

Всеукраїнський конкурс студентських наукових робіт з природничих,
технічних і гуманітарних наук у 2020/2021 навчальному році

Напрямок: «РАДІОТЕХНІКА»

**Тема: «ТЕРМОКОМПЕНСАЦІЯ КВАРЦОВИХ
ГЕНЕРАТОРІВ БЕЗПОСЕРЕДНІМ ВПЛИВОМ НА
ПЕ'ЗОРЕЗОНАНСНУ СИСТЕМУ»**

Шифр: «ВПЛИВ НАЗУСТРІЧ»

ЗМІСТ

Введення.....	3
1. Температурна нестабільність п'єзокварцових резонаторів.....	5
2. Існуючі засоби покращення температурної стабільності.....	12
кварцових генераторів	
3. Параметри та особливості п'єзрезонансної системи.....	18
з міжелектродним зазором	
4. Температурна компенсація п'єзрезонансної системи.....	24
величиною міжелектродного зазору	
Висновки.....	27
Література.....	28

ВВЕДЕННЯ

Інтенсивний розвиток радіоелектронної компонентної бази, мікро- і наноелектроніки, в даний час обумовлює вимоги до сучасних елементів, які забезпечують стабільність частоти передачі сигналів. В більшості випадків в якості таких елементів застосовуються кварцові генератори, які знаходять широке застосування в самих різних областях техніки, зокрема в пристроях генерування, формування і селекції радіосигналів. у телекомунікаційних і навігаційних системах, в космічній техніці, в системах збору і обробки інформації, в пристроях мобільного зв'язку, мікропроцесорах і так далі

Використання кварцових генераторів в навігаційному устаткуванні і аерокосмічній апаратурі пред'являє до них жорсткі вимоги по стабільності частоти в широкому діапазоні температур, до вагогабаритних показників і рівня енергоспоживання. Від стабільності частоти залежить стійкість і якість радіозв'язку, швидкість і точність визначення координат. Великий вплив на стабільність частоти генераторів має зміна температури навколишнього середовища.

Для ослаблення впливу температури застосовується один з двох способів - термостатування або термокомпенсація, а іноді вони використовуються в комбінації. Термокомпенсовані кварцові генератори помітно поступаються термостатованим по стабільності частоти, проте серйозно перевершують їх по економічності енергоспоживання і швидкості виходу на режим після включення живлення, а також і по вагогабаритним характеристикам. По порівнянню ж з простими кварцовими генераторами (без термокомпенсації), стабільність частоти термокомпенсованих генераторів може бути вище в десятки разів. Володіючи вказаними властивостями, термокомпенсовані генератори стійко займають значну частину ринку п'єзоелектронної продукції.

Суть термокомпенсації полягає в управлінні частотою генератора, при якому дія, що управляє, викликає зміни частоти, протилежні власним температурним змінам частоти резонатора і в ідеалі рівні їм по величині.

Виробництво таких високостабільних генераторів на практиці пов'язане із значними труднощами унаслідок певних чинників. Разом з температурною стабільністю потрібний малий час готовності до роботи, малі габаритні розміри і понижене енергоспоживання. Завдання ускладнюється широким інтервалом робочих температур і вимогами по стійкості генераторів до механічних, кліматичних і спеціальних чинників зовнішнього впливу. Отримані в даний час досягнення в області проектування кварцових генераторів дозволяють реалізувати температурну стабільність частоти $\Delta f / f = \pm 25 \cdot 10^{-6}$.

Роботи по розробці ТКГ з покращеними характеристиками інтенсивно проводяться провідними фірмами – виробниками, та ряд питань до цих пір залишається невирішеним. До них відносяться перехід до цифрової термокомпенсації, немонотонність температурно-частотної характеристики, вплив вигинистих коливань на температурно-динамічну стабільність частоти, збільшення стабільності частоти в широкому інтервалі робочих температур, автоматизація технологічного процесу виготовлення. Все це обумовлює актуальність дослідження та розробки нових принципів термокомпенсації п'єзокварцових коливальних систем.

В представленій роботі запропоновано вирішення питання термокомпенсації кварцового генератора шляхом безпосереднього впливу на п'єзокварцову коливальну систему, зокрема модуляцією міжелектродного зазору. Запропонований метод може бути використаний як у аналогових так і у цифрових системах термокомпенсації з використанням сучасних МЕМС-технологій.

1. ТЕМПЕРАТУРНА НЕСТАБІЛЬНІСТЬ П'ЄЗОКВАРЦОВИХ РЕЗОНАТОРІВ

Відомо, що на резонансну частоту п'єзокварцового резонатора і, внаслідок, робочу частоту пристрою генерації або селекції радіосигналів, побудованого на кварцовому резонаторі, значний вплив має зміна температури п'єзокристалу [3,5,8]. Вплив температури на резонатор здійснюється складно і багатообразно (через теплове розширення матеріалів кристалотримача, електродів, корпусу резонатора, газу усередині корпусу, через теплову залежність різних параметрів кварцу). У першому наближенні відхід резонансної частоти від температури в основному пов'язаний із змінами пружних констант кварцу, зміною частотно-визначального розміру і щільності п'єзоелементу (ПЕ) [5]. Унаслідок анізотропії кварцу значення матеріальних констант (коефіцієнти пружності і жорсткості, п'єзоелектричні модулі і константи, діелектрична проникність, температурні коефіцієнти лінійного розширення, коефіцієнти теплопровідності) залежать від кутів зрізу ПЕ щодо кристалографічних осей і можуть мати різний знак, а залежність частоти від температури в загальному випадку нелінійна. Вибираючи вид коливання ПЕ і його зріз, можна отримати необхідні поєднання значень температурних коефіцієнтів матеріальних констант для зниження температурної чутливості частоти. Стійкість власної частоти резонатора f_0 до дії температури характеризується температурним коефіцієнтом частоти (ТКЧ):

$$TKF = \frac{1}{f_0} \frac{df_0}{dT} \quad (1.1)$$

Чисельно цей коефіцієнт показує величину відносного відхилення частоти кварцового резонатора при його нагріві або охолодженні на один градус. В більшості випадків під цим терміном розуміють середнє значення температурного коефіцієнта в деякому інтервалі температур [9]. Часто ТКЧ використовують для характеристики резонатора, призначеного для застосування в термостатованих генераторах з вказівкою температури

термостатування.

Залежність частоти резонатора f_Q від температури T називається температурно-частотною характеристикою (ТЧХ). Експериментально встановлено [2, 3], що ТЧХ може мати форму квадратичної або кубічної парабол, може бути майже лінійною. Форма залежить від зрізу і вибраного як робочий вигляд коливання. ТЧХ описують степенною функцією [2]:

$$f_Q(T) = f_0 + a_1(T - T_0) + a_2(T - T_0)^2 + a_3(T - T_0)^3 + \dots \quad (1.2)$$

де a_i - коефіцієнти розкладання функції в ряд відповідних порядків; T_0 - деяка вибрана постійна температура, для якої частота рівна значенню f_0 .

Для практики з достатнім ступенем точності ТЧХ може бути апроксимована поліномом третього ступеня [3]:

$$f_Q(T) = f_0 \left[1 + \sum_{n=1}^3 \frac{1}{n!} \frac{\partial^n f}{\partial T^n} (T - T_0)^n \right], \quad (1.3)$$

де $\frac{1}{n!} \frac{\partial^n f}{\partial T^n}$ - температурний коефіцієнт частоти n -порядку.

Відносна зміна частоти від дії зміни температури середовища обчислюється через вираз [5]:

$$\delta_f(T) = \frac{\Delta f_Q(T)}{f_0} = \frac{f_Q(T) - f_0}{f_0}.$$

$$\delta_f(T) = a_{0\theta}(T - T_0) + b_{0\theta}(T - T_0)^2 + c_{0\theta}(T - T_0)^3. \quad (1.4)$$

Вимірюється в одиницях на мільйон (1×10^{-6}) або *ppm*, що зручно для порівняння резонаторів на різні частотні діапазони; $a_{0\theta}$, $b_{0\theta}$, $c_{0\theta}$ - температурні коефіцієнти відповідного прядку (першого, другого чи третього), чисельні значення залежать від орієнтації пластини ПЕ відносно кристалографічної вісі кварцу (на це вказує індекс - θ), виду (моди) коливань, співвідношень розмірів пластини та вибраного значення температури T_0 .

Значення коефіцієнтів $a_{0\theta}$, $b_{0\theta}$, $c_{0\theta}$ залежать від виду коливань кварцової пластини, її орієнтації (відхилення $\Delta\theta$ в хвилинах від куту зрізу $\theta = 35^\circ$), від значення T_0 (25°C) та розраховуються по рівнянням:

$$a_{0\theta} = a_{00} + k_A \Delta\theta;$$

$$b_{0\theta} = b_{00} + k_B \Delta\theta;$$

$$(1.5)$$

$$c_{0\theta} = c_{00} + k_C \Delta\theta;$$

В таблиці 1.1 надані середні значення температурних коефіцієнтів КР найбільш поширених зрізів, які входять в рівняння (1.4), в таблиці 1.2 - значення температурних коефіцієнтів резонаторів АТ- зрізу

Таблиця 1.1 - Середні значення температурних коефіцієнтів КР найбільш поширених зрізів

Коефіцієнт	Розмірність	Зріз				
		АТ	ВТ	ДТ	РТ	ЦТ
$a_{0\theta}$	$10^{-6} / ^\circ C$	0	0	0	0	0
$b_{0\theta}$	$10^{-9} / ^\circ C^2$	0,4	-40	-19	-6,5	-58
$c_{0\theta}$	$10^{-12} / ^\circ C^3$	109,5	-128	75	-2	-151

Таблиця 1.2 - Значення температурних коефіцієнтів резонаторів АТ- зрізу

Коефіцієнт	Значення	Розмірність
a_{00}	0	$10^{-6} / ^\circ C$
b_{00}	0,4	$10^{-9} / ^\circ C^2$
c_{00}	109,5	$10^{-12} / ^\circ C^3$
k_A	-0,086	$10^{-6} / ^\circ C$
k_B	-0,0785	$10^{-9} / ^\circ C^2$
k_C	-0,0334	$10^{-12} / ^\circ C^3$

На підставі рівняння (1.4) на рисунку 1.1 побудовані графіки ТЧХ через температурні коефіцієнти. Значення коефіцієнтів узяті в [9].

Нестабільність частоти, обумовлена зміною температури в межах $-50 \dots +100^\circ C$ для більшості КР з невеликим значенням ТКЧ становить за звичай $(50 \dots 100) \text{ ppm}$ і тільки для деяких типів не перевищує $(5 \dots 50) \text{ ppm}$.

Для незначних інтервалів температур нестабільність частоти може бути незначною – до $0,1 \text{ ppm}$.

На рисунку 1.1 показані ТКЧ кварцових резонаторів АТ – зрізу які відрізняються відхиленням орієнтації куту зрізу від 35° не декілька кутових хвилин $\Delta\theta$ (від $-7'$ до $+10'$).

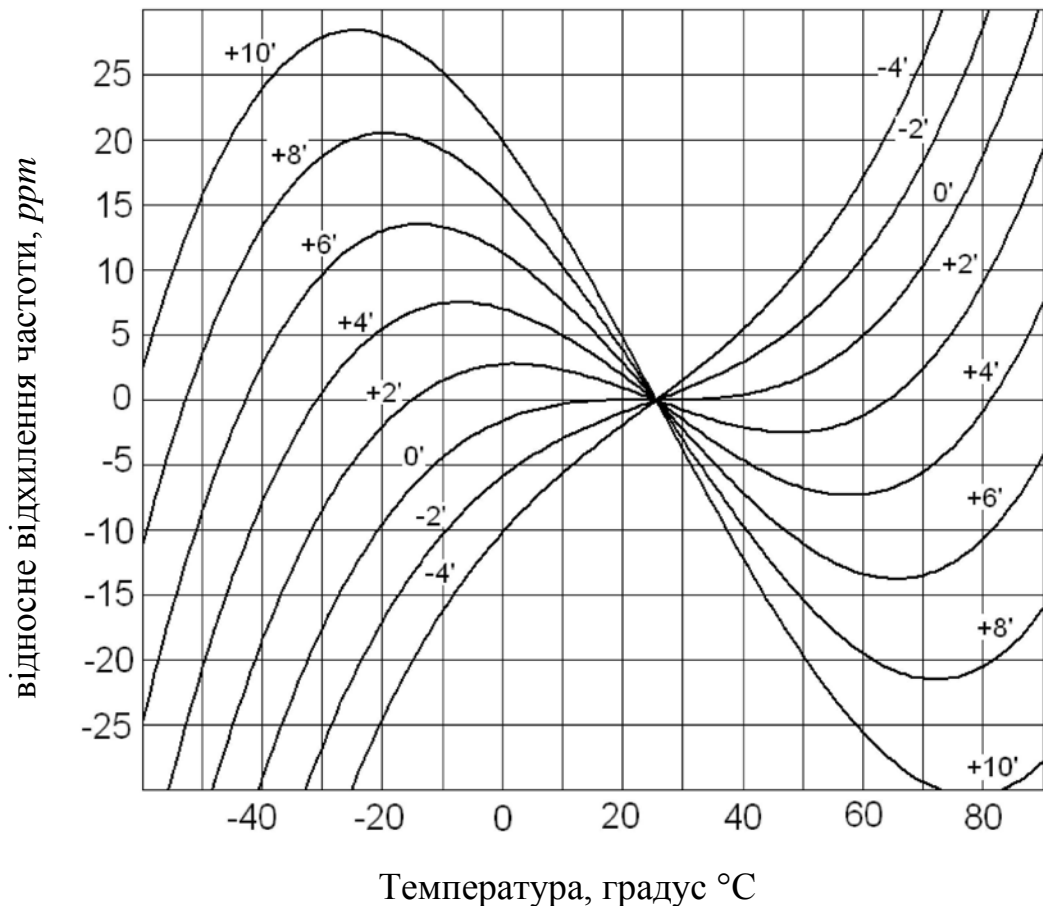


Рисунок 1.1 Температурно-частотні характеристики резонаторів АТ- зрізу $ухл / +35^\circ + \Delta\theta$

Для АТ- резонаторів при зміні кута зрізу відбувається поворот ТЧХ щодо точки перегіну графіка (температура перегіну $\approx 25-27^\circ\text{C}$) і зміна положень точок екстремуму (максимум і мінімум відхилення частоти). Для різних діапазонів робочих температур можна вибрати оптимальний зріз по мінімальному відхиленню частоти. Інтервал температур, на краях якого відхилення частоти по абсолютних значеннях рівні відхиленням частоти в екстремальних точках, є оптимальним для резонатора з вибраною ТЧХ. Наприклад, для діапазону $-40\dots+90^\circ\text{C}$ оптимальним по даному критерію є кут зрізу $ухл / +35^\circ 4'$, а для діапазону $-20\dots+70^\circ\text{C}$ - кут зрізу $ухл / +35^\circ 2'$. У

першому прикладі відхилення не перевищує ± 8 ppm, в другому ± 3 ppm. Неточність орієнтації по куту зрізу (виробничий розкид по куту зрізу вибірки резонаторів) приводить до збільшення максимальних відхилень частоти.

ТЧХ групи ТД- резонаторів ($ухbl / +22...24^\circ / +33,5...35^\circ$), як і ТЧХ АТ-резонаторів, мають два екстремуми, але зміщених в область позитивних температур. Перший екстремум знаходиться вище $+60^\circ\text{C}$, другий ще вище. У зрізів ТД виявлено унікальне поєднання властивостей, зокрема мінімальний температурно-динамічний коефіцієнт частоти, мінімальний інтегральний силовий коефіцієнт частоти, менша крутизна ТЧХ поблизу екстремуму в порівнянні з АТ-зрізом. В даний час двохповоротні ТД- і SC- резонатори широко застосовують в прецизійних термостатованих генераторах. Крутизна нахилу ТЧХ опорної термостабільною С-моди ТД- резонатора поблизу екстремуму не перевищує $0,2$ Гц/°с при частоті С-моди 10 МГц. Крутизна нахилу ТЧХ термочутливою 5- моди ТД- резонатора може мати значення $200...300$ Гц/°с залежно від температури. Така висока чутливість 5- моди до змін температури може використовуватися в датчиках температури. Крім того, динамічний опір ТД- резонатора на частоті 5- моди має менше значення, чим на частоті С- моди при симетрично розташованих на ПЕ електродах. Це створює труднощі в досягненні моночастотності генераторів на ТД- резонаторах.

БТ- резонатори ($ухl / -48^\circ$) мають ТЧХ, близькі до квадратичної параболи (рис. 1.2). Але криві гілок графіка ТЧХ асиметричні. Права гілка має велику крутизну, чим ліва. Зміною кута зрізу положення єдиного екстремуму можна змінювати в широких межах: від негативних температур до $+100^\circ\text{C}$ і вище [2]. БТ- резонатор має велику крутизну відхилення частоти від температури, чим у АТ-резонатора. Але у БТ- резонатора можна забезпечити велику точність положення екстремуму за температурною шкалою із-за меншої чутливості до точності орієнтації пластини резонатора. БТ- резонатор має вище значення частотного коефіцієнта в порівнянні з АТ- і ТД- резонаторами, і при однаковій товщині ПЕ можна отримати вищу резонансну частоту, використовуючи БТ зріз.

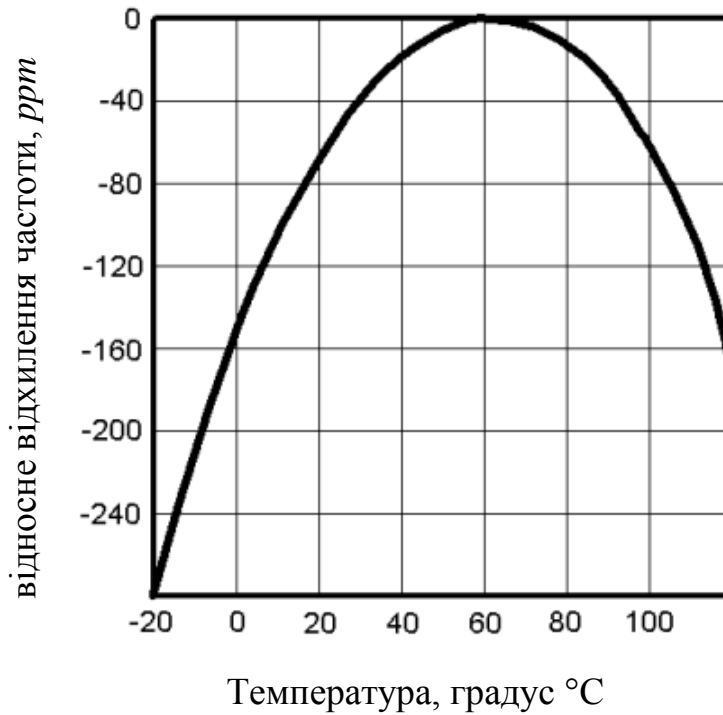


Рисунок 1.2 Температурно-частотна характеристика резонаторів
БТ- зрізу $ухl / -48^\circ$

При розробці радіотехнічних пристроїв, ПР, як елемент електричного кола, описується електричною еквівалентною схемою (ЕЕС), причому найчастіше використовують ЕЕС Butterworth – Van Dyke, показану на рис. 1.3. для одночастотного (а) та багаточастотного (б) режимів [2].

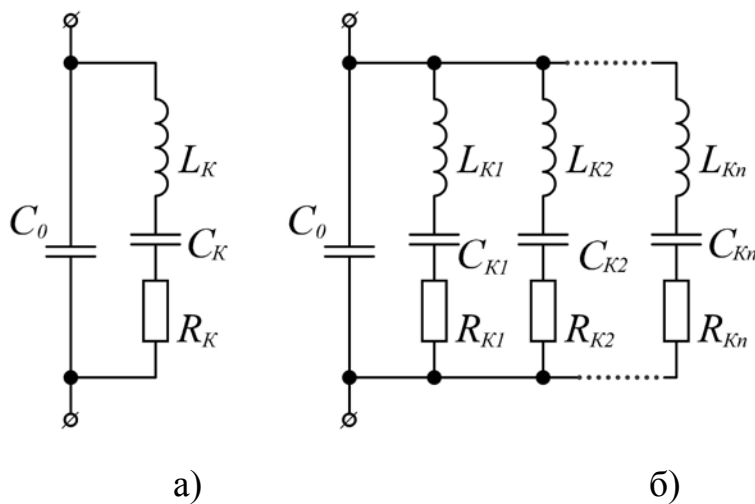


Рисунок 1.3 Електрична еквівалентна схема кварцового резонатора.

У відповідності з представленою ЕЕС ПР визначені частоти послідовного

та паралельного резонансу:

$$f_s = \left(2\pi\sqrt{L_K C_K}\right)^{-1}, \quad f_p = \left(2\pi\sqrt{L_K \frac{C_K C_0}{C_K + C_0}}\right)^{-1}. \quad (1.6)$$

Добротність п'єзорезонансної коливальної системи:

$$Q_K = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}} \cdot \frac{1}{R_K} = \frac{\omega_s L_K}{R_K} = \frac{1}{\omega_s C_K R_K}. \quad (1.7)$$

Зрозуміло, що зміна температури призводить також і до зміни еквівалентних динамічних параметрів ЕЕС КР. При цьому динамічний опір високочастотних товщинно-зсувних КР практично не залежить від температури, а для більшості низькочастотних КР зростає з ростом температур, що обумовлено впливом припоїв, які використовуються для кріплення утримувачів. Температурну залежність опору звичайно характеризують середнім температурним коефіцієнтом (ТКО) [8]:

$$TKO = \frac{R_{K2} - R_{K1}}{(T_2 - T_1)R_{K0}}, \quad (1.8)$$

де R_{K1} та R_{K2} - значення опору в крайніх точках температурного інтервалу T_2 і T_1 відповідно; R_{K0} - опір при нормальній температурі.

Опір КР деяких типів в крайніх точках температурного інтервалу з урахуванням (1.8) змінюється в 3 - 4 рази. Залежність ємності C_0 від температури визначається ТК діелектричної проникності ПЕ і матеріалів корпусу. Для вакуумних КР в скляних корпусах температурна залежність $C_0(T)$ лінійна і має ТКЄ біля $5 \times 10^{-5} 1/^\circ\text{C}$.

Для резонаторів з малим ТКЧ температурні коефіцієнти динамічної ємності C_K та індуктивності L_K протилежні по знаку і близькі по абсолютній величині, що викликає незначні зміни частоти від температури. Однак величини ТК C_K та L_K на 2 - 4 порядку більше ніж ТКЧ. Ця обставина визначає досить значну зміну смуги пропускання кварцових фільтрів та форми ТЧХ КР при зміні величини розладу (тобто відхиленні робочої частоти кварцового генератора від частоти послідовного резонансу КР). Температурні залежності

реактивних динамічних параметрів C_K та L_K досить точно описуються залежностями:

$$C_K = C_{K0} [1 + \alpha_{C1}(T - T_0) + \alpha_{C2}(T - T_0)^2]; \quad (1.8)$$

$$L_K = L_{K0} [1 + \alpha_{L1}(T - T_0) + \alpha_{L2}(T - T_0)^2], \quad (1.9)$$

де L_{K0} , C_{K0} - значення динамічних ємності та індуктивності при температурі $T_0 = 20^\circ\text{C}$. В таблиці 1.3 приведені значення α_{C1} та α_{C2} для резонаторів різних зрізів [6]. Температурний коефіцієнт ємнісного відношення $m = C_0 / C_K$, що викликаний температурною зміною реактивних параметрів КР, складає величину приблизно $3 \times 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ для резонаторів АТ-зрізу та $9,5 \times 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ для резонаторів ВТ - зрізу, що слід врахувати при проектуванні кварцових фільтрів.

Таблиця 1.3 - Температурні коефіцієнти динамічної ємності

Тип зрізу, форма ПЕ	$\alpha_{C1} \cdot 10^4, 1/^\circ\text{C}$	$\alpha_{C2} \cdot 10^7, 1/^\circ\text{C}^2$
АТ, плоскі	+2,4	+2,0
АТ, двояковипуклі	+ 1,3...+2,2	+ 1,0
ВТ, плоскі	- 8,3	- 12,0
РТ, плоскі	+2,7	+2,0
ІТ, плоскі	+4,0	+4,0
ДТ, прямокутні	- 1,0	- 3,0

Таким чином, на підставі співвідношень та довідникових даних, наведених в розділі можливо якісне і кількісне визначення температури на електричні властивості КР.

2. ІСНУЮЧІ ЗАСОБИ ПОКРАЩЕННЯ ТЕМПЕРАТУРНОЇ СТАБІЛЬНОСТІ КВАРЦОВИХ ГЕНЕРАТОРІВ

Для ослаблення впливу температури на п'єзореzonансні елементи радіотехнічних пристроїв застосовується один з двох способів - термостатування або термокомпенсация, а іноді вони використовуються в

комбінації.

Суть термостатування полягає в підтриманні сталої температури в корпусі п'єзорезонатору, що досягається використанням спеціального електронагрівального елемента та замкненої системи автоматичного стабілізації температури. Зрозуміло, що такі системи мають високу температурну стабільність, але значну енергоємність та інерційність, незадовільні ваго-габаритні показники.

Суть термокомпенсації полягає в управлінні частотою пристрою генерації, при якому дія, що управляє п'єзорезонансною коливальною системою, викликає зміни частоти, протилежні власним температурним змінам частоти резонатора і в ідеалі рівні їм по величині.

Термокомпенсовані кварцові генератори помітно поступаються термостатованим по стабільності частоти, проте серйозно перевершують їх по економічності енергоспоживання і швидкості виходу на режим після включення живлення, а також і по ваго-габаритним характеристикам. По порівнянню ж з простими кварцовими генераторами (без термокомпенсації), стабільність частоти термокомпенсованих генераторів може бути вище в десятки разів. Володіючи вказаними властивостями, термокомпенсовані генератори стійко займають значну частину ринку п'єзоелектронної продукції.

Серед способів формування дії управління термокомпенсації можна виділити два основні напрями: дискретний і аналоговий. У першому випадку застосовують термозалежні перемикачів елементів, що входять в пристрій формування функції компенсації, причому властивості самих перемикачів елементів від температури не залежать або залежать незначно. Наочною формою дискретного способу формування функції компенсації є цифрові пристрої термокомпенсації, коли, аналоговий сигнал, що несе інформацію про температуру, піддається дискретизації і квантуванню, а дія управління формується з допомогою ЦАП.

Як приклад, один з варіантів реалізації схеми з цифровою температурною компенсацією приведений на рис. 2.1. Поточне значення температури

кварцового резонатору перетворюється вимірювальним температурним перетворювачем ВК у аналоговий сигнал напруги, який в свою чергу перетворюється у n-розрядний код аналогово-цифровим перетворювачем ADC, оброблюється у мікропроцесорному пристрої CPU, де формується функція термокомпенсації заданого виду, знову перетворюється у аналогову напругу у перетворювачі DAC, яка впливає на ємність варикапу з відомою (врахованою) вольтфарадною характеристикою.

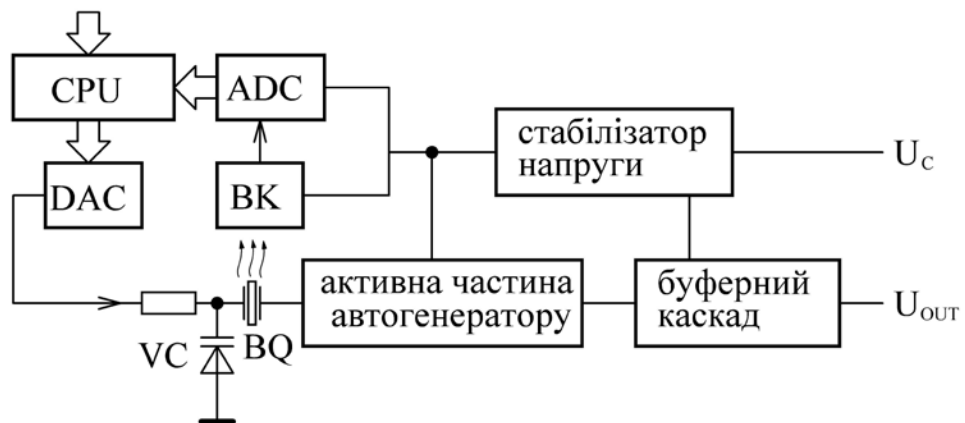


Рисунок 2.1 - Функціональна схема кварцового генератору з цифровою температурною компенсацією

У другому випадку (аналоговий спосіб) формування дії управління відбувається при безперервному перетворенні величини зміни температури. У основі аналогового функціонального перетворення лежить залежність фізичних властивостей елементів пристрою формування дії управління, наприклад, значень ємності, опору, рівня напруги і тому подібне від температури.

Деякі аналогові способи формування впливу компенсації, зокрема на базі термозалежного тиску, властивостей біметалів (біметалічний конденсатор), вплив на режим роботи транзистору автогенератора, в дійсний час практично не використовуються, або використовуються, як допоміжні. Вважається, що вони не в змозі забезпечити сучасний рівень температурної стабільності частоти.

З досить великого числа відомих в даний час способів термокомпенсації

кварцових генераторів ведучими фірмами - виробниками освоєна аналогова компенсація з варикапами як виконавчими елементами управління частотою. Відома вже десятки років, вона не втратила значення до теперішнього часу через наступні достоїнства:

- висока точність компенсації - до $\pm 10^{-6}$ у інтервалі температур $-60...+85^{\circ}\text{C}$;
- достатньо високий термін збереження результатів компенсації протягом тривалого часу - додаткова погрішність $\pm(0,5... 1,5) \times 10^{-6}$ за 15 років;
- відсутність різких переходів частоти усередині інтервалу робочих температур, властивих цифровим методам термокомпенсації.

Спрощена функціональна схема, що ілюструє характерний варіант побудови термокомпенсованого кварцового генератора, приведена на рис. 2.2. Термозалежний потенціометр (ТЗП), що містить три терморезистори і 5-6 підборних резисторів, формує залежну від температури напругу управління, яка через розв'язуючий резистор подається на вхідний до складу автогенератора варикап, включений зазвичай послідовно з кварцовим резонатором.

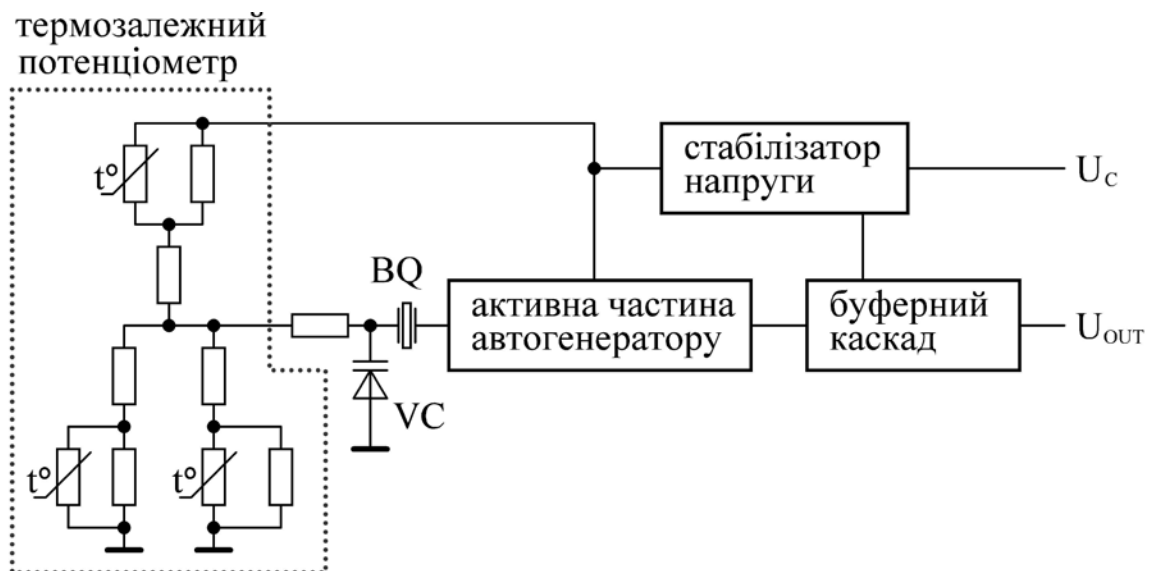


Рисунок 2.2 Функціональна схема термокомпенсованого кварцового генератора

В процесі настройки ТЗП відключений від автогенератора. Вимірюються температурні характеристики опорів реально встановлених в генератор

терморезисторів і температурна характеристика напруги управління забезпечує точну рівність частоти генератора номінальному значенню, а потім комп'ютер розраховує опори підборних резисторів, і вони встановлюються в генератор.

По розглянутій методиці не компенсуються локальні спотворення температурно-частотних характеристик (ТЧХ) кварцових резонаторів типу піків або інших викривлень, при яких мають місце значні зміни частоти на коротких температурних інтервалах.

Існують комбіновані способи термокомпенсації, коли робочий діапазон температур розбивається на декілька піддіапазонів. Для кожного піддіапазону створюються окремі пристрої температурної компенсації частоти. У кожному з пристроїв компенсуюча дія формується аналоговим способом через залежність параметрів вхідних в нього елементів від температури. При зміні температури з переходом межі піддіапазонів здійснюються термозалежні перемикання пристроїв.

До комбінованих або гібридних способів компенсації відноситься варіант, коли груба компенсація здійснюється аналоговим методом, а точна - цифровим.

Для аналогової температурної компенсації КГ широко використовуються термозалежні зміни реактивних опорів ланцюгів, побудованих з використанням конденсаторів і терморезисторів (XR-кола), що підключаються до кварцового резонатора, використовуються термозалежні потенціометри (ТЗП) з керованою ємкістю на варикапі, включеною послідовно з резонатором, а також комбінація вказаних способів.

Аналогові способи термокомпенсації за допомогою XR-кіл і ТЗП детально розглянуті в роботах [2, 3, 12]. На рис. 2.3 показані приклади XR-кіл, вживаних для температурної компенсації резонаторів з ТЧХ, що мають форму параболи з двома (рис. 2.3, а) і одним (рис. 2.3, б) екстремумами, а також показаний один з варіантів ТЗП для температурної компенсації резонатора з нелінійною ТЧХ, що має два екстремуми (рис. 2.3, в). Вільне виведення резонатора ВQ підключають по змінному струму до бази транзистора в схемі ємкісної трьохточки. Що вся підключається до схеми генератора електричний

ланцюг, включаючи резонатор ВQ з варикапом V1, повинен мати індуктивну реакцію на робочій частоті генератора.

Новим аналоговим способом компенсації є застосування складних функціональних аналогових обчислювальних пристроїв (АВУ), що здійснюють перетворення сигналу датчика температури в компенсуючу дію на кварцовий генератор. АВУ можуть застосовуватися у вигляді окремого електронного компоненту з необхідними входами управління для здійснення настройки функції температурної компенсації (інтегральна схема спеціального призначення).

Основна функція АВУ - формування вихідної напруги, що змінюється, пов'язаної із зміною сигналу від датчика температури через статечною поліном, відповідний нелінійності ТЧХ резонатора.

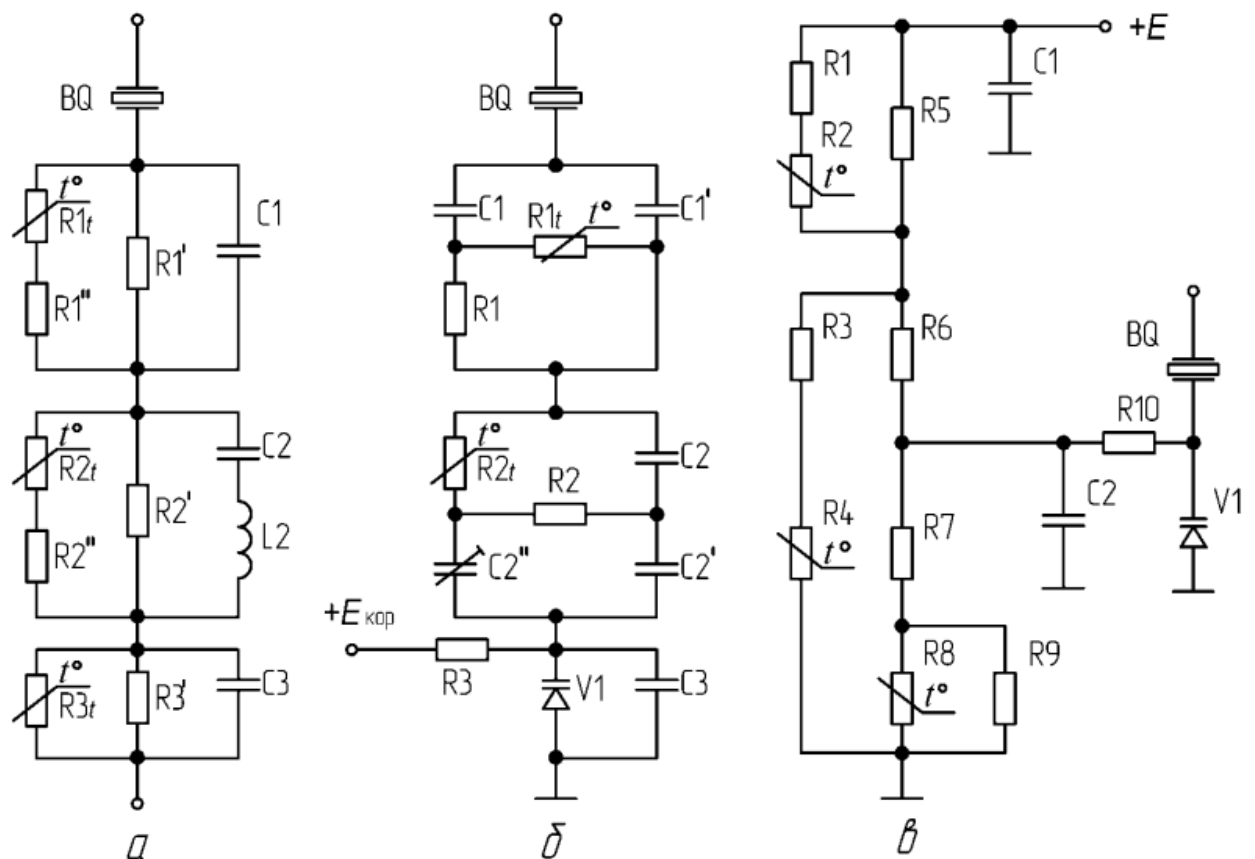


Рисунок 2.3 Приклади термокомпенсуючих пристроїв: а, б- XR-кола; в - термозалежний потенціометр

3 ПАРАМЕТРИ ТА ОСОБЛИВОСТІ П'ЄЗОРЕЗОНАНСНОЇ СИСТЕМИ З МІЖЕЛЕКТРОДНИМ ЗАЗОРОМ

В залежності від функціонального призначення п'єзореzonансної системи зовнішні фактори впливу можливо розглядати як дестабілізуючі, або як інформативні. В розділі 1 роботи розглянутий дестабілізуючий вплив – температуру. Наявність міжелектродного зазору (МЕЗ) у кварцовому резонаторі спочатку розглядалося як дестабілізуючий фактор (середина минулого сторіччя). Тоді при виробництві ПР якісних технологій нанесення електродів на поверхню п'єзокристалу ще не існувало і всі кварцові ПР мали міжелектродний зазор, який був обумовлений недосконалістю поверхні кристалу та електродів та впливав на резонансні частоти. Ці особливості електричної еквівалентної схеми ПР достатньо детально були описані в роботі [4].

Сучасний розвиток інформаційно-вимірювальної техніки обумовив появу та розвиток п'єзореzonансних датчиків (ПРД) – параметричних вимірювальних перетворювачів, в яких резонансна частота відомим чином залежить від зовнішніх впливів, зокрема від наявності міжелектродного зазору між поверхнею кристалу та рухомих електродом. Особливості цих ПРП описані, зокрема, в роботах [1, 7,8,10,11].

В представленій роботі пропонується компенсувати температурну нестабільність ПР безпосереднім впливом на нього – варіацією величини міжелектродного зазору. Для цього слід чітко визначити вплив величини, характеру МЕЗ на резонансні частоти та параметри ЕЕС ПР.

Враховуючи на деякі розбіжності описання процесів у ПРС з МЕЗ зазором в розглянутих джерелах [8], [10] та [14], в даному розділі проведено спробу узагальнення підходу до описання параметрів електричної еквівалентної схеми ПР з МЕЗ.

Особливості роботи ПРС при наявності зазору між поверхнею п'єзокристалу та електродів були детально описані у роботі [4] та знайшли

подальший розвиток в роботах [1,7,8,10,14]. Конструктивна схема, електрична еквівалентна схема ПРС при наявності МЕЗ та її еквівалентне перетворення показані на рисунку 3.1 а – в.

Електрична еквівалентна схема містить стандартну двохрезонансну коливальну систему з динамічним опором R_K , ємністю C_K та індуктивністю L_K , статичною ємністю ПР C_0 , ємністю зазору C_G та ємністю власно пристрою резонатору C_U , яка складається з монтажною та паразитною ємності $C_M + C_{ПАР}$.

Ємність зазору (у разі наявності зазору з обох боків) визначається рівнянням:

$$C_G = \frac{C_{G1}(x_1)C_{G2}(x_2)}{C_{G1}(x_1) + C_{G2}(x_2)}. \quad (3.1)$$

Після перетворення повної ЕЕС ПРС до стандартного вигляду отримуємо параметри перетвореної електричної еквівалентної схеми (рис 3.1 в):

$$L_{KG} = L_K (1 + C_0 / C_G)^2; \quad R_{KG} = R_K (1 + C_0 / C_G)^2;$$

$$C_{KG} = \frac{C_K}{(1 + C_0 / C_G)[(1 + C_0 / C_G) + C_K / C_G]} \approx \frac{C_K}{(1 + C_0 / C_G)^2}; \quad (3.2)$$

$$C_{0G} = \frac{C_0 C_G}{C_0 + C_G} + C_U = C_0 \frac{1}{(1 + C_0 / C_G)} + C_U.$$

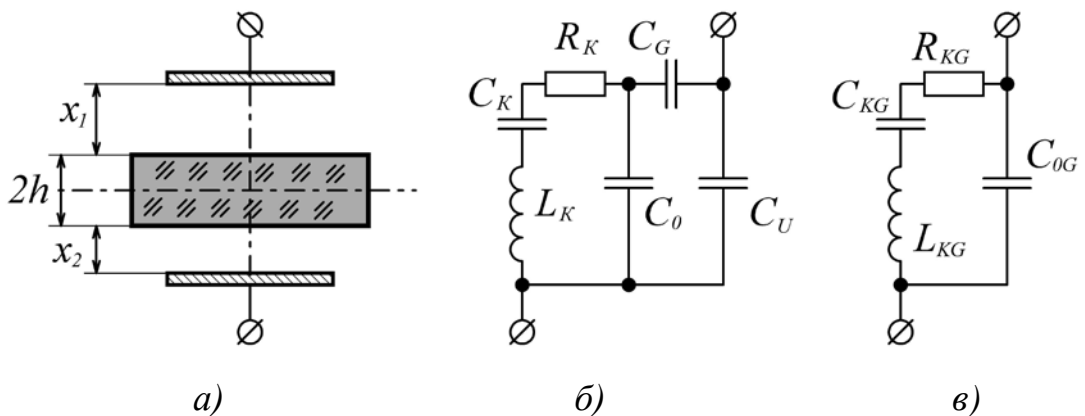


Рисунок 3.1 Загальний вигляд (а), вихідна електрична еквівалентна схема (б) та перетворена електрична еквівалентна схема (в) п'єзрезонансної системи при наявності міжелектродного зазору.

В роботі [8] отриманий вираз для повного комплексного опору п'єзореzonансної системи з зазором:

$$\dot{Z}_{\text{ПР}} = \frac{R_K k_1 + j\omega L_K k_2 - \frac{j}{\omega} k_4}{j\omega C_U \left(R_K (1 + C_0 k_3) + j\omega L_K (1 + C_0 k_3) + j \left(\frac{C_0}{C_U C_K} + \frac{k_5}{\omega} \right) \right)}, \quad (3.3)$$

де коефіцієнти поліномів:

$$k_1 = 1 - \frac{C_0}{C_G}; \quad k_2 = 1 + \frac{C_0}{C_G}; \quad k_3 = \frac{1}{C_G} - \frac{1}{C_U}; \quad k_4 = \frac{1}{C_K} + \frac{1}{C_G} + \frac{C_0}{C_G};$$

$$k_5 = \frac{1}{C_U} - \frac{1}{C_G} - \frac{1}{C_K} - \frac{C_0}{C_K C_G}.$$

На підставі (3.3) отримана залежність частоти послідовного резонансу у ПРС з наявністю МЕЗ [8]:

$$f_s(x) = f_s(0) \sqrt{1 + \frac{m \cdot \varepsilon_{\text{ПЕ}} x}{\varepsilon_{\text{ПЕ}} x + 2h}}, \quad (3.4)$$

де $f_s(0)$ – номінальна частота коливань при відсутності МЕЗ, $x = 0$;

$m = C_K / C_0$ – емнісне відношення;

h – частотовизначальний розмір (товщина) п'єзоелементу;

$\varepsilon_{\text{ПЕ}}$ – діелектрична проникливість матеріалу п'єзоелементу ($\varepsilon_{\text{ПЕ}} = 4, 5 \dots 4, 6$);

x – поточна величина міжелектродного зазору.

Слід зауважити, що в отримане рівняння враховує величину ємності зазору C_G спрощено, як ємність плоского конденсатору з міжелектродним зазором, рівним відстані між поверхнею п'єзокристалу та рухомим електродом. Рівняння не дозволяє враховувати деякі конструктивні особливості виготовлення п'єзоелементу, але дуже зручне при аналізі та розробці ПРД, визначенні їх градуіровочних характеристик, врахуванні нерівномірності МЕЗ (непаралельності поверхні кристалу та рухомого електроду).

Так, при введенні позначення $a = 2h / \varepsilon_{\text{ПЕ}} = N / (f_s \varepsilon_{\text{ПЕ}})$, значення відносної зміни частот при модуляції МЕЗ можливо визначити згідно спрощеному рівнянню:

$$\delta_F(x) = \frac{f_s(x) - f_s(0)}{f_s(0)} \approx \frac{0,5 \cdot m \cdot x}{x + a}. \quad (3.5)$$

Еквівалентний динамічний опір ПР при варіації МЕЗ визначається рівняннями:

$$R_K(x) = R_{K0} (1 + C_0 / C_G)^2 = R_{K0} (1 + x \varepsilon_{\text{ПЕ}} / (2h))^2 \approx R_{K0} (1 + x / a)^2, \quad (3.6)$$

Однак слід зазначити, що частотний коефіцієнт N , який входить в ці рівняння представлений в довідникових джерелах у достатньо великому діапазоні. Так, згідно [6], для лінзових ПР АТ зрізу типу uxl / β^0 , $\beta = 34 \dots 35,5^\circ$ частотний коефіцієнт становить $N = 1680 \dots 2060$ кГц \times мм; для плоских пластин ПР АТ зрізу типу uxl / β^0 , $\beta = 35 \dots 35,5^\circ$ частотний коефіцієнт становить $N = 1670 \dots 15030$ кГц \times мм; для лінзових, плоских ПР БТ зрізу типу uxl / β^0 , $\beta = -48 \dots -50^\circ$ частотний коефіцієнт становить $N = 2550 \dots 2660$ кГц \times мм;

В роботах [10, 14] при визначенні електричних параметрів ПРС враховуються компоненти тензора пружності; п'єзоелектричні коефіцієнти; діелектричні коефіцієнти; щільність матеріалу резонатора; коефіцієнт електромеханічного зв'язку, які визначаються для кожного типу зрізу, куту орієнтації та типу коливань.

Враховуючи результати досліджень, приведені у роботі [10], в подальшому для визначення параметрів ПРС при виконанні термокомпенсації пропонується визначення основних параметрів ПРС з модульованим зазором у відповідності з розрахунковими співвідношеннями, в яких враховується коефіцієнт зміни діелектричної проникливості повітряного зазору та фізичні параметри п'єзокристалу. Для елементів ЕЕС ПР при наявності МЕЗ діють наступні співвідношення.

Статична ємкість ПР:

$$C_0 = S_{el} \frac{\varepsilon_{22}\varepsilon_0}{2h\varepsilon_0 + \varepsilon_{22}x}. \quad (3.7)$$

Динамічна ємкість ПР:

$$C_K(x) = \frac{16S_{el}e_{26}^2\varepsilon_0^2h}{\pi^2\bar{c}_{66}} \left(\frac{1}{2\varepsilon_0h + \varepsilon_{22}x} \right)^2. \quad (3.8)$$

Динамічний опір ПР:

$$R_K = \frac{1}{2h} \frac{\eta_s\pi^2}{8S_{el}\varepsilon_0^2e_{26}^2} (\varepsilon_0 2h + \varepsilon_{22}x)^2. \quad (3.9)$$

Динамічна індуктивність ПР:

$$L_K(x) = \frac{h\rho}{S_{el}\varepsilon_0^2e_{26}^2} (2\varepsilon_0h + \varepsilon_{22}x)^2. \quad (3.10)$$

В представлених рівняннях: S_{el} - площа електродів (вважається рівність площі рухомого та нерухомого електроду); $c_{\lambda\mu}$ - компоненти тензора пружності; $e_{i\lambda}$ - п'єзоелектричні коефіцієнти; ε_{ij} - діелектричні коефіцієнти; ρ - щільність матеріалу резонатора; $k_{26}^2 = e_{26}^2 / \bar{c}_{66}\varepsilon_{22}^s$ - коефіцієнт електромеханічного зв'язку; $h_s = 0,3 \times 10^{-3}$ Нм⁻²с - величина внутрішнього тертя кристалічного елемента; $\bar{c}_{66} = c_{66} + e_{26}^2 / \varepsilon_{22}$, $\rho = 2649$ кг/м³, $\varepsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ Ф/м.

Для частоти послідовного резонансу отримане рівняння:

$$f_s(x) = f_{s0}(k_1 + x) / (k_2 + x), \quad (3.11)$$

де сталі коефіцієнти $k_1 = 2h \frac{\varepsilon_0\pi^2 - 4\varepsilon_0k_{26}^2}{\pi^2\varepsilon_{22}}$, $k_2 = 2h \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_{22}}$;

$f_{s0} = \frac{1}{2(2h)} \sqrt{\frac{\bar{c}_{66}}{\rho}}$ - базове значення частоти послідовного резонансу ПР.

Аналогічне співвідношення представлено в роботі [14].

$$f_s(x) = \frac{1}{2(2h)} \sqrt{\frac{\bar{c}_{66}}{\rho}} \left(1 + \frac{1}{2}k_{26}^2 - \frac{4k_{26}^2}{\pi^2d_0} \right), \quad (3.12)$$

де $d_0 = 1 + \frac{\varepsilon_{22}x}{2\varepsilon_0h}$ - коефіцієнт, який враховує зміну діелектричної

проникності МЕЗ.

Визначимо рівняння для відносної зміни частоти при модуляції МЕЗ.

Враховуючи, що $f_s(x) = f_{s0} \left(1 + \frac{1}{2}k_{26}^2 - \frac{4k_{26}^2}{\pi^2 d_0} \right) = f_{s0} + \Delta f_x$, рівняння для

відносної зміни частоти має вигляд:

$$\delta_F(x) = \frac{f_s(x) - f_s(0)}{f_s(0)} = \frac{1}{2}k_{26}^2 - \frac{4k_{26}^2}{\pi^2 d_0},$$

або після перетворень:

$$\delta_F(x) = \frac{k_{26}^2}{2} \left(1 - \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\varepsilon_0 2h}{\varepsilon_0 2h + \varepsilon_{22}x} \right). \quad (3.13)$$

Для подальших розрахунків та досліджень використані чисельні значення коефіцієнтів для ПР з кристалом АТ-зрізу з частотним коефіцієнтом $N = 1661$ $\text{кГц} \times \text{мм}$, товщиною кристалу $2h = 1,661 \cdot 10^{-4}$ м, частотою послідовного резонансу $f_{s0} = 10$ МГц, $c_{66} = 39,88 \times 10^9$ Н/м²; $e_{26} = -0,171$ Кл/м²; $\varepsilon_{22} = 39,21 \times 10^{-12}$ Кл/В·м.; модифікований пружний коефіцієнт $\bar{c}_{66} = c_{66}^E + e_{26}^2 / \varepsilon_{22}^S = 40,626 \cdot 10^9$ Н / м²; щільність п'єзокристалу $\rho = 2649$ кг × м⁻³; коефіцієнт електромеханічного зв'язку $k_{26}^2 = 0,0184$; діелектрична проникливість матеріалу п'єзоелементу $\varepsilon_{\text{ПЕ}} = 4,5 \dots 4,6$; площа рухомого електроду $S_{el} = 2,827 \times 10^{-5}$ м², ємнісне відношення $m = 6,29 \times 10^{-3}$; допоміжний коефіцієнт $a = 0,03691$ мм.

При розрахунку величини відносної зміни частоти для такого ПР при наявності МЕЗ величиною $x = 2$ мкм по рівнянням (3.5) та (3.13) отримані практично однакові значення $\delta_F(x) \approx 16$ ppm з розбіжністю, що не перевищує 5%. Згідно рекомендаціям, наданим в [8], рівняння (3.5) підлягає уточненню для випадків мікро- та макро-зазору, даний режим залежить від значення співвідношення x / h .

Таким чином, з достатньою точністю, при подальшому визначенні впливу

для термокомпенсації можливе використання рівнянь (3.5) та (3.13) з врахуванням конкретних параметрів ПР та необхідного значення відносної зміни частоти.

4. ТЕМПЕРАТУРНА КОМПЕНСАЦІЯ П'ЄЗОРЕЗОНАНСНОЇ СИСТЕМИ ВЕЛИЧИНОЮ МІЖЕЛЕКТРОДОГО ЗАЗОРУ

В даному розділі запропоновано достатньо простий метод температурної компенсації ТЧХ п'єзокварцових резонаторів, придатний у невеликих діапазонах позитивних температур, який використовує вплив міжелектродного зазору на резонансну частоту п'єзореzonатора.

Як було показано в розділі 2, найбільш розповсюдженим технічним рішенням реалізації термокомпенсації кварцових генераторів є вмикання послідовно з резонатором керованої напівпровідникової ємності (варикапу). Величина ємності впливу C_Y на резонансну частоту в загальному випадку визначається рівнянням:

$$C_Y = \frac{C_K}{\delta_f (\delta_f + 2)} - C_0, \quad (4.1)$$

де δ_f - величина необхідного відносного змінювання частоти (компенсації температурного впливу), C_K , C_0 – параметри ЕЕС ПР.

Формування закону змінювання C_Y проводиться спеціальним пристроєм (аналоговим або цифровим), в склад якого входять термочутливі елементи.

Так, наприклад, для отримання рівня відносної перебудови частоти $\delta_f = \pm 14 \text{ ppm}$ для КР з резонансною частотою $f_s = 20 \text{ МГц}$ ємність впливу повинна змінюватися в межах 19,12 ... 20,94 пФ.

Слід зауважити, що і сам варикап є термочутливим елементом (наявність температурного коефіцієнта ємності), крім того, наявність напівпровідникової ємності в колі п'єзореzonансної коливальної системи обумовлює зростання фазових шумів у вихідному сигналі генератора.

Уникнути цих недоліків дозволяє безпосередній вплив на п'єзореzonансну систему – модуляція міжелектродного зазору під дією термочутливого електромеханічного перетворювача. Можливість такого рішення теоретично обґрунтована в роботах [1,7].

В найпростішому випадку термокомпенсований п'єзореzonатор (рис. 4.1) має один нерухомий, один рухомий електрод, розташування якого над поверхнею п'єзокристалу (розмір x_s) визначає термочутливий елемент (перетворювач «температура - розмір»). Позиціонування електроду здійснюється у відповідність з законом ТЧХ ПР з зворотним знаком. Реалізувати такий перетворювач можливо сучасними технологіями МЕМС, причому це дозволяє використовувати як аналогові так і цифрові методи формування функції впливу термокомпенсації.

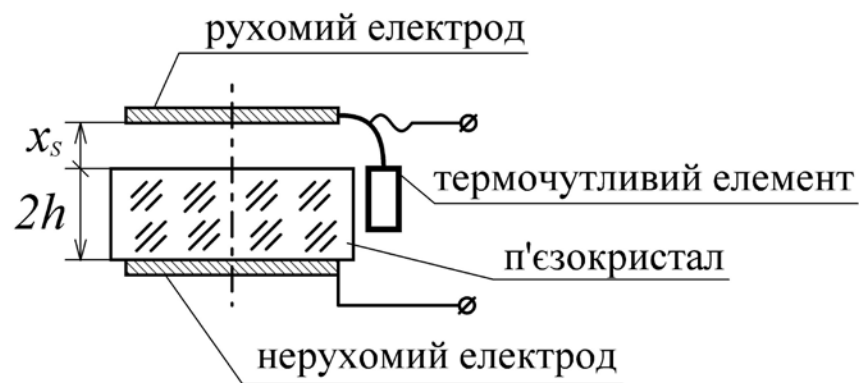


Рисунок 4.1 Устрій термокомпенсованого п'єзореzonатора

Функцію формування величини міжелектродного зазору визначено на підставі рівнянь (1.4), (3.5) та (3.13). На підставі залежності відносної перебудови частоти від величини зазору, наведеної у розділі 1 та апроксимованої ТЧХ третього порядку, наведеною у [9], отримані залежності величини міжелектродного зазору x_s від перевищення температури п'єзокристалу товщиною $2h$ над деякою базовою температурою ΔT . При використанні спрощеного співвідношення (3.5):

$$x_s = -\frac{2h(a_{0\theta}(\Delta T) + b_{0\theta}(\Delta T)^2 + c_{0\theta}(\Delta T)^3)}{\varepsilon_{\text{ПЕ}}(a_{0\theta}(\Delta T) + b_{0\theta}(\Delta T)^2 + c_{0\theta}(\Delta T)^3 - 0,5 \cdot m)}. \quad (4.1)$$

При використанні рівняння (3.13) отримано рівняння:

$$x_s = \frac{8k_{26}^2 \varepsilon_0 h}{\pi^2 \varepsilon_{22} (1 + 0,5k_{26}^2 - a_{0\theta} \Delta T + b_{0\theta} (\Delta T)^2 + c_{0\theta} (\Delta T)^3)} - \frac{2\varepsilon_0 h}{\varepsilon_{22}}, \quad (4.2)$$

k_{26}^2 - коефіцієнт електромеханічного зв'язку; ε_{22} - діелектрична постійна п'єзокристалічного елемента; $\varepsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ Ф / м.}$; $a_{0\theta}$, $b_{0\theta}$, $c_{0\theta}$ - температурні коефіцієнти п'єзокристалічного елемента.

Отримані рівняння дозволяють визначити потрібний закон установаження положення рухомого електроду у просторі над поверхнею п'єзокристалу з врахуванням типу п'єзокристалу, його властивостей та типу коливань. Це, в свою чергу, визначає вимоги до термочутливого елемента та дає підстави для конструктивної розробки термокомпенсованої резонансної системи.

ВИСНОВКИ

Проведений в роботі аналіз існуючих методів підвищення температурної стабільності радіотехнічних пристроїв генерації сигналів з кварцовою стабілізацією частоти підтверджує доцільність розробки та дослідження нових способів термокомпенсації кварцових генераторів. Один з перспективних напрямків розробки таких пристроїв – безпосередній вплив на п'єзореzonансну коливальну систему, який дозволяє запобігти введення в схему зайвих елементів, підвищити енергоефективність, знизити рівень фазових шумів.

Проведений в роботі аналіз температурного впливу на п'єзореzonатори різних типів та розглянуті особливості електричних параметрів п'єзореzonансних коливальних систем з міжелектродним зазором дають теоретичне підґрунтя для визначення функції формування величини міжелектродного зазору, тобто впливу термокомпенсації на п'єзореzonансну коливальну систему.

Запропоновані в роботі загальні методи визначення співвідношень для параметрів керованої п'єзореzonансної системи дозволяють вирішити питання врахування та термокомпенсації змінювання параметрів елементів електричної еквівалентної схеми п'єзореzonансної системи одночасним впливом на декілька компонентів схеми та може бути використано в подальшому конструюванні більш складних та точних систем термокомпенсації.

Отримані рівняння дають можливість провести подальше математичне моделювання та чисельні розрахунки для конкретних типів п'єзореzonаторів, видів схем генераторів, режимів роботи пристроїв генерації сигналів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Акулиничев А.А. Кварцевый частотный модулятор с подвижным микроэлектродом управляемой геометрии] / А. А. Акулиничев // Радиоелектронні і комп'ютерні системи – Харків: Нац. аерокосм. ун-т «Харк. авіац. ін.-т», 2011. – №1(49). – С. 22 – 28.
2. Альтшуллер Г. Б. Управление частотой кварцевых генераторов / Г.Б. Альтшуллер. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: «Связь», 1975. - 304 с.
3. Альтшуллер Г.Б. Кварцевая стабилизация частоты / Г.Б. Альтшуллер. – М. : Связь, 1974. – 272 с.
4. Горошковский Я. Генерирование высокочастотных колебаний и стабилизация частоты. Перевод с польского / Я. Горошковский: М.: Издательство иностранной литературы, 1953. – 363 с.
5. Зеленка И. Пьезоэлектрические резонаторы на объемных и поверхностных акустических волнах: Материалы, технология, конструкции, применение/ Пер. с чешск.- М.: Мир, 1990.- 584 с.
6. Колпаков Ф.Ф. П'езорезонансні пристрої. Фізичні принципи роботи, основні параметри та характеристики / Ф.Ф. Колпаков, С.К. Підченко. – Консп. лекцій з курсу “Радіопередавальні пристрої”. - Хмельницький: ТУП, – 2003. - с.
7. Колпаков Ф.Ф. Пьезорезонансные механотроны в измерениях параметров сердечно-сосудистой системы человека / Ф.Ф. Колпаков, С.К. Підченко, А.А. Таранчук, А.Е. Опольская // Радиоелектронні і комп'ютерні системи. – Х. : Нац. аерокосм. ун-т ім. М.Є. Жуковського «Харк. авіац. ін.-т», 2009. – №2(36). – С. 60-71.
8. Колпаков Ф.Ф. Микроэлектромеханические устройства в радиотехнике и системах телекоммуникаций /Ф.Ф. Колпаков, Н.Г. Борзяк, В.И. Картунов. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аерокосм. ун-т «Харьк. авіац. ін.-т», 2006. – 82 с.
9. Пьезоэлектрические резонаторы: Справочник / [В.Г. Андросова, Е.Г. Бронникова, А.М. Васильев и др.] , под ред. П.Е. Кандыбы и П.Г. Позднякова. – М. : Радио и связь, 1992. – 392 с.
10. Савченко В.М. Параметри електричної схеми Batterworth – Van Dyke п'езоелемента з міжелектродним зазором і однобічним масонавантаженням / В.М. Савченко, С.В. Хуторненко // Системи озброєння і військова техніка. – Х. : Харк. ун-т повітр. сил ім. Івана Кожедуба, 2008. – №2(14). – С. 104 – 107.

11. Таранчук А.А. Математическая модель многочастотной пьезорезонансной колебательной системы с внешним ёмкостным МЭМС управлением / А.А. Таранчук, С.К. Пидченко, Р.П. Хоптинский // Електротехнічні та радіотехнічні вимірювання. Вимірювальна та Обчислювальна Техніка в Технологічних Процесах № 2' 2015 – Хмельницький: ТУП, 2015. – №2. С. 68 – 73.
12. Хоменко И.В. Кварцевые резонаторы и генераторы: учебное пособие / И.В. Хоменко, А.В. Косых; Минобрнауки России, ОмГТУ. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2018. – 160 с.
13. IEEE Standard on Piezoelectricity : IEEE/ANSI 176–1987. – [Withdrawn]. Standards Committee of the IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control Society, USA. – 1988. – 176 p.
14. Yang Z. Thickness-shear Vibration of Rotated Y-cut Quartz Plates with Unattached Electrodes and Asymmetric Air Gaps / Z. Yang, S. Guo, Y. Hu, J. Yang // Philosophical Magazine Letters. – 2009. – Vol. 89, No.5. – pp. 313–321.