дослідний зразок генератора - прототипу (рис. 1.27,б) при напрузі живлення 3,3 В та споживаній потужності 43 мВт забезпечує перестроювання частоти в діапазоні від 855 МГц до 863 МГц за фазового шуму на рівні  $-136$  дБн/Гц при відстроюванні від центральної частоти на 3 МГц. Генератор відповідає жорстким вимогам щодо фазового шуму GSM – систем стільникового зв'язку та піддається монолітній інтеграції на основі стандартних технологічних процесів мікроелектроніки [40, 41].

В перетворювачі пульсової хвилі артеріального тиску поєднані функції вимірювального перетворювача з частотним виходом та генератора тактового сигналу мікроконтролера (рис. 1.28) [55]. Пристрій розраховано на використання кварцового сенсора з модульованим тиском міжелектродним зазором – п'єзореzonансного механотрона (рис. 1.12). Основним елементом перетворювача є двочастотний кварцовий генератор (ДКГ) за схемою ємнісної триточки на складеному транзисторі  $VT1$  і  $VT2$ . В коливальну систему автогенератора включено сенсор тиску на основі ПРМТ з початковою частотою  $f_{\text{ПРМТ}}$  і гетеродинний кварцовий резонатор ВQ з частотою послідовного резонансу  $f_T$ . При цьому забезпечується заземлення одного з електродів ПРМТ, що в багатьох випадках є важливою умовою при побудові вимірювальних

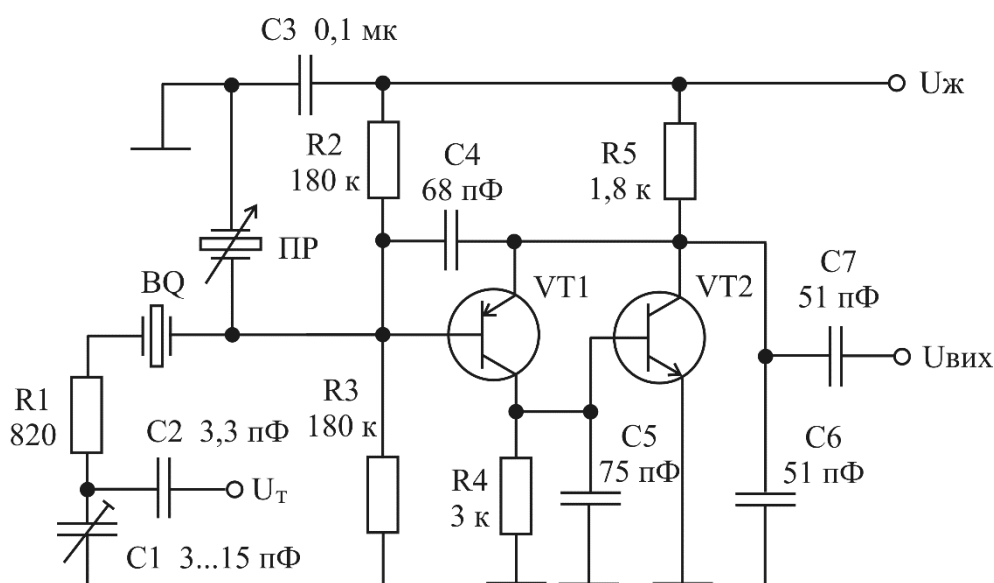




перетворювачів фізичних величин [4].

Опір  $R_1$  використовується для вирівнювання активності коливальних систем датчика ПР механотрона і гетеродинного резонатора КР для забезпечення стійкості двочастотного режиму генерування. Вихідними сигналами БКГ на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  є інформаційний сигнал  $U_{\text{вих}}$  різницевої частоти  $F_p = 2f_T - f_{\text{ПРМТ}}$  та сигнал  $U_T$  тактової частоти  $f_T$ , який знімається з конденсатора  $C_1$ .

Шляхом відповідного вибору власної частоти датчика  $f_{\text{ПРМТ}} = 10017$  кГц (тиск  $P = 0$ ) та  $f_T = 5010$  кГц забезпечується висока лінійність градуювальної характеристики, яка може бути представлена у вигляді поліному  $T(P) = T_0 + A \cdot P$ , де  $T_0$  – початковий період різницевої частоти, який відповідає тиску  $P = 0$ ;  $A$  – крутизна характеристики перетворення «тиск – період».



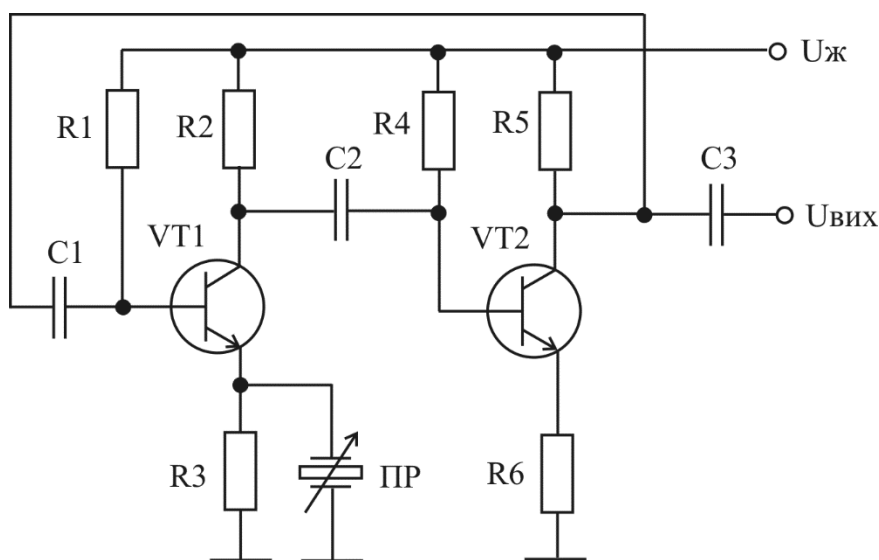
**Рисунок 1.28 – Вимірювальний перетворювач пульсової хвилі на основі ПРМТ**

Практично реалізований ДКГ забезпечує стійкий режим роботи при коливаннях напруги живлення в діапазоні (3 ... 5) В і струмі споживання (1,5 ... 2) мА. Амплітуда сигналу тактової частоти  $U_T$  дорівнює (0,1 ... 0,2) В, а



амплітуда інформаційного сигналу  $U_{\text{вих}}$  різницевої частоти  $F_p$  – від 0,3 В до 0,5 В. Розрізнявальна здатність перетворювача  $\gamma = \Delta/A$ , яка визначається короткочасною нестабільністю частоти  $\Delta$  і крутизною перетворення  $A$ , складає  $\gamma=0,05$  мм рт.ст. [55].

Вимірювальний кварцовий генератор (рис. 1.29) [56] є прикладом використання фільтрових схем КГ (рис. 1.25,в) в вимірювальних перетворювачах фізичних величин. Двокаскадний неінвертуючий транзисторний підсилювач на транзисторах  $VT1$ ,  $VT2$  охоплений колом зворотного зв'язку через конденсатор  $C_1$ . Збудження генератора відбувається на частоті послідовного резонансу п'єзореzonатора  $f_{\text{ПРМТ}} \approx f_q$ , для якої ПР має найменший активний опір та фазовий зсув близький до  $0^\circ$ . Перевагою вимірювального кварцового генератора (рис. 1.29) в порівнянні з класичними схемами Батлера є можливість заземлення одного з електродів ПР, що суттєво розширює можливості його використання в електрофізичних вимірювальних перетворювачах [1-4].



**Рисунок 1.29 – Електрична схема кварцового генератора фільтрового типу**

В п'єзореzonансному сенсорі на основі цифрової системи автоматичного підлаштування частоти [57,58] використаний вимушений режим збудження



коливань ПР (рис. 1.30). Сигнал збудження  $u_{зб}(t)$  з частотою близькою до власної резонансної частоти п'єзрезонатора  $f_{\text{ПР}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{ПР}}C_{\text{ПР}}}}$  формується за допомогою цифрового синтезатора частоти прямого синтезу (СЧПС), який керується мікроконтролером (МК). Для контролю струму збудження  $i_{зб}(t)$  послідовно з п'єзрезонатором включений резистор (R). При відхиленні частоти  $f_{зб}$  сигналу збудження  $u_{зб}(t)$  від частоти  $f_{\text{ПР}}$  виникає фазовий зсув  $\Delta\varphi(t)$  між напругами  $u_1(t) = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1(t))$  та  $u_2(t) = U_2 \sin(\omega t + \varphi_2(t))$  на виходах буферних підсилювачів (БП1, БП2), які підключені до фазового детектора (ФД). При цьому, на виході фазового детектора присутній сигнал неузгодженості  $u_{\text{ФД}}(t) = k_{\text{ФД}}\Delta\varphi(t)$ , пропорційний фазовому зсуву  $\Delta\varphi(t) = \varphi_1(t) - \varphi_2(t)$ , де  $k_{\text{ФД}}$  – крутизна перетворення ФД.

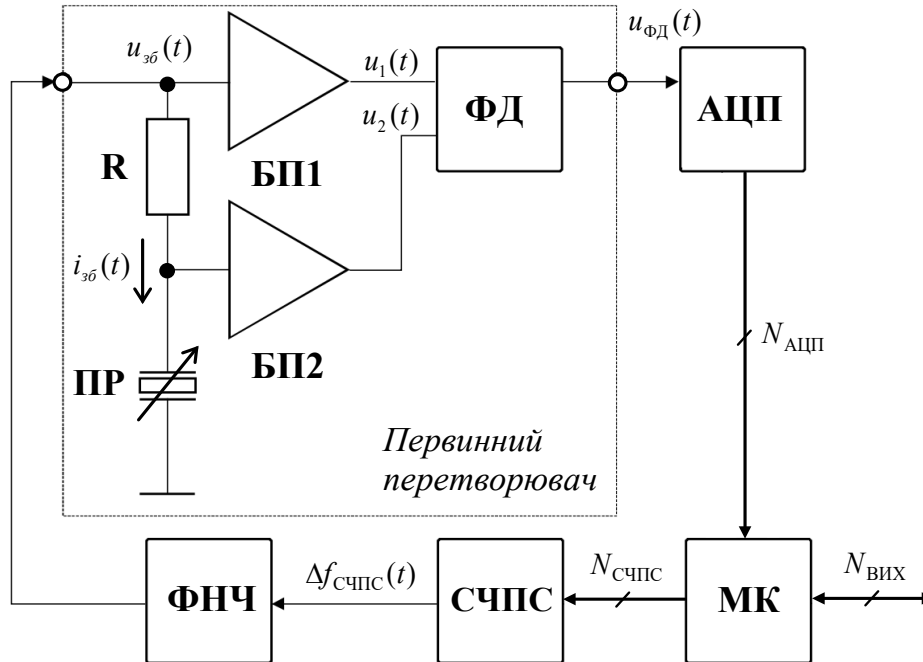
Після аналогово-цифрового перетворення (АЦП) отримується код неузгодженості  $N_{\text{АЦП}}$ , який обробляється МК. Мікроконтролер формує кодове керуюче слово  $N_{\text{СЧПС}}$ , що направлене на мінімізацію фазового зсуву ( $\Delta\varphi(t) \rightarrow 0$ ) шляхом зміни частоти  $\Delta f_{\text{СЧПС}}(t)$  на виході СЧПС, а вихідний код МК  $N_{\text{ВИХ}}(\Delta f_{\text{СЧПС}})$  пов'язується з дією вимірювальної величини на параметри (резонансні частоти) коливальної системи п'єзрезонатора ПР (рис. 1.30) [58].

Прикладом використання збудження п'єзоколивальної системи в режимі вільних коливань є QCM-сенсор для мікробалансних вимірювань, представлений в [59-61]. Він складається з QCM-резонатора (ПР), каналу збудження коливань, який містить вимірювальний генератор (ВГ) і електронний ключ (ЕК) та каналу фіксації параметрів вільних коливань, який містить пристрій фіксації (ПФ), буферний підсилювач (БФ) та фільтр нижніх частот (ФНЧ) (рис. 1.31).

Принцип вимірювання ґрунтується на від'єднанні п'єзрезонатора ПР від вимірювального генератора ВГ та фіксації параметрів режиму загасання коливань за допомогою пристрою фіксації ПФ. Вплив електричного навантаження на кварцовий резонатор зведений до мінімуму використанням буферного підсилювача БП, а обмеження смуги пропускання каналу фіксації за



допомогою фільтра нижніх частот ФНЧ сприяє підвищенню точності вимірювань завдяки придушенню позасмугових завад в каналі фіксації параметрів режиму загасання.



**Рисунок 1.30 – Структура п’єзрезонансного сенсора на основі цифрової системи автоматичного підлаштування частоти: ПР – п’єзрезонатор; БП1, БП2 – буферний підсилювач 1,2; ФД – фазовий детектор; АЦП – аналогово-цифровий перетворювач; ФНЧ – фільтр нижніх частот; СЧПС – синтезатор частоти прямого синтезу; МК – мікроконтролер**

Коливання  $U(t)$  після від’єднання ВГ (розмикання ЕК в момент часу  $t = t_0$ ) загасають за експоненціальним законом:

$$U(t) = U_0 e^{-\delta t} \sin(\omega_{\text{ВР}} t + \varphi), \quad t \geq t_0, \quad (1.17)$$

де  $U_0$  – амплітуда коливань в момент часу  $t = t_0$ ;

$\delta = \frac{R_{\text{ПР}}}{2L_{\text{ПР}}}$  – коефіцієнт затухання, який є величиною, зворотно пропорційною до

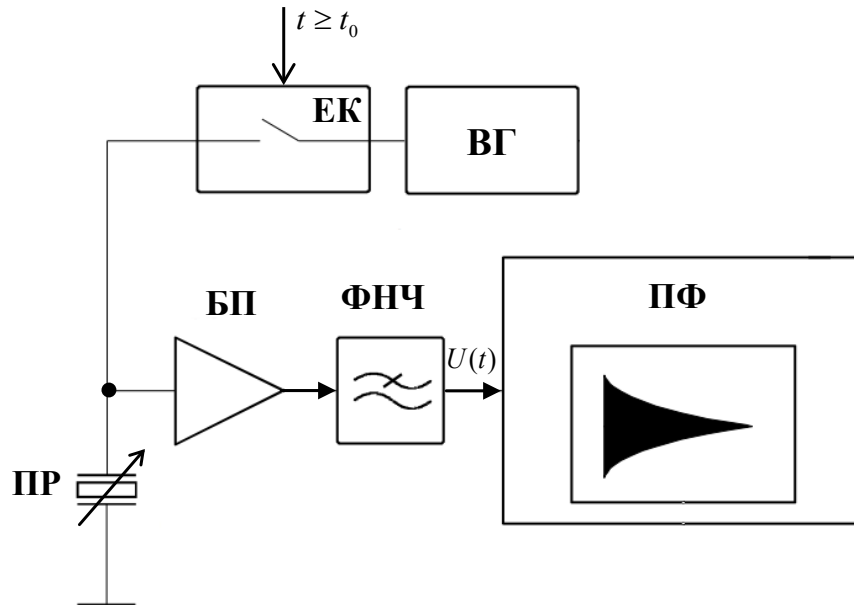
добротності ПР  $Q_{\text{ПР}} = \frac{\omega L_{\text{ПР}}}{R_{\text{ПР}}}$ ;



$\omega_{BK} = 2\pi f_{BK} = \sqrt{\omega_{ПР}^2 - \delta^2}$  – частота вільних коливань, де  $\omega_{ПР} = 2\pi f_{ПР} = \frac{1}{\sqrt{L_{ПР}C_{ПР}}}$  – власна

частота ПР;

$L_{ПР}$ ,  $C_{ПР}$ ,  $R_{ПР}$  – еквівалентні індуктивність, ємність та опір втрат ПР.



**Рисунок 1.31 – Структура QCM-сенсора з використанням збудження п'єзоколивальної системи в режимі вільних коливань:**

**ПР – п'єзорезонатор; ЕК – електронний ключ; ВГ – вимірювальний генератор; БП – буферний підсилювач; ФНЧ – фільтр нижніх частот; ПФ – пристрій фіксації**

Вимірювання параметрів режиму загасання коливань відбувається декілька разів в секунду і може здійснюватись як на частотах послідовного  $f_r$  або паралельного  $f_{par}$  резонансів або на механічних гармоніках ПР [59-61]. Основні переваги та недоліки режимів збудження коливальних систем вимірювальних п'єзорезонансних механотронів з ємнісним керуванням наведено в табл. 1.3.



Таблиця 1.3 – Переваги та недоліки режимів збудження вимірювальних ПРМТ

Режим збудження	Переваги	Недоліки
Автоколивальний	<ul style="list-style-type: none"> <li>– простота схемної реалізації;</li> <li>– частотний вихід з високою роздільною здатністю;</li> <li>– можливість визначення втрат в ПР за амплітудою сигналу;</li> <li>– високі динамічні параметри перетворення.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– суттєве зниження еквівалентної добротності із-за підключення до ПР зовнішніх елементів<sup>1</sup>;</li> <li>– не відповідність частот генерації резонансним частотам ПР<sup>1</sup>;</li> <li>– складність збудження коливачів для ПР з високими втратами<sup>1</sup>;</li> <li>– необхідність <math>C_0</math> - компенсації та компенсації паразитних ємностей на підвищених частотах генерації<sup>2</sup>;</li> <li>– складність забезпечення багаточастотного режиму збудження.</li> </ul>
Вимушених коливачів	<ul style="list-style-type: none"> <li>– можливість використання повного спектру імпедансних вимірювань;</li> <li>– зменшення впливу паразитних ефектів та використання процедур з калібрування;</li> <li>– повний доступ до акустичних параметрів збудження ПР.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– необхідність використання комплексної вимірювальної процедури та спеціальної обробки даних;</li> <li>– низькі динамічні параметри перетворення;</li> <li>– відносна складність схемної реалізації та високі витрати.</li> </ul>
Вільних коливачів	<ul style="list-style-type: none"> <li>– можливість безпосереднього отримання передаточної функції ПР;</li> <li>– пряме визначення резонансних частот та дисипації енергії акустичних коливачів.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>– складність використання для систем з високим демпфіруванням;</li> <li>– низькі динамічні параметри перетворення;</li> <li>– необхідність комплексування з іншими режимами збудження;</li> <li>– відносна складність схемної реалізації та високі витрати.</li> </ul>

<sup>1</sup>для осциляторних схем; <sup>2</sup>для фільтрових схем



## 1.5. Принципи ємнісного керування коливальними системами п'єзореzonансних механотронів

Базові принципи ємнісного керування коливальними системами п'єзореzonансних механотронів полягають у зміні величини і діелектричної проникливості міжелектродного зазору керуючої ємності та геометрії її електродів. В свою чергу, зміна величини міжелектродного зазору може здійснюватись як чисто механічним шляхом під впливом вимірювальної величини, так і за допомогою електродинамічного або електростатичного керування електродами ємності.

Характерними прикладами використання механічної модуляції міжелектродного зазору ПРМТ є сенсори тиску (рис. 1.10 - 1.12) [29-34]. Їх основною перевагою в порівнянні з сенсорами (рис. 1.3, 1.5) [5-8] є відсутність прямого механічного впливу на п'єзоелемент ПРМТ, що значно погіршує його точнісні характеристики. Особливої уваги заслуговує ПРМТ з модуляцією міжелектродного зазору збудження п'єзоелемента (рис. 1.12), де за рахунок зменшення паразитних ємностей підвищується крутизна перетворення "тиск-частота" [32-34].

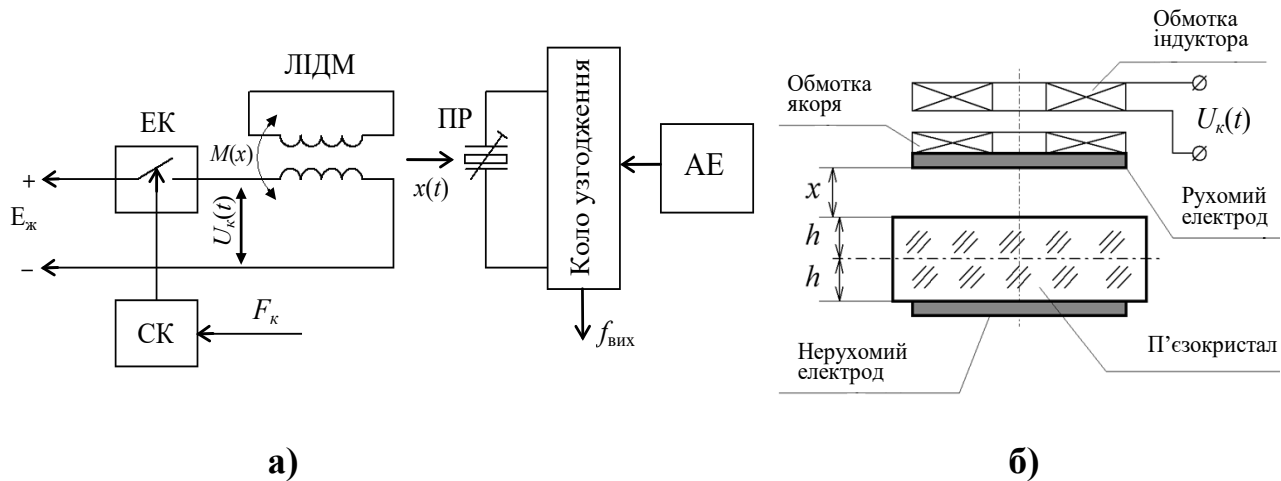
Прикладом електродинамічного керування ПРМТ є керований кварцовий генератор з модуляцією міжелектродного зазору збудження резонатора лінійним індукційно-динамічним модулятором [62,63]. Переміщення рухомого електроду здійснюється за допомогою лінійний індукційно-динамічного модулятора (ЛІДМ), який збуджується імпульсами керуючої напруги  $U_k(t)$  (рис. 1.32,а). Схема керування (СК) визначає необхідний закон керування (частоту та тривалість імпульсів), а безпосереднє формування імпульсів здійснюється за допомогою електронного ключа (ЕК).

Кварцовий резонатор з модуляцією міжелектродного зазору (рис. 1.32,б) являє собою п'єзореzonансну систему, яка складається з п'єзокристалу товщиною  $2h$  з нанесеним з нерухомим електродом і рухомого електроду, що переміщується за допомогою ЛІДМ. Переміщення якоря ЛІДМ під дією



керуючого сигналу  $U_k(t)$  призводить до зміни величини міжелектродного зазору  $x$  і, відповідно, вихідної частоти  $f_{\text{вих}}$  ПРМТ [63].

До недоліків даного принципу керування слід віднести низькі динамічні властивості ЛІДМ із-за присутності високоінерційних елементів та складність реалізації п'єзрезонатора в мікроелектронному виконанні.



**Рисунок 1.32 – Структура ПРМТ (а) і схематична модель п'єзрезонатора (б) з електродинамічним керуванням зазором збудження: ЛІДМ – лінійний індукційно-динамічний модулятор; ПР – п'єзрезонатор; ЕК – електронний ключ; СК – схема керування; АЕ – активний елемент**

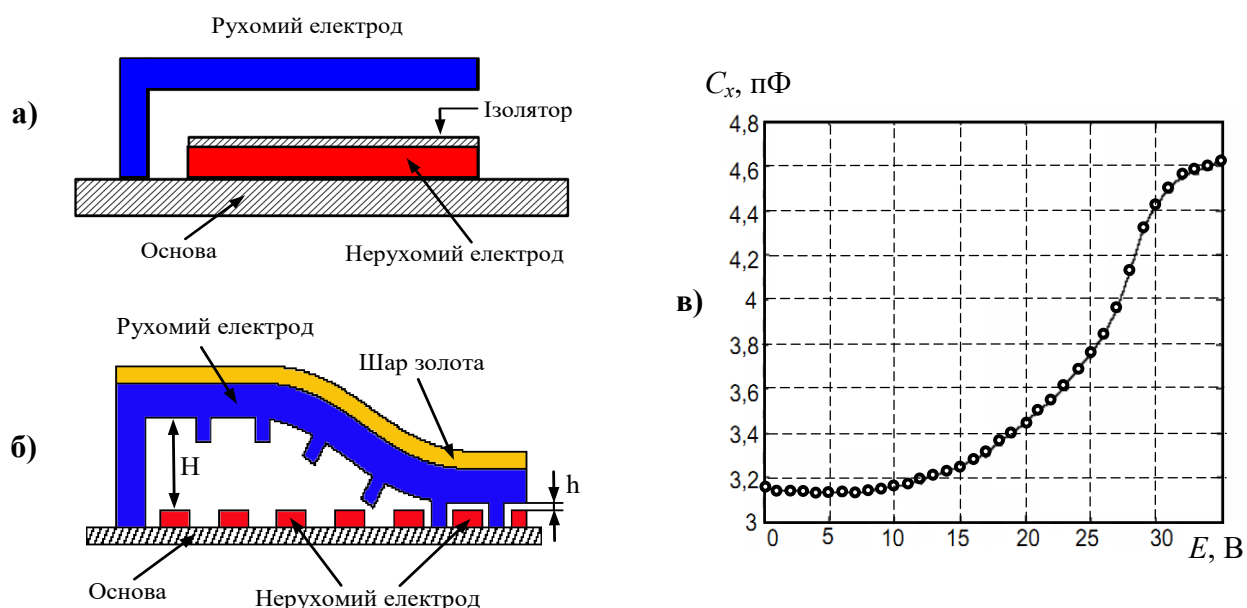
Альтернативна конструкція двоелектродного керованого MEMS-конденсатора типу «Zipper» (блискавка) представлена в роботі [64]. Принциповою відмінністю конструкції «Zipper» (рис. 1.33) від попередніх (рис. 1.13, 1.15) є жорстке закріплення з одного боку рухомого електроду. При відсутності різниці потенціалів між електродами рухомий електрод розташовується паралельно нерухомому електроду (рис. 1.33, а). В свою чергу, прикладення напруги керування  $E$  призводить до прогину незакріпленої частини рухомого електроду аж до його контакту з нерухомим електродом. Щоб уникнути електричного контакту електродів на нерухомому електроді нанесено ізолюючий шар діелектрику (рис. 1.33, а), який виконується з одного матеріалу, що і основа (оксиду кремнію). Подальше збільшення керуючої напруги призводить до S-





подібної деформації верхнього рухомого електроду.

При практичній реалізації MEMC-конденсатора типу «Zipper» ізоляційний шар між електродами звичайно не насититься, а його функцію виконують упори на верхньому електроді та відповідні отвори на нижньому (рис. 1.33, б). При цьому нижній електрод виконується з полікремнію Poly 0 (30 Ом/□), а верхній – Poly 2 (20 Ом/□). Для збільшення добротності верхній електрод покритий шаром золота (0,06 Ом/□) [64].



**Рисунок 1.33 – Схематична модель керованого MEMC - конденсатора типу «Zipper» (а), особливості практичної реалізації (б) та типова вольт-фарадна характеристика (в)**

Діапазон зміни ємності MEMS-конденсатора (рис. 1.33, б) визначається як

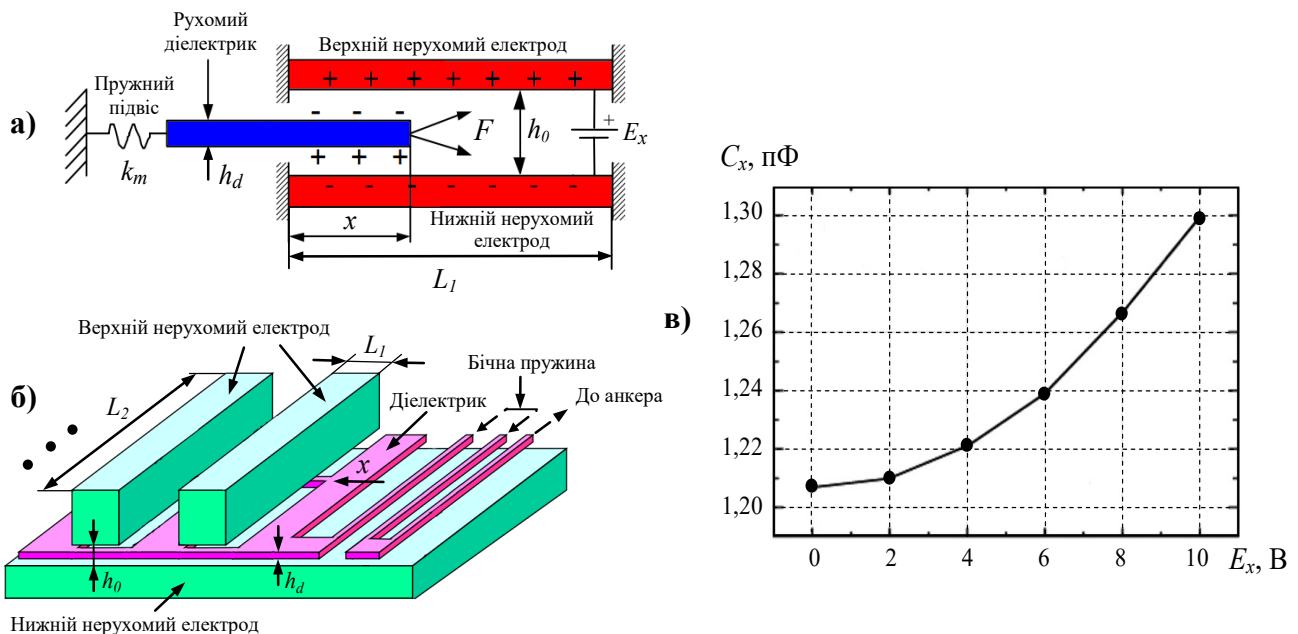
$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} \leq \frac{H}{h}. \quad (1.18)$$

Однак, при практичній реалізації реальний діапазон переналаштування MEMC-конденсатора склав тільки 46 %, що пов'язано з ефектом закручування незакріпленого краю рухомого електроду. Не кращим чином характеризує конструкцію MEMC-конденсатора типу «Zipper» і градувальна характеристика, яка має провал в діапазоні керуючих напруг  $E \in [0;10]$  В, що потребує



збільшення керуючої напруги 30 В і вище (рис. 1.33, в). Ці фактори суттєво обмежують практичне використання конструкцій типу «Zipper» і більше ілюструють наявні можливості MEMS-технології [64, 65].

Більш перспективною з точки зору збільшення добротності керованого МЕМС-конденсатора  $Q$  (до 200 і більше одиниць на частоті 1 ГГц) є конструкція з рухомим діелектриком (рис. 1.34) [66]. Схематична модель МЕМС-конденсатора з рухомим діелектриком (рис. 1.34,а) складається з нижнього електрода, механічно закріпленого на основі, верхнього - жорстко закріпленого над нижнім, і діелектричного осердя, яке підвішене на пружному підвісі між ними. Прикладенням між електродами МЕМС-конденсатора напруги  $E_x$  утворюється електростатичне поле, що призводить до поляризації діелектрика. В результаті цього створюється електростатична сила  $F$ , яка втягує рухомий діелектрик в міжелектродний простір конденсатора. Величина переміщення рухомого діелектрика  $x$  залежить від величини прикладеної напруги  $E_x$  (рис. 1.34,а).



**Рисунок 1.34 – Схематична модель керованого МЕМС - конденсатора з рухомим діелектриком (а), особливості практичної реалізації (б) та типова вольт-фарадна характеристика (в)**



Фрагмент МЕМС-структури для практичної реалізації принципу керування на основі рухомого діелектрику складається із нижнього нерухомого цільного електроду та верхнього нерухомого електроду у вигляді решітчастої структури (рис. 1.34,б). Діелектрик закріплений на бічних пружинах і має можливість пересуватись під дією електростатичних сил між нерухомими електродами МЕМС-конденсатора.

Залежність ємності елементарного МЕМС-конденсатора з рухомим діелектриком від величини втягування  $x$  описується наближеним виразом [66]:

$$C_x = \frac{\varepsilon_a L_1 L_2}{h_0} + x L_2 \cdot \left[ \frac{\varepsilon_a \varepsilon_d}{(\varepsilon_a - \varepsilon_d) h_d + \varepsilon_d h_0} - \frac{\varepsilon_a}{h_0} \right], \quad (1.19)$$

де  $L_1 \times L_2$  – площа елементарного електроду;

$\varepsilon_a, \varepsilon_d$  – діелектрична проникність повітря ( $\varepsilon_a \approx \varepsilon_0$ ,  $\varepsilon_0 = 8,8541878 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – електрична постійна) та діелектрика;

$h_0, h_d$  – величина міжелектродного зазору та товщина діелектрика (рис. 1.34,б).

За умови  $\varepsilon_d \gg \varepsilon_0$  та  $n = \frac{h_d}{h_0}$  вираз (1.19) можна записати як

$$C_x = \frac{\varepsilon_a L_2}{h_0} \left[ L_1 + \frac{n}{(n-1)} x \right]. \quad (1.20)$$

Зміщення діелектрика в стані рівноваги  $x_E$ , з урахуванням (1.8), (1.9) та (1.20) визначається як

$$x_E = \frac{\varepsilon_a L_2 n}{2k_m h_0 (1-n)} E_x^2, \quad (1.21)$$

де  $k_m$  – коефіцієнт пружності підвісу (бічних пружин).

Тоді, підставивши (1.21) в (1.20) отримаємо вираз для визначення ємності МЕМС-конденсатора з рухомим діелектриком в залежності від напруги керування  $E_x$ :

$$C_x = \frac{\varepsilon_a L_2}{h_0} \left[ L_1 + \frac{\varepsilon_a n^2 \cdot E_x^2}{2k_m \cdot h_0 \cdot (1-n)^2} \right]. \quad (1.22)$$

Представлена конструкція МЕМС-конденсатора з рухомим діелектриком



(рис. 1.34) виключає явище «злипання» електродів, а добротність конденсатора в порівнянні з іншими конструкціями зростає не менше ніж в три рази (табл. 1.2), завдяки конструктивному зменшенню опору нерухомих електродів, які виконані із міді (Cu). Градувальна характеристика МЕМС-конденсатора з рухомим діелектриком не має зламів. При практичній реалізації для геометричних розмірів верхнього електрода  $L_1 \times L_2 = 3 \times 100$  мкм, міжелектродного зазору  $h_0 = 1,1$  мкм та товщині діелектрика  $h_d = 0,6$  мкм досягнута добротність  $Q$  становила 291 на частоті 1 ГГц, діапазон зміни ємності  $C_x$  до 7,7% для напруги керування  $E \in [0;10]$  В (рис. 1.34,в) [66].

До недоліків МЕМС-конденсатора з рухомим діелектриком, що обмежує його функціональні можливості слід віднести відносно невеликий діапазон переналаштування (до 10%) та високу конструктивну складність.

## 1.6. Методи стабілізації параметрів механотронних сенсорів фізичних величин

Традиційно для зменшення впливу дестабілізуючих факторів на параметри п'єзореzonансних пристроїв (ПРП) використовуються конструктивно-технологічні (без ідентифікації дестабілізуючих факторів) та функціонально-компенсаційні (з ідентифікацією дестабілізуючих факторів) методи (рис. 1.1).

До конструктивно-технологічних методів відносять пошук нових типів зрізів (SC, WAD, SBTC – зрізи), форми п'єзоелементів та конструкції кварцоутримувачів (BVA, QAS), а також використання комплексу мір по стабілізації теплового режиму п'єзочутливого елемента, зменшенню зовнішніх дестабілізуючих температурних впливів [67], усуненню резонансних явищ в конструкції, демпфіруванню та гасінню віброколивачів [68].

Типовим прикладом використання конструктивно-технологічних методів стабілізації параметрів ПРМТ є сенсори гідростатичного тиску [13-15] на основі



циліндричних кварцових модульних елементів (рис. 1.8). В сенсори гідростатичного тиску (рис. 1.8,а) кварцовий модуль розміщений в корпусі, заповненому рідиною з високою пружністю і малим температурним коефіцієнтом (ТК) лінійного розширення. Передача тиску на кварцовий модуль здійснюється через мембрану малої жорсткості. В якості ТЧЕ використані одноповоротні резонатори (АТ-, ВТ-зрізів) або двоповоротні, які мають нульовий ТК частоти (ТКЧ) в робочій температурній точці, що забезпечує мінімізацію температурного впливу на крутизну перетворення "тиск-частота". Для підвищення температурної стабільності застосовано подвійне термостатування, що забезпечує стабілізацію робочої температури з похибкою не більше  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$ . При цьому ТК крутизни перетворення не перевищує  $8 \cdot 10^{-4} 1/^{\circ}\text{C}$ .

Використання конструктивно-технологічних методів дозволяє знизити температурну та вібраційну чутливість ПРП на один – два порядки. Проте, методи даної групи вступають в різке протиріччя із сучасними тенденціями щодо мікромініатюризації, зменшення енергоспоживання радіовимірювальної апаратури, а їх погана технологічність та висока вартість не дозволяють прогнозувати їх масове використання для п'єзрезонансних сенсорів. Окрім цього, методи термостатування потребують практично повної ізоляції п'єзочутливого елемента від зовнішнього середовища, що значно ускладнює їх використання для стабілізації параметрів механотронних сенсорів фізичних величин [12, 55].

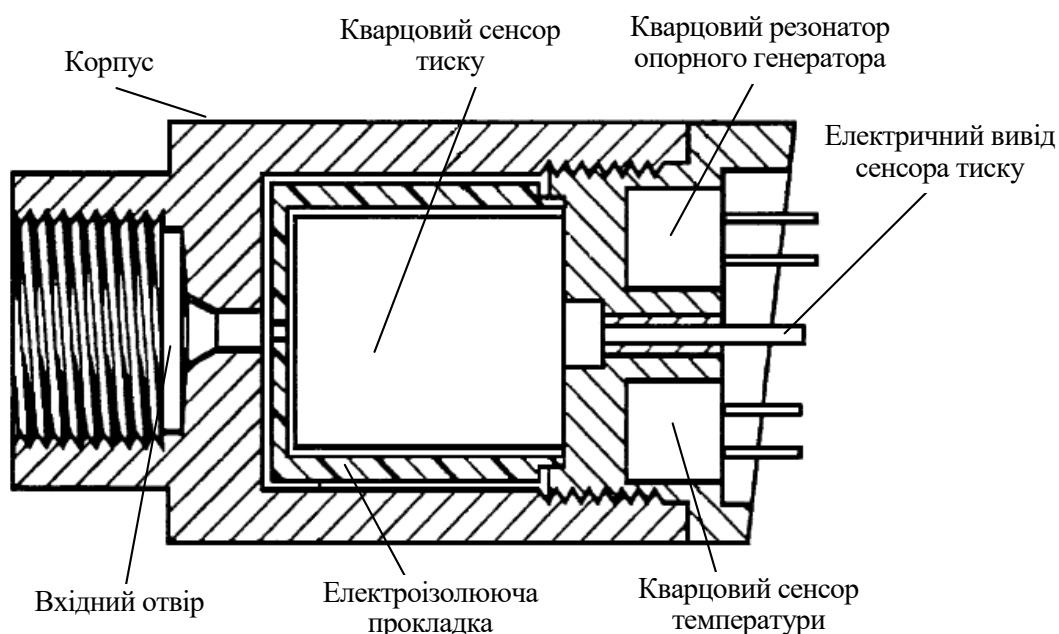
Функціонально-компенсаційні методи базуються на компенсації впливу дестабілізуючих факторів на параметри ПРП і розділяються по способу отримання інформації про параметри факторів впливу [55]. В механотронному сенсори тиску [69] використовуються три кварцових резонатори, два з яких являють собою сенсори тиску та температури, а третій – кварцовий резонатор опорного КГ (рис. 1.35).

Кварцовий сенсор тиску піддається впливу рідини через спеціальний вхідний отвір, тоді як кварцовий сенсор температури та кварцовий резонатор



опорного КГ ізольовані від впливу тиску рідини (рис. 1.35,а).

В якості тензочутливого елемента сенсора тиску можуть використовуватись п'єзоелементи АТ, ІТ, SC, обернутих Х, RT та ВТ-зрізів. Вибір конкретного зрізу ПЕ продиктовано оптимізацією робочого температурного діапазону сенсора тиску. Наприклад, АТ-зріз зазвичай демонструє найменше відхилення частоти для температурних діапазонів близьких до кімнатних температур (20°C), в той час, як ІТ, SC або обернуті Х-зрізи найкраще підходять для роботи для температур близько 80°...90°C. Всі три кварцові резонатори (КР) знаходяться у тепловому контакті із середовищем, але тільки п'єзочутливий елемент сенсора тиску піддається тиску рідини (рис. 1.35,а).

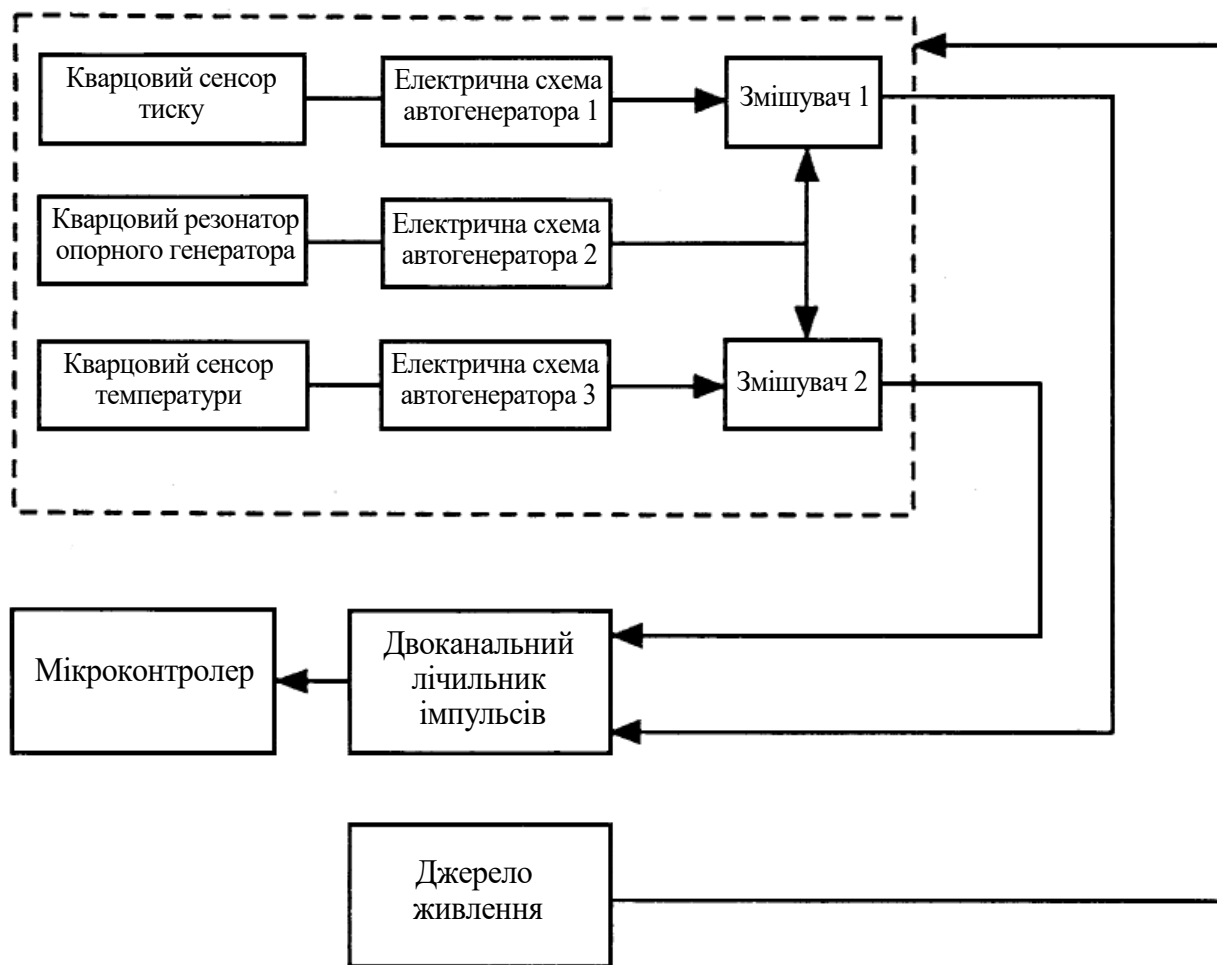


**Рисунок 1.35 – Конструкція ПРМТ тиску з окремим кварцовим сенсором температури**

Електрична частина сенсора тиску складається з трьох автогенераторів, двох змішувачів, двоканального лічильника імпульсів та мікроконтролера (рис. 1.35,б). Лічильник імпульсів виконує функцію двоканального частотоміра, з виходу якого мікроконтролер отримує код, який містить інформацію про тиск і температуру. Додатковий канал вимірювання температури використовується



для підвищення точності сенсора шляхом компенсації спричинених температурою відхилень частоти тензочутливого п'єзоелемента тиску. Сенсор тиску (рис. 1.35) може використовуватись для вимірювання тиску та температури як в звичайних умовах, так і в умовах підвищеної складності, наприклад у свердловинах [69].



**Рисунок 1.36 – Структура ПРМТ тиску з окремим кварцовим сенсором температури**

Цифровий синтез компенсуючої залежності (рис. 1.36) дозволяє значно підвищити точність термокомпенсації (потенційно до значень на рівні  $0,5 \cdot 10^{-8}$ ) та спростити технологію налагодження сенсору тиску. Однак висока ефективність термокомпенсації досягається лише за умов обмеження швидкості змін температурних збурень. Спроби ліквідації цього недоліку за рахунок



використання елементів форсування в колах регулювання або введення додаткового каналу компенсації динамічної похибки не призводять до бажаних результатів, оскільки не усувають основного недоліку даних систем – наявність градієнтів температур між об'єктом регулювання та термочутливим елементом. В деяких випадках, це може викликати навіть погіршення стабільності коливань, зокрема короткочасної, що зумовлено великими динамічними похибками регулювання [67].

Одним із перспективних підходів по підвищенню точності ідентифікації теплового стану п'єзочутливих елементів сенсорів на основі ПРМТ є суміщення частото-визначаючої та вимірювальної функцій за умов двочастотного (багаточастотного) збудження кварцового резонатора [55]. При цьому використовують дві (або більше) моди для збудження КР, наприклад, коливання з частотами першої і третьої гармонік або спеціально сконструйовані зрізи, наприклад, двоповоротні SC - зрізи ( $YXbl/\gamma/\beta$ ). Додаткові моди використовуються для ідентифікації теплових або механічних збурень п'єзочутливого елемента ПРМТ. Оскільки збудження коливань основної та додаткової моди здійснюється в одному й тому ж об'ємі КР, це дозволяє виключити градієнтні та динамічні похибки, притаманні методам термокомпенсації [55].

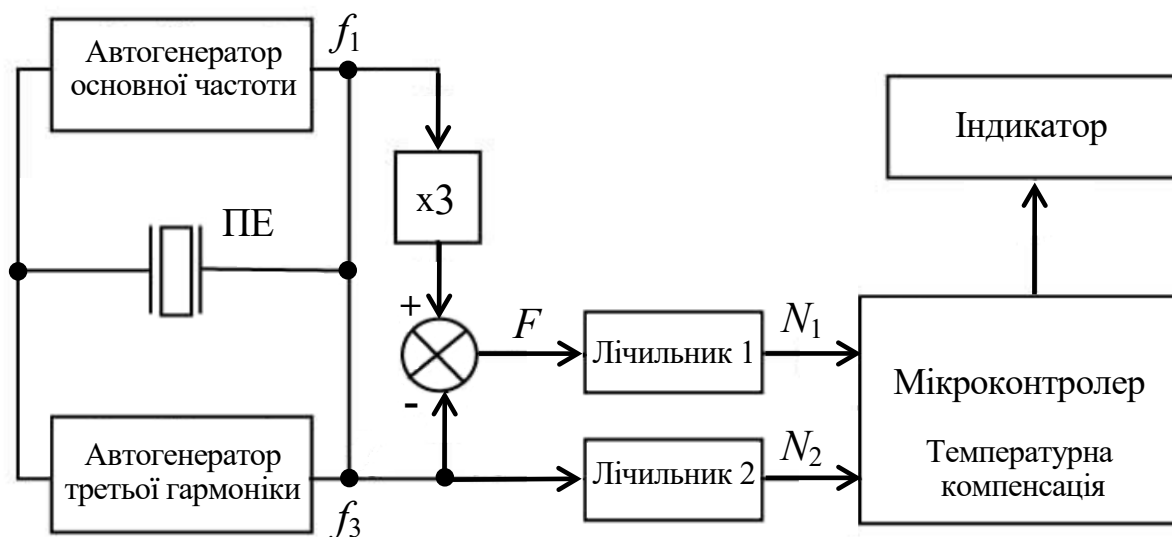
Прикладом використання багаточастотно-алгоритмічного підходу щодо ідентифікації теплових або механічних збурень п'єзочутливого елемента ПРМТ є сенсор сили (рис. 1.5) [8]. Сигнал різницевої частоти  $F = 3f_1 - f_3$ , який формується на виході змішувача (рис. 1.36) слугує для цифрового синтезу термокомпенсуючої залежності, яка використовується для компенсації температурних збурень тензочутливого елемента ПРМТ [67].

Іншим прикладом використання багаточастотно-алгоритмічного підходу є перетворювач пульсової хвилі артеріального тиску, запропонований авторами (рис. 1.28) [55]. Перетворювач розрахований на використання кварцового сенсора з модульованим тиском міжелектродним зазором – п'єзрезонансного механотрона (рис. 1.12). Основним елементом перетворювача є двочастотний





кварцовий генератор (ДКГ), в коливальну систему якого включено сенсор тиску на основі ПРМТ з початковою частотою  $f_{\text{ПРМТ}}$  і гетеродинний кварцовий резонатор ВQ з частотою послідовного резонансу  $f_T$ .



**Рисунок 1.36 – Структура ПРМТ тиску з двочастотним збудженням п'єзочутливого елемента**

Вихідними сигналами ДКГ є інформаційний сигнал різницевої частоти  $F_p = 2f_T - f_{\text{ПРМТ}}$  та сигнал тактової частоти мікроконтролера  $f_T$ . Розрізнявальна здатність перетворювача пульсової хвилі (рис. 1.12, 1.28) складає  $\gamma = 0,05$  мм рт.ст. [55].

## Висновки

1. Розглянуто конструктивно-технологічне виконання п'єзореzonансних механотронів з ємнісним керуванням, які застосовуються як вимірювальні перетворювачі механічних величин. Більшість таких механотронів базуються на ефекті тензочутливості, де вимірювальна величина викликає механічні



деформації кварцових п'єзоелементів, які в результаті товщинно-зсувних коливань змінюють свою резонансну частоту. Конструкції таких пристроїв поділяються на комбіновані та цілісні, залежно від використання металевих пружних перетворювачів або повного використання п'єзокристалічного матеріалу. Експериментальні дослідження показали високу лінійність перетворення «тиск-частота», але також виявили недоліки, такі як низька чутливість та висока температурна залежність, що актуалізує подальшу роботу, пов'язану із мінімізацією цих негативних факторів. Для підвищення температурної стабільності застосовано подвійне термостатування. Також обговорюється використання кварцових модулів у геофізичних дослідженнях, що вимагає підвищення температурної стабільності сенсорів. Важливим аспектом є пошук оптимальних параметрів та адаптація існуючих зрізів ТЧЕ для забезпечення стійкого двочастотного режиму коливань у широкому діапазоні тисків і температур. Розв'язання цієї задачі призвело до спрощення конструкції кварцового модуля та до отримання кращих метрологічних характеристик сенсорів.

2. Було розглянуто елементи конструкції та практичного застосування кварцових сенсорів гідростатичного тиску з дисковим резонатором товщинно-зсувних коливань. Зазначено, що ці сенсори демонструють високу роздільну здатність та короткочасну стабільність коливань. Основними факторами, що забезпечують ці характеристики, є використання прецизійного резонатора та інтеграція пружного перетворювача і п'єзорезонатора в одному моноблоці. Сенсори такого типу мають низький дрейф нуля та малу крутизну перетворення «тиск-частота». Сенсори гідростатичного тиску характеризуються високою складністю конструкції модульного типу та низькою ефективністю у діапазонах малих значень тиску. Проте, вони залишаються незамінними при вирішенні специфічних завдань завдяки високій роздільній здатності, стабільності та перевагам частотної форми представлення вихідного сигналу. Також розглянуто можливі підходи до побудови сенсорів гідростатичного тиску з безконтактним ємнісним керуванням, а також приводяться приклади реалізації



практично робочих конструкцій сенсорів з оптимальними параметрами та характеристиками.

3. Проведено аналіз та класифікацію принципів роботи та конструкцій мембранного сенсора тиску на базі ПРМТ зі змінною ємністю зазору збудження. Зазначено, що підвищення чутливості таких сенсорів у діапазоні низьких тисків досягається за рахунок використання металевих мембран, які є більш «м'якими» порівняно з кварцовими. Запропонована конструкція має принципові переваги у вигляді мінімізації гістерезису та можливості налаштування початкового зазору, що підвищує точність та роздільну здатність сенсора. Проведено моделювання збудження автогенератором та зміна резонансної частоти під дією тиску. Показано, що такий сенсор демонструє практично відсутність гістерезису та має високу точність. Перевагою конструкції є відсутність гістерезису та можливість оптимального налаштування зазору, що підвищує точність та роздільну здатність. Однак складність конструкції та необхідність індивідуального калібрування ускладнює масове виробництво таких сенсорів.