

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

ДИПЛОМНА РОБОТА

Другий (Магістерський)

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

на тему Метод компенсації термодинамічної складової нестійкості частоти кварцових резонаторів

ДРТР. 022184.01.01.ПЗ

Виконав: студент 2 курсу, група ТР_с-22-1


підпис

Юрій ДУДАР
Ім'я, прізвище

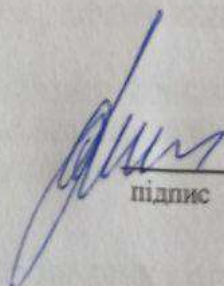
Керівник: д-р техн. наук, проф.


підпис

Сергій ПІДЧЕНКО
Ім'я, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.


підпис

Сергій ПІДЧЕНКО
Ім'я, прізвище

12 12 2023 р.

Хмельницький, 2023

Хмельницький національний університет

Факультет інформаційних технологій
Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій
Освітній рівень другий (магістерський)
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
Освітня-професійна програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав. кафедрою Сергій ПІДЧЕНКО

« 1 » 09 2023р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

Дудару Юрію Михайловичу

1 Тема роботи: Метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів

керівник роботи Підченко Сергій Костянтинівич, д-р техн. наук, професор

Затверджено наказом по університету від « 15 » серпня 2023р. № 30

2 Строк подання студентом роботи на кафедру: 09.12 .2023р.

3 Вихідні дані (характеристика об'єкта, умов дослідження та ін.)

Мета роботи: підвищення стабільності вихідної частоти кварцових генераторів за рахунок застосування методу компенсації термодинамічного впливу середовища.

Об'єкт дослідження: процес компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцового резонатора

Предмет дослідження: є метод цифрової компенсації термодинамічної складової нестабільності частини кварцового резонатора за рахунок використання двочастотного режиму збудження з виділенням різницевої частоти, яка пропорційна температурі резонатора.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, що їх належить розробити):

1. Огляд основних технічних характеристик, особливостей застосування та факторів дестабілізування кварцових резонаторів.

2. Математична модель термодинамічного компенсатора нестабільності частоти кварцових резонаторів.

3. Розробка методу цифрової компенсації нестабільності частоти кварцових резонаторів.

4. Розробка компенсатора термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів на базі синтезатора частоти прямого цифрового синтезу

Завдання отримав _____

Науковий керівник _____



АНОТАЦІЯ

Тема дипломної роботи: «Метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів»

Автор роботи: Дудар Юрій Михайлович

Керівник роботи: д-р техн. наук, проф. Підченко Сергій Костянтинівич

Пояснювальна записка: 81 сторінка (без додатків), 34 рисунки, 4 таблиці, 21 джерело посилання, 3 додатки.

Графічна частина: 15 презентаційних слайдів.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: кварцовий резонатор, термокомпенсація, синтезатор частоти, нестабільність частоти

Мета роботи: підвищення стабільності вихідної частоти КГ за рахунок застосування методу компенсації термодинамічного впливу середовища.

Об'єкт дослідження: процес компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцового резонатора

Предмет дослідження: метод цифрової компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцового резонатора за рахунок використання двочастотного режиму збудження з виділенням різницевої частоти, яка пропорційна температурі резонатора.

В першому розділі магістерського дослідження було проведено аналіз існуючих методів за засобів компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти КГ з урахуванням основних технічних характеристик КР та схем їх включення; аналіз та порівняння факторів впливу середовища на відхилення частоти КГ з позиції інформативності та усунення аналіз типових температурних залежностей КР, що представлені у формі ТЧХ як поліном 3-го порядку; обрана стратегія розробки функціонального термокомпенсатора з виділенням інформації про об'єкт – вимірювального перетворювача; сформульовано основні задачі дослідження.

В другому розділі розроблена формалізована математична модель термокомпенсованого кварцового генератора; проведено розрахунок схеми термокомпенсованого кварцового генераторів на базі схеми ємнісної триточки; розраховано та досліджено температурно-частотні характеристики резонаторів АТ-, БТ- і ТД-зрізів в залежності від зміщення кута зрізу та його впливу на форму кривої ТЧХ.

В третьому розділі проведена апроксимація усередненої температурно-частотної характеристики п'яти кварцових резонаторів із однієї партії, та показано, що для них відхилення частоти не перевищує 3 ppm за абсолютною величиною; виконана апроксимація поліномом третьої степені та розраховано відповідні коефіцієнти температурно-частотної характеристики кварцового резонатор з типом зрізу SC на двох його основних частотах (перша та третя гармоніки); розроблена структурна схема системи компенсації нестабільності частоти кварцового резонатора на базі двочастотного генератора; розроблена імітаційна модель системи компенсації температурної нестабільності частоти кварцового генератора із ідентифікацією температури, до складу якої входить модель двочастотного кварцового генератора, модель змішувача та лічильника для виділення сигналу різницевої частоти та вимірювання його значення відповідно; запропонована схема компенсації та імітаційна модель компенсатора на базі DDS синтезатора частоти із цифровим керуванням.

В четвертому розділі проведено огляд методі синтезу частоти для побудови на їхній базі термокомпенсованого кварцового генератора; дослідження методу прямого цифрового синтезу (DDS) та актуальної елементної бази для побудови цифрового термокомпенсатора; розроблено макетний зразок цифрового генератора частоти на базі DDS-синтезатора; проведено імітаційне моделювання термокомпенсатора нестабільності частоти в середовищі Matlab/Simulink.

ЗМІСТ

Вступ.....	8
1 Огляд основних технічних характеристик, особливостей застосування та факторів дестабілізування кварцових резонаторів.....	11
1.1 Застосування кварцових резонаторів в сучасних радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікацій.....	11
1.1.1 Загальні характеристики кварцових резонаторів.....	11
1.1.2 Класифікація кварцових генераторів та їхніх схем.....	20
1.2 Класифікація дестабілізуючих факторів впливу на стабільність частоти кварцових резонаторів.....	27
1.3 Термодинамічна складова нестабільності частоти та методи її компенсації.....	29
1.4 Постановка задачі дослідження.....	32
Висновки до першого розділу.....	33
2 Математична модель термодинамічного компенсатора нестабільності частоти кварцових резонаторів.....	34
2.1 Формалізована модель термокомпенсатора.....	34
2.2 Розрахунок термокомпенсованих кварцових генераторів.....	37
2.3 Розрахунок температурно-частотних характеристик.....	42
Висновки до другого розділу.....	50
3 Розробка методу цифрової компенсації нестабільності частоти кварцових резонаторів.....	51
3.1 Апроксимація та усереднення температурно-частотних характеристик кварцових резонаторів.....	51
3.2 Моделювання двочастотного кварцового генератора з ідентифікацією температури.....	58

3.3 Розробка моделі компенсатора температурної нестабільності частоти.....	63
Висновки до третього розділу.....	65
4 Розробка компенсатора термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів на базі синтезатора частоти прямого цифрового синтезу.....	66
4.1 Вибір та обґрунтування методу синтезу частоти та алгоритму цифрової термокомпенсації.....	66
4.2 Розробка макету програмованого генератора частоти на базі DDS.....	73
4.3 Імітаційне моделювання термокомпенсатора, візуалізація та аналіз результатів.....	76
Висновки до четвертого розділу.....	78
ВИСНОВКИ.....	79
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	80
ДОДАТОК А – Тези доповіді до XIV Всеукраїнської науково-практичної конференції «Актуальні проблеми комп’ютерних наук (АПКН – 2023)».....	83
ДОДАТОК Б – Технічні характеристики (Datasheet) DDS-синтезатора AD9850.....	91
ДОДАТОК В – Програмний код для макету DDS-генератора керованого Arduino.....	99

ВСТУП

Кварцові резонатори (КР) отримали широкого застосування в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікацій завдяки їхнім характеристикам щодо стабільності частоти, точності, терміну безвідмовної роботи, а також невеликим габаритам та масі. Дійсно, генератори опорних коливань, що основані на КР – кварцові генератори (КГ) – дозволяють забезпечити високу стабільність частоти коливань опорного сигналу, а також низький рівень спотворень та власних шумів, що особливо актуально в телекомунікаційних пристроях передачі інформації. Для таких систем та пристроїв будь-який зовнішній вплив на КР (температурний, вібраційний, електромагнітний, спричинений старінням тощо) є дестабілізуючим фактором, що є причиною нестабільності частоти і наслідки якого необхідно мінімізувати повністю або частково. З іншого боку, у вимірювальній техніці КР може використовуватись як чутливий елемент, в такому разі фактори зовнішнього впливу несуть інформативний характер, а девіація частоти сигналу КГ несе інформацію про об'єкт вимірювання для подальшого оброблення вимірювальним перетворювачем.

Актуальність роботи обумовлена технологічною проблемою забезпечення параметричної інваріантності КР в аспекті компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти. В даному дослідженні розглядається термодинамічний (температурний) вплив зовнішнього середовища на КР, який використовується в якості опорного джерела гармонічних коливань для радіотехнічних пристроїв та мікропроцесорних систем, а також метод компенсації нестабільності частоти коливання за рахунок використання двочастотного режиму збудження КР.

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є підвищення стабільності вихідної частоти КГ за рахунок застосування методу компенсації термодинамічного впливу середовища.

Для досягнення поставленої мети в роботі сформульовано та вирішено такі **задачі**:

1) огляд існуючих методів та засобів підвищення стабільності частоти КР шляхом компенсації термодинамічної нестабільності; аналіз вітчизняних та закордонних літературних джерел та наукових публікацій згідно даної тематики;

2) розробка математичної моделі та удосконалення методу термокомпенсатора нестабільності частоти КР за рахунок використання двочастотного режиму збудження резонатора та усередненої ТЧХ;

3) валідація моделі шляхом імітаційного моделювання термокомпенсатора в середовищі Matlab/Simulink;

4) розробка макетного зразка синтезатора частоти для схеми термокомпенсатора.

5) імітаційне моделювання роботи термокомпенсатора та оцінка його ефективності.

Об'єктом дослідження є процес компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцового резонатора

Предметом дослідження є метод цифрової компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцового резонатора за рахунок використання двочастотного режиму збудження з виділенням різницевої частоти, яка пропорційна температурі резонатора.

Для вирішення поставлених задач були використані такі **методи дослідження**: методи математичного аналізу, чисельні методи, методи комп'ютерного та імітаційного моделювання, методи теорії електричних кіл та сигналів, методи алгоритмізації та програмування.

Наукова новизна отриманих результатів: набув подальшого розвитку метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів; в основі методу лежить використання двочастотного режиму збудження резонатора з виділенням різницевої частоти, яка пропорційна температурі резонатора; показана доцільність застосування методу шляхом імітаційного моделювання (Matlab/Simulink).

Практичне значення отриманих результатів:

- проведено аналіз та апроксимацію температурно-частотних характеристик кварцових резонаторів зі зрізами AT та SC;
- розроблена імітаційна модель двочастотного кварцового генератора, яка використовує поліноміальну термодинамічну модель температурної характеристики резонатора;
- розроблена імітаційна модель компенсатора термодинамічної складової нестабільності частоти кварцового генератора, який працює в двочастотному режимі;
- розроблено макет багатофункціонального DDS-генератора з мікропроцесорним керуванням та індикацією.

Апробацією результатів дослідження є підготовлені тези доповіді згідно теми дослідження на XIV Всеукраїнську науково-практичну конференцію «Актуальні проблеми комп'ютерних наук (АПКН – 2023)», м. Хмельницький, ХНУ, 17-18 листопада 2023.

1 ОГЛЯД ОСНОВНИХ ТЕХНІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК, ОСОБЛИВОСТЕЙ ЗАСТОСУВАННЯ ТА ФАКТОРІВ ДЕСТАБІЛІЗУВАННЯ КВАРЦОВИХ РЕЗОНАТОРІВ

1.1 Застосування кварцових резонаторів в сучасних радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікацій

1.1.1 Загальні характеристики кварцових резонаторів

Кварцовий резонатор (КР) є електромеханічним пристроєм, основою якого є п'єзоелектричний елемент (ПЕ), виготовлений з кристалів кварцу (кристал двоокису кремнію) [1-2]. Кристали мають три кристалографічні осі, вздовж яких електричні властивості кварцу однакові:

x – електрична,

y – механічна,

z – оптична.

Кристалом кварцу притаманна властивість прямого п'єзоефекту (виникнення зарядів під впливом механічного напруження) і зворотного п'єзоефекту (виникнення механічних напружень при електричній поляризації) [2].

Резонатор складається з п'єзоелемента, кварцового тримача та корпусу; п'єзоелемент складається з кристалічного елемента та електродів. Кристалічні елементи, виготовлені з кристалів кварцу, можуть мати форму прямокутного бруска, прямокутної або квадратної пластини, круглої плоскої або лінзової пластини. Кристалічний п'єзоелемент може виконувати різні механічні коливання, які визначаються характером руху його елементарних частинок. Розрізняють механічні коливання [3]:

- зсуву по контуру,
- зсуву по товщині,
- нахилу,
- згину,
- кручення,
- стиснення-розтягування.

Ці коливання можуть відбуватися як на основній частоті (коливання першого порядку) – у цьому випадку в напрямку коливань укладається половина хвилі, так і на вищих гармоніках (коливання n -го порядку) – у цьому випадку в напрямку коливань укладається півхвилі. В резонаторах з коливаннями зсуву по товщині, які найчастіше застосовуються в стабільних КГ, можна використовувати коливання тільки непарних порядків. Вигляд та порядок коливань п'єзоелемента визначають параметри резонаторів [3]. Залежно від напрямку коливань п'єзоелемента, ми будемо називати резонаторами з коливаннями зсуву по контуру, зсуву по товщині тощо.

Параметри резонатора визначаються зрізом п'єзоелемента – його орієнтацією щодо кристалографічних осей кварцу. Залежно від того, вздовж яких осей орієнтовані товщина, ширина і довжина п'єзоелемента, зріз може позначатися літерами x , y , z із зазначенням кута обертання навколо осі. Широко в літературі використовується позначення зрізу двома літерами, наприклад, AT, SC тощо [3].

Електричне поле застосовується до кристалічного елементу за допомогою електродів – провідної плівки або пластини, що контактує з поверхнею кристалічного елементу або розташованої неподалік від нього. Завдяки простоті та надійності, електроди у формі металевої плівки широко поширені. Електрод може займати або всю поверхню кристалічного елементу, або покривати його частково. Електрод через виводи з'єднується з тримачем кварцу.

Кварцовий резонатор, підключений до електричного кола, проявляє себе аналогічно коливального контуру навколо резонансних частот та як конденсатор із ємністю, що дорівнює статичній ємності резонатора C_0 вдалині від резонансних частот.

Еквівалентна електрична схема резонатора зображена на Рисунку 1.1.

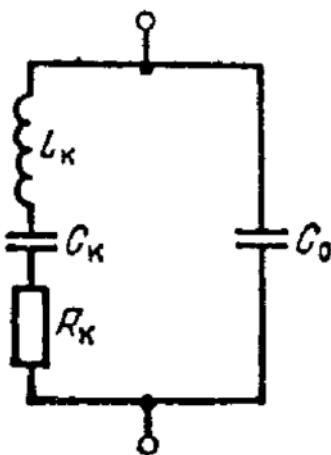


Рисунок 1.1 – Еквівалентна електрична схема кварцового резонатора

Елементи L_k , C_k , R_k називаються динамічними параметрами: індуктивність, ємність і опір резонатора, C_0 – статична паралельна ємність резонатора. Динамічні параметри резонатора залежать від частоти, розмірів п'єзоелемента, виду зрізу, порядку коливань та форми електродів. Як видно з еквівалентної схеми, резонатор має частоти, що слідує за відношенням ємностей, що називається ємнісним коефіцієнтом:

$$r = \frac{C_0}{C_k} = \frac{1}{m} \quad (1.1)$$

Ємнісне відношення залежить від зрізу, розмірів та форми п'єзоелемента та електродів, від порядку коливань та інших параметрів резонатора. У деяких випадках використовують поняття характерної резонансної f_r та антирезонансної f_a частот, при яких загальний електричний опір має активний характер та є мінімальним і максимальним відповідно:

$$L_r = f_\kappa \sqrt{1 + 0,5m(1 - \sqrt{1 - 4r_\kappa^2})} \gg$$

$$\gg f_\kappa (1 + 0,5mr_\kappa^2) = f_\kappa \frac{\infty}{\epsilon} + \frac{0,5r_\kappa}{Q} \frac{\ddot{o}}{\emptyset} \quad (1.2)$$

$$f_a = f_\kappa \sqrt{1 + 0,5m(1 + \sqrt{1 - 4r_\kappa^2})} \gg f_\kappa \frac{\epsilon}{\infty} + 0,5m(1 - r_\kappa^2) \frac{\ddot{o}}{\emptyset} \gg$$

$$\gg f_n (1 - 0,5mr_\kappa^2) = f_n \frac{\infty}{\epsilon} - \frac{0,5r_\kappa}{Q} \frac{\ddot{o}}{\emptyset} \quad (1.3)$$

В КГ резонатор може збуджуватись на частотах, які відмінні від f_n , f_κ , f_r та f_a . Реальне значення частоти коливання резонатора називається робочою частотою f .

Приведене розналаштування робочої частоти визначається співвідношенням:

$$e = \frac{f - f_\kappa}{f_n - f_\kappa} = \frac{f - f_\kappa}{Df_{нк}} = \frac{W - W_\kappa}{0,5mW_\kappa} \quad (1.4)$$

Значення приведенного розналаштування e згідно (1.4) для частоти послідовного резонансу дорівнює нулю, а для частоти паралельного резонансу – одиниці.

Однією з важливих характеристик резонаторів є температурна стабільність частоти. Найбільш повно цю характеристику описує температурно-частотна характеристика (ТЧХ) – Рисунок 1.2 – це крива, яка вказує на зміну частоти резонатора в залежності від температури:

$$df = \frac{f - f_0}{f_0} = \mathring{a}_n T_f^{(n)} (t - t_0)^n, \quad (1.5)$$

де $T_f^{(n)} = \frac{1}{n! f_0} \frac{\partial^n f}{\partial t^n} \Big|_{t=t_0}$ – температурний коефіцієнт частоти n -го порядку

резонатора;

t_0 – початкова температура;

f_0 – частота, яка відповідає температурі t_0 .

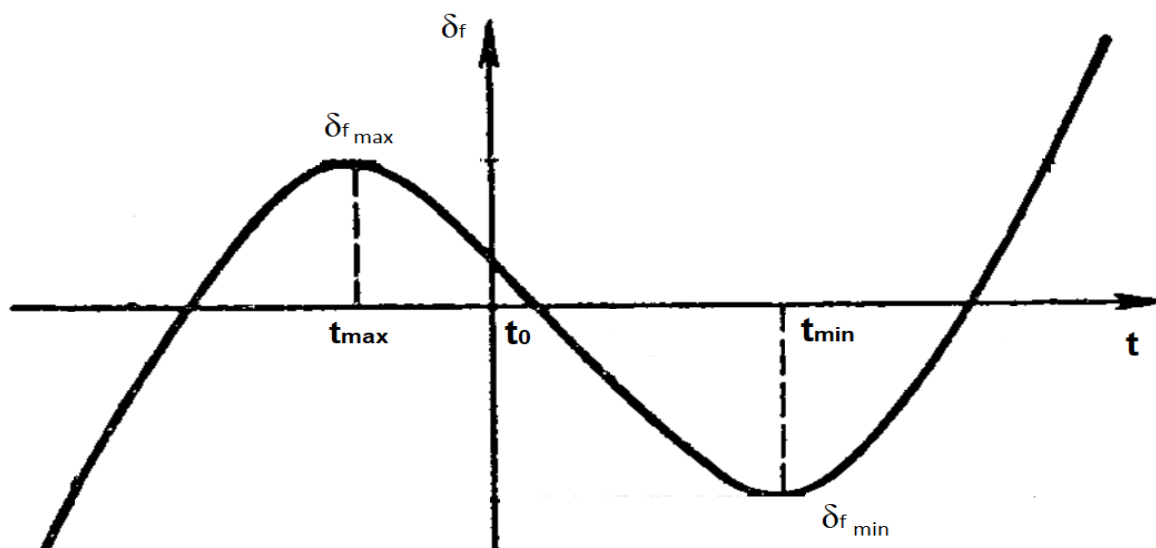


Рисунок 1.2 – Температурно-частотна характеристика КР

Для широких робочих температурних інтервалів можливим є обмеження значення $n = 3$, тоді вираз (1.5) матиме такий вигляд:

$$df = a_{0Q}(t - t_0) + b_{0Q}(t - t_0)^2 + c_{0Q}(t - t_0)^3, \quad (1.6)$$

де a , b , c – температурні коефіцієнти частоти першого порядку.

Температурні коефіцієнти залежать від вибору початкової температури і кута орієнтації θ . Якщо відомі значення температурних коефіцієнтів a_{00} , b_{00} , c_{00} для кута θ_0 , то їхні значення для кута θ можуть бути знайдені за наступними співвідношеннями:

$$\begin{aligned} a_{0Q} &= a_{00} + \frac{\partial a}{\partial Q}(Q - Q_0) = a_{00} + k_a(Q - Q_0) \\ b_{0Q} &= b_{00} + \frac{\partial b}{\partial Q}(Q - Q_0) = b_{00} + k_b(Q - Q_0) \\ c_{0Q} &= c_{00} + \frac{\partial c}{\partial Q}(Q - Q_0) = c_{00} + k_c(Q - Q_0) \end{aligned} \quad (1.7)$$

Температурні коефіцієнти, форма ТЧХ, а також температурна стабільність залежать від розналаштування резонатора. Загалом, ТЧХ має одну точку перегину та дві точки екстремуму (див. Рисунок 1.2):

$$\begin{aligned} t_i &= t_0 - \frac{b_{0Q}}{3c_{0Q}}, \\ t_{\min} &= t_0 + A, \\ t_{\max} &= t_0 - A \end{aligned} \quad (1.8)$$

$$A = \frac{-b_{0Q} - \sqrt{b_{0Q}^2 - 3a_{0Q}c_{0Q}}}{3c_{0Q}} \quad (1.9)$$

Зазначимо, що для вибору точки $t_0 = t_i$, коефіцієнт другого порядку $b_{i0} = 0$. Температурна стабільність частоти суттєво залежить від орієнтації ПЕ резонатора відносно кристалографічних осей. Максимальне значення для обраного зрізу ПЕ за даного інтервалу температур визначається виразом:

$$df_{\min} = \frac{1}{\Theta} \left[k_a (t_{a(b)} - t_i) + k_c (t_{a(b)} - t_i)^3 \right] \frac{a_{i0} + \frac{3}{4} c_{i0} (t_{a(b)} - t_i)^2}{k_a + \frac{3}{4} k_c (t_{a(b)} - t_i)^2} + a_{i0} (t_{a(b)} - t_i) + c_{i0} (t_{a(b)} - t_i)^3 \quad (1.10)$$

де $t_{a(b)}$ – крайнє значення інтервалу робочих температур резонатора.

Для розрахунку генераторів, еквівалентну електричну схему резонатора представляють у вигляді послідовного з'єднання реактивного X_{KB} і активного (R_{KB}) і використовують приведені до модуля реактивного опору ємності значення S_0 значення x_{KB} та r_{KB} .

Приведений реактивний, активний та повний опори визначаються співвідношеннями:

$$\begin{aligned} x_{KB} &= \frac{X_{KB}}{|X_{C_0}|} = \frac{e(1-e) - r_K^2}{(1-e)^2 + r_K^2} \gg \frac{e}{1-e}, \\ r_{KB} &= \frac{R_{KB}}{|X_{C_0}|} = \frac{r_K}{(1-e)^2 + r_K^2} \gg \frac{r_K}{(1-e)^2}, \\ z_{KB} &= \sqrt{x_{KB}^2 + r_{KB}^2} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Добротність резонатора визначається відношенням реактивних опорів динамічної індуктивності або динамічної ємності резонатора на частоті послідовного резонансу до динамічного опору:

$$Q_{\kappa} = \frac{X_{L_{\kappa}}}{R_{\kappa}} = \frac{X_{C_{\kappa}}}{R_{\kappa}} = \frac{1}{\omega_{\kappa} C_{\kappa} R_{\kappa}} = \frac{\omega_{\kappa} L_{\kappa}}{R_{\kappa}} \quad (1.12)$$

Добротність резонатора визначає стабільність частоти кварцового генератора і залежить від виду та порядку коливань, зрізу, розмірів і конфігурації кристалічного елемента та електродів, конструкції та кріплення п'єзоелемента. Добротність резонатора змінюється при зміні температури внаслідок зміни динамічного опору. Вона збільшується з підвищенням температури, проте в деяких температурних інтервалах можуть спостерігатися нерегулярні (стрибкоподібні) зміни, обумовлені впливом побічних коливань; особливо це проявляється при великих потужностях розсіювання.

З метою порівняння резонаторів використовується така якісна характеристика, як активність. Активність резонатора в схемі генератора оцінюється рівнем вихідної напруги на навантаженні. Важливо відзначити, що активність резонатора може відрізнятись в діапазоні температур, що у деяких випадках призводить до різкої зміни вихідної напруги внаслідок зміни взаємозв'язку побічних видів коливань з основним. У схемах послідовного резонансу активність резонатора оцінюється за динамічним опором R_{κ} .

Резонатори з меншим значенням R_{κ} характеризуються більшою активністю. У схемах паралельного резонатора активність оцінюється еквівалентним паралельним опором резонатора з урахуванням еквівалентної ємності генератора.

Таким чином:

$$R_m = \frac{1}{\omega_{\kappa}^2} (C_0 + C_r) R_{\kappa} \gg \frac{X^2 C_0 e^2}{R_{\kappa} (1 - e)} \quad (1.13)$$

До якісних характеристик резонатора також належить його старіння. Ця характеристика визначає зміну частоти резонатора у часі під час експлуатації та в процесі зберігання.

Така зміна частоти в часі тим більша, чим більше розсіювання резонатором потужності.

Потужність розсіювання резонатора:

$$P = I^2 R_{кв} = \frac{U_{кв}^2 R_{кв}}{Z_{кв}^2} \quad (1.14)$$

У разі роботи на частоті послідовного резонансу:

$$P = \frac{U_{кв}^2}{R_{к}} \quad (1.15)$$

На частоті паралельного резонансу з урахуванням C_{Γ} :

$$P = \frac{U_{кв}}{R_{к}} = U_{кв}^2 \omega_{к}^2 (C_0 + C_{\Gamma})^2 R_{к} = \frac{U_{кв}^2 (1 - e) R_{к}}{X_{C_0}^2} e^2 \quad (1.16)$$

Іншою важливою якісною характеристикою є монотонність. Вона оцінюється відсутністю небажаних резонансів в заданому частотному діапазоні із рівнем збудження вищим за встановлений у технічній документації, а також співвідношенням динамічного опору резонатора на небажаних резонансах і на основній частоті.

Умови експлуатації визначають зміни частоти резонатора, викликані механічними та кліматичними впливами. За умовами експлуатації резонатори поділяють на чотири групи, характеристики яких наведено в Таблиці 1.1.

1.1.2 Класифікація кварцових генераторів та їхніх схем

Класифікація ГК може бути виконана за різними ознаками, до яких, зокрема відносяться способи підвищення стабільності, функціональні особливості, допустима нестабільність частоти, діапазон робочих частот, способи конструювання та елементна база.

Таблиця 1.1 – Характеристики груп умов експлуатації кварцових резонаторів

Характеристика	Групи			
	1	2	3	4
Діапазон частот, Гц	5-2500	5-1000	5-80	5-80
Прискорення, g	18	10	7,5	2,5
Багаторазові удари з прискоренням, g	150	35	35	12
Одноразові удари з прискоренням, g	500	500	500	-
Лінійні навантаження, g	100	25	-	-

На Рисунках 1.3-1.7 графічно зображені відповідні класифікації за вищезазначеними ознаками.

Класифікація КГ за способом підвищення стабільності частоти графічно показана на Рисунку 1.3.

Найпростішою схемою КГ є проста схема включення КГ без додаткових елементів, які призначені для покращення характеристик КГ.

Термокомпенсовані КГ до свого складу включають схеми компенсації відхилення частоти, які викликані температурним впливом у заданому діапазоні температур; реалізуються за рахунок використання додаткових схем компенсації.

Термостатовані КГ характеризуються розміщенням ГК чи його частини всередині термостату для зменшення впливу середовища.

Класифікація КГ за функціональними особливостями зображена на Рисунку 1.4.

За допустимою нестабільністю частоти КГ поділяються на сім груп відповідно до Рисунку 1.5. Всередині кожної групи стабільність може бути різною, тому для уніфікації вимог щодо стабільності доцільно для кожної групи виділити підгрупи відхилення ± 1 ; $\pm 1,5$; ± 2 ; $\pm 2,5$; ± 3 ; ± 5 ; $\pm 7,5$; ± 10 .

Зазвичай в КГ в якості класифікаційної стабільності приймається температурна стабільність частоти в робочому режимі зміни температури.

Класифікація ГК за діапазоном частот (низькочастотні, середньочастотні, високочастотні) показана на Рисунку 1.5; за типом елементної бази (на дискретних елементах, гібридні з резонатором та п'єзоелементом, інтегральні з резонатором та на резонаторі) – на Рисунку 1.6.

Відповідно до Рисунку 1.4, КГ бувають із частотною модуляцією, частотно-маніпульовані (з частотною телеграфією), керовані зміною індуктивності або ємності, керовані напругою, високостабільні (прецизійні), багаточастотні, вимірювальні.

Схеми КГ можуть бути поділені за наступними ознаками (Рисунок 1.9):

1. За частотами збудження резонаторів: схеми послідовного резонансу (резонатор працює навколо частоти послідовного резонансу), схеми

паралельного резонансу (резонатор працює на частоті, близькій до частоти паралельного резонансу).



Рисунок 1.3 – Класифікація кварцових генераторів за способами підвищення стабільності частоти

2. За характером збудження резонатора: на основній частоті, на коливаннях вищих порядків. Коливання вищих порядків широко використовуються в високостабільних (прецизійних) кварцових генераторах та в ситуаціях, коли необхідно отримати високі частоти (понад 15–40 МГц) без застосування множників частоти.

3. За місцем включення резонатора виділяють триточкові схеми з резонаторами відповідно між базою та колектором транзистора, між базою та емітером транзистора, між емітером та колектором транзистора. Схема з кварцовим резонатором, підключеним між базою та колектором транзистора,

називається емнісною триточкою. Еквівалентна схема КГ, побудованого за такою схемою, показана на Рисунку 1.10.

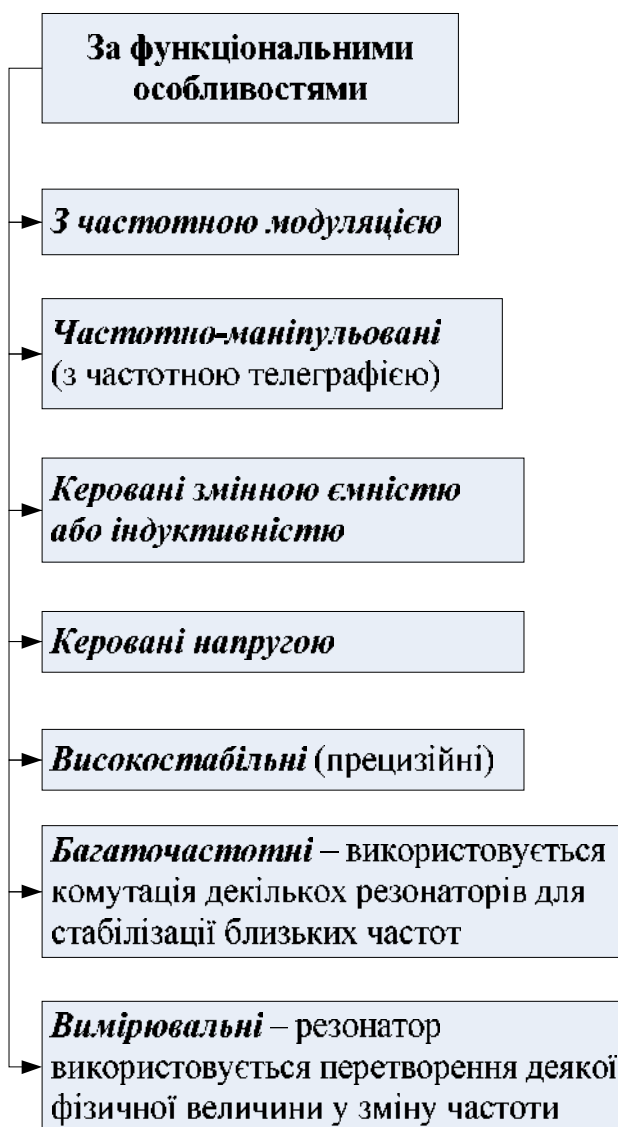


Рисунок 1.4 – Класифікація кварцових генераторів за функціональними особливостями

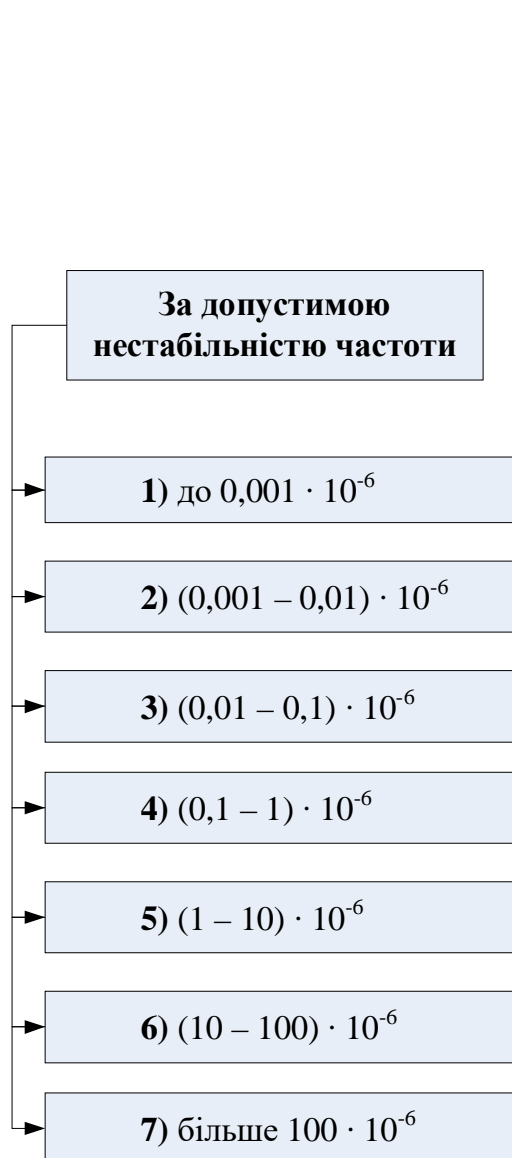


Рисунок 1.5 – Класифікація кварцових генераторів за допустимою нестабільністю частоти

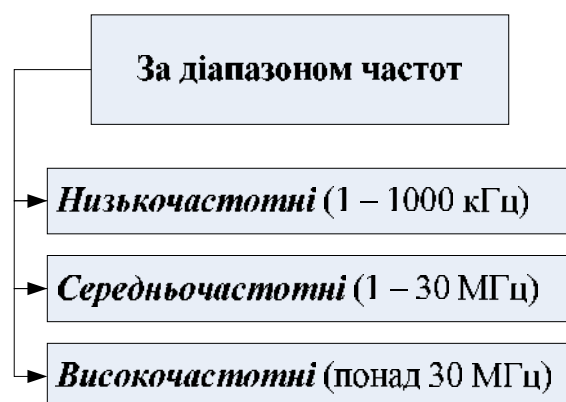


Рисунок 1.6 – Класифікація кварцових генераторів за діапазоном частот

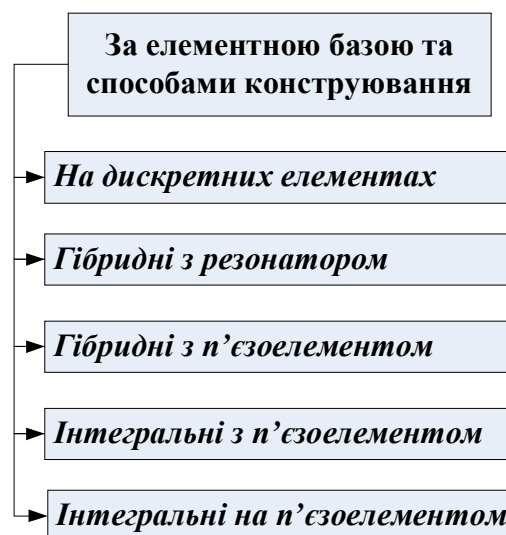


Рисунок 1.7 – Класифікація кварцових генераторів за елементною базою та способом конструювання

Якщо резонатор підключений між базою та емітером або емітером та колектором, такі схеми називають індуктивною триточкою. Якщо паралельно до резонатора не підключено реактивного опору, або цей опір має ємнісний характер, то резонатор збуджується на частоті, розташованій між частотами послідовного та паралельного резонансів.

У разі індуктивному характері реактивного опору, підключеного послідовно до резонатора, останній може збуджуватися на частоті нижче або вище частоти послідовного резонансу; при певному значенні цього реактивного опору резонатор збуджується на частоті, співпадаючій з частотою послідовного резонансу.



Рисунок 1.9 – Класифікація схем кварцових генераторів

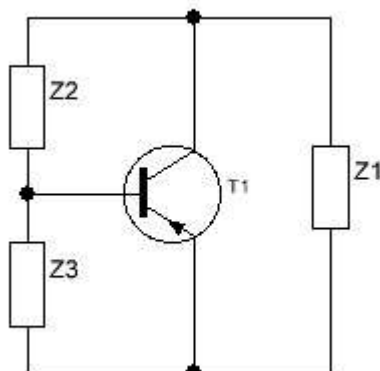


Рисунок 1.10 – Узагальнена еквівалентна триточкова схема КГ

Найбільш широко з таких схем використовується ємнісна триточка. Вона дозволяє отримати максимальну стабільність частоти КГ, і є більш простою у налаштуванні та надійності порівняно з індуктивними триточками. Схеми з підключенням кварцового резонатора в коло зворотного зв'язку показані на Рисунку 1.11. Резонатор у таких генераторах збуджується на частоті, близькій до частоти послідовного резонансу. Схеми з кварцовим резонатором у колі зворотного зв'язку менше критичні до значення динамічного опору резонатора: у них можна застосовувати резонатори з великим значенням, порівняно з триточковими схемами. За однакової потужності розсіювання на КР, ці схеми дозволяють отримати більший рівень напруги на навантаженні генератора. Однак стабільність частоти генератора, виконаного за схемою з кварцовим резонатором у колі зворотного зв'язку, нижча, ніж стабільність при використанні триточкових схем. Тому ці схеми з КР використовуються значно рідше порівняно з триточковими схемами (Рисунок 1.12).

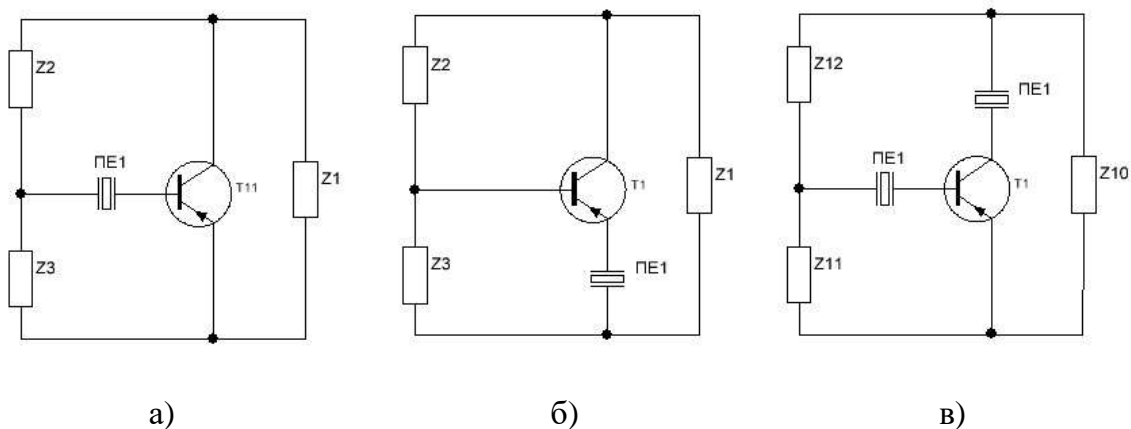


Рисунок 1.11 – Еквівалентні схеми КГ із резонатором в колі зворотного зв'язку:
в колі бази (а), емітера (б), колектора (в)

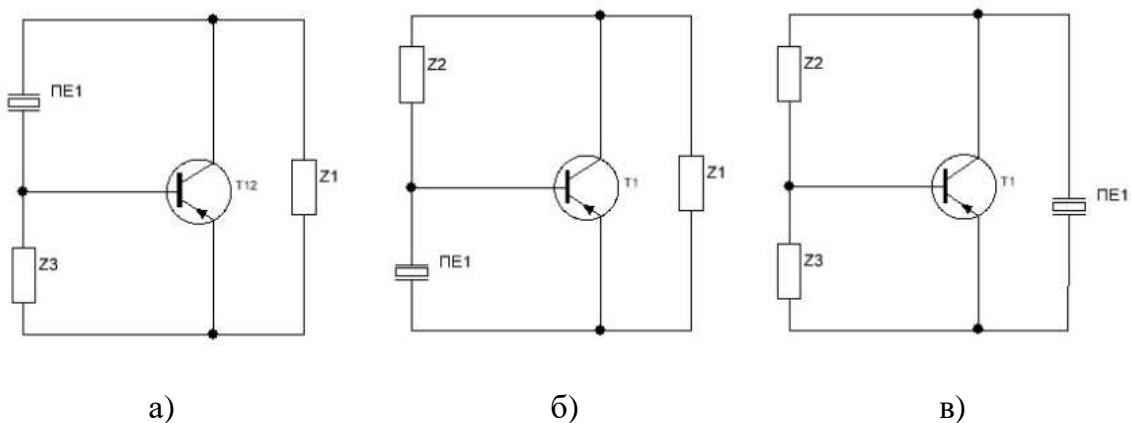


Рисунок 1.12 – Еквівалентні триточкові схеми КГ:
ємнісна (а), індуктивна (б, в)

1.2 Класифікація дестабілізуючих факторів впливу на стабільність частоти кварцових резонаторів

Залежно від призначення КР зовнішні впливові фактори можуть мати дестабілізуючий або інформаційний характер. Фактично, будь-який автогенератор, що використовується як джерело сигналу у радіопередавачі,

розробляється так, щоб частота сигналу залишалася незмінною під впливом зовнішнього середовища (цей КР вважається інваріантним до зовнішніх впливів [4]). У подібному автогенераторі, наприклад, датчик температури створюється з високою чутливістю до цього фактора і, в той же час, практично нульовою до всіх інших впливів, таких як механічні впливи, тиск і тощо.

Впливи зовнішнього середовища можуть викликати як тимчасові, так і стійкі зміни резонансної частоти кварцового резонатора. У багатьох випадках після припинення певного зовнішнього впливу початкове значення частоти відновлюється з визначеною точністю протягом певного часу, наприклад, через кілька секунд, хвилин або годин. Іноді такий процес відновлення не настає при будь-якій тривалості періоду спостережень. Зрозуміло, що перевищення певного рівня інтенсивності зворотного впливу може призвести до стійких змін властивостей кварцового резонатора.

До числа факторів впливу входять температура, вологість, атмосферний тиск, механічні впливи, радіація, рівень збуджуючого електричного сигналу та час (старіння). Сам п'єзоелектричний елемент проявляє високу чутливість до маси, яка приєднана до його поверхні в активній зоні (мас-чутливість кварцового резонатора). Цей вид чутливості ефективно використовується при створенні вимірювачів мікрмаси. В той же час, він самостійно виявляється в генераторах та фільтрах кварцових резонаторів як один із компонентів процесу старіння.

Схематично різноманіття факторів впливу показано на Рисунку 1.13.

Важливо відзначити, що часто вплив одного фактора є результатом впливу іншого. Наприклад, зміна температури в навколишньому герметизованому середовищі може призвести до зміни тиску газу всередині корпусу. При зміні температури на 100 °С тиск може змінитися приблизно на 30%, і виникає взаємодія двох факторів, яка впливає на резонансну частоту герметизованого резонатора.

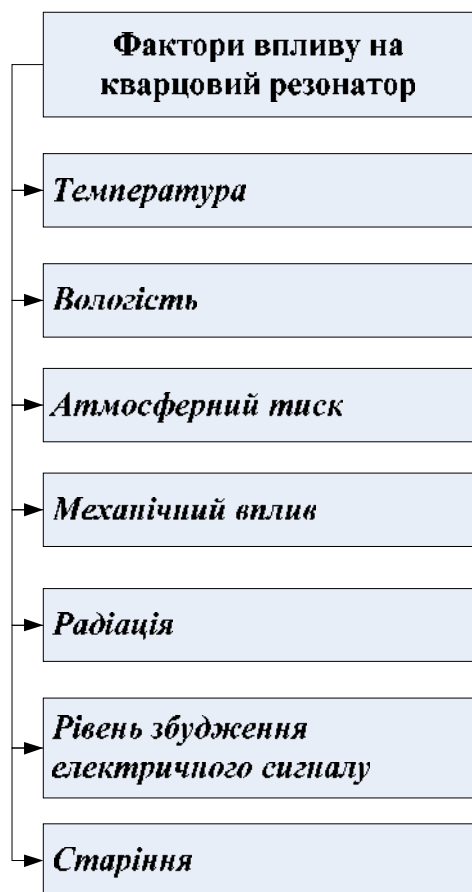


Рисунок 1.13 – Фактори зовнішнього впливу на КР

У певних особливих випадках може знадобитися враховувати чутливість кристалічних резонаторів до впливу електричних та магнітних полів.

1.3 Термодинамічна складова нестабільності частоти та методи її компенсації

Термодинамічний фактор чутливості є найбільш значущим [3]. Вплив температури на частоту резонатора представляє собою складний та різноманітний процес і є предметом різних теоретичних та експериментальних

досліджень. Зміни температури можуть призводити як до зворотних, так і до незворотних змін частоти. Зворотні зміни проявляються значно більше, часто на декілька порядків, ніж незворотні, тому їх розглядають зокрема лише для резонаторів високої стійкості.

Основною складовою нестабільності частоти КГ є температурна нестабільність, яка визначається впливом температури на резонатор. Одним із способів підвищення температурної стабільності є термокомпенсація. Для реалізації термокомпенсації в генератор включається термозалежний пристрій, який забезпечує зміну частоти при зміні температури цього пристрою, протилежну зміні частоти від впливу температури на решту частин генератора. Термокомпенсовані генератори отримали наразі широке застосування, витісняючи в ряді випадків традиційні термостабільні кварцові генератори [1]

Узагальнена характеристика температурного впливу на КР та методів компенсації зображена на Рисунку 1.14.

Для зменшення впливу температур на кристалічний резонатор застосовують конструктивно-технологічні та функціональні методи. Серед конструктивно-технологічних методів можна відзначити розробку нових двоповоротних зрізів ПЕ, які забезпечують ефективну компенсацію температурних впливів у кристалі (зрізи TS та SC) [2]. Також варто зазначити високостабільні кристалічні резонатори, які використовуються для термокомпенсації генераторів [1].

Прагнення зменшити дестабілізуючий вплив електродів збудження та елементів кріплення призвело до створення безелектродних резонаторів BVA. У цих резонаторах дисковий п'єзоелемент, будь то зріз -AT або -SC, закріплений на чотирьох кварцових містках шириною приблизно 0,4 мм та збуджується в зазорі.

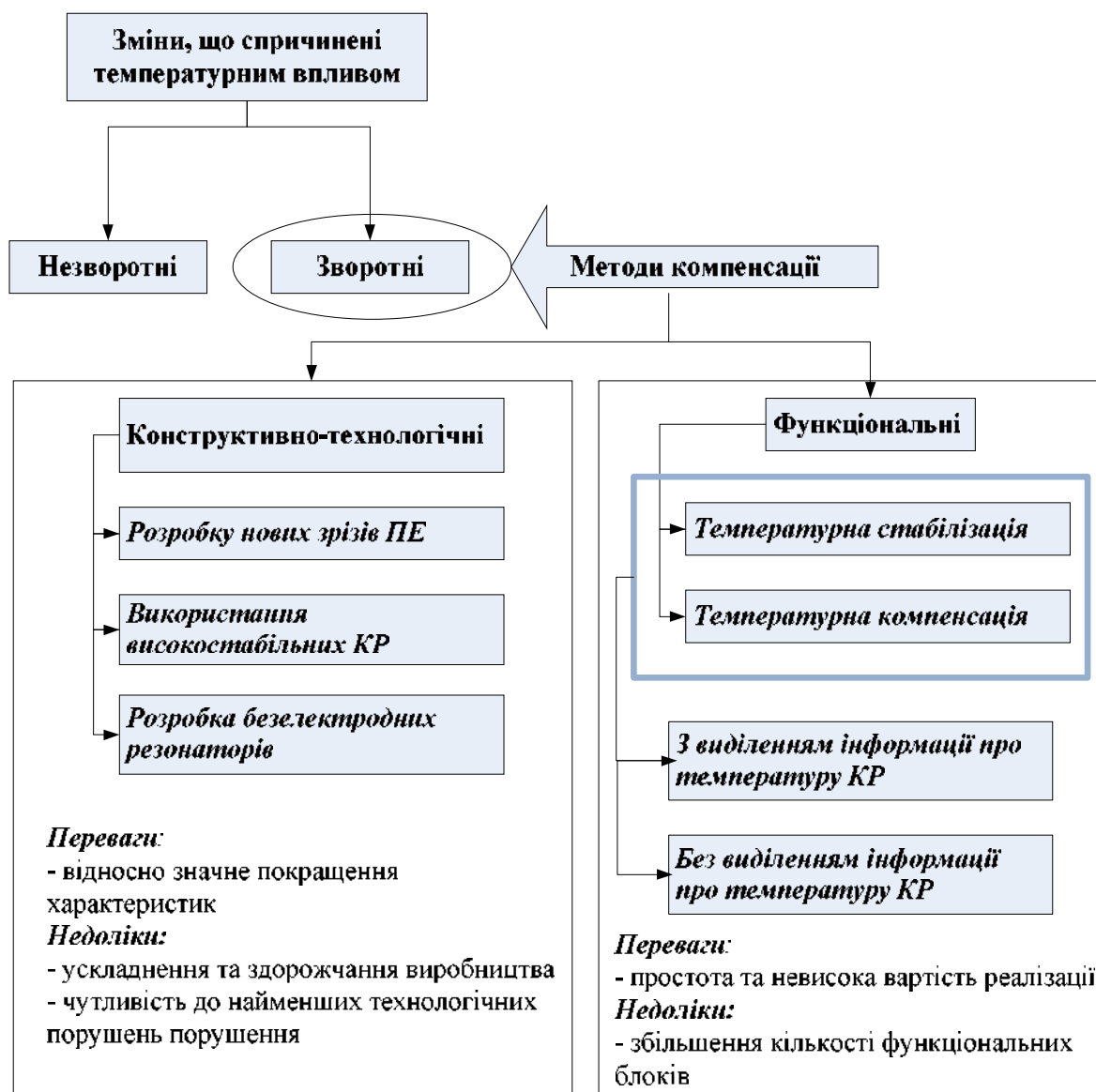


Рисунок 1.14 – Характеристика температурного впливу на КР та методів компенсації

Незважаючи на відносно значне покращення ТЧХ, конструктивно-технологічні методи часто пов'язані із значним ускладненням і здорожчанням виробництва КР. Наприклад, характеристики кристалів зрізу SC виявляються

близько в 10-20 разів більш чутливими до кутових допусків, ніж традиційні зрізи АТ або ВТ [1]. Крім того, навіть найменші порушення кінцевого контуру можуть викликати появу паразитних коливань. Вказані причини обмежують широке застосування КР, навіть з покращенням за допомогою конструктивно-технологічних методів.

Функціональні методи ґрунтуються на принципах температурної стабілізації або температурної компенсації змін параметрів КР і можуть бути класифіковані залежно від використання інформації про температурні зміни. В цьому контексті слід виділяти системи термостабілізації та термокомпенсації, з виділенням або без виділення інформації про температурні зміни в кварцових резонаторах.

1.4 Постановка задачі дослідження

В результаті аналізу, проведеному в даному розділі магістерської кваліфікаційної роботи, та відповідно до поставленої мети, сформульовано такі задачі дослідження:

1) огляд існуючих методів та засобів підвищення стабільності частоти КР шляхом компенсації термодинамічної нестабільності; аналіз вітчизняних та закордонних літературних джерел та наукових публікацій згідно даної тематики;

2) розробка математичної моделі та удосконалення методу термокомпенсатора нестабільності частоти КР за рахунок використання двочастотного режиму збудження резонатора та усередненої ТЧХ;

3) валідація моделі шляхом імітаційне моделювання термокомпенсатора в середовищі Matlab/Simulink;

4) розробка макетного зразка синтезатора частоти для схеми термокомпенсатора.

Висновки до першого розділу

В першому розділі магістерського дослідження було виконано наступне:

- аналіз існуючих методів за засобів компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти КГ з урахуванням основних технічних характеристик КР та схем їх включення;
- аналіз та порівняння факторів впливу середовища на відхилення частоти КГ з позиції інформативності та усунення.
- аналіз типових температурних залежностей КР, що представлені у формі ТЧХ як поліном 3-го порядку;
- обрана стратегія розробки функціонального термокомпенсатора з виділенням інформації про об'єкт – вимірювального перетворювача;
- сформульовано основні задачі дослідження.

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТЕРМОДИНАМІЧНОГО КОМПЕНСАТОРА НЕСТАБІЛЬНОСТІ ЧАСТОТИ КВАРЦОВИХ РЕЗОНАТОРІВ

2.1 Формалізована модель термокомпенсатора

Формалізація задачі термодинамічної компенсації нестабільності частоти КР основана на теорії інваріантності КР по відношенню до зовнішніх факторів впливу [1].

Представимо умову інваріантності координати y_i від впливу x_j :

$$y_i(p) = \Phi(p)x_j(p), \quad i = \overline{1, n}; \quad j = \overline{1, m} \quad (2.1)$$

$$\Phi_{ij}(p) \stackrel{\circ}{=} 0 \quad (2.2)$$

Якщо

$$\Phi_{ij}(p) = (C_{ij0}p^r + C_{ij1}p^{r-1} + \dots + C_{ijr})G_{ij}^{-1}(p) \stackrel{\circ}{=} 0, \quad (2.3)$$

тоді, з урахуванням (2.1) та (2.2):

$$C_{ijl} \stackrel{\circ}{=} 0; \quad l = \overline{0, r} \quad (2.4)$$

Якщо представити $C_{ij} = a_l + b_l$, що відповідає принципу двоканальності, і покласти $a_l = -b_l$, для пасивної безінерційної системи умову (2.2) можна задовольнити шляхом підбору параметрів каналів, наприклад використовуючи дві коливальні системи ПЕ із протилежними за знаками температурними

коефіцієнтами [1]. В ідеальному випадку, коли зміна фази системи в точності відповідає цільовій траєкторії:

$$y_i(t) = g_i(t). \quad (2.5)$$

В практичних задачах нерівність (2.5) не відбувається, тому

$$y_i(t) - g_i(t) = \varepsilon \quad (2.6)$$

Представимо термокомпенсований ГК для резонатора зі зрізом типу АТ за допомогою структурної схеми, яка показана на Рисунку 2.1.

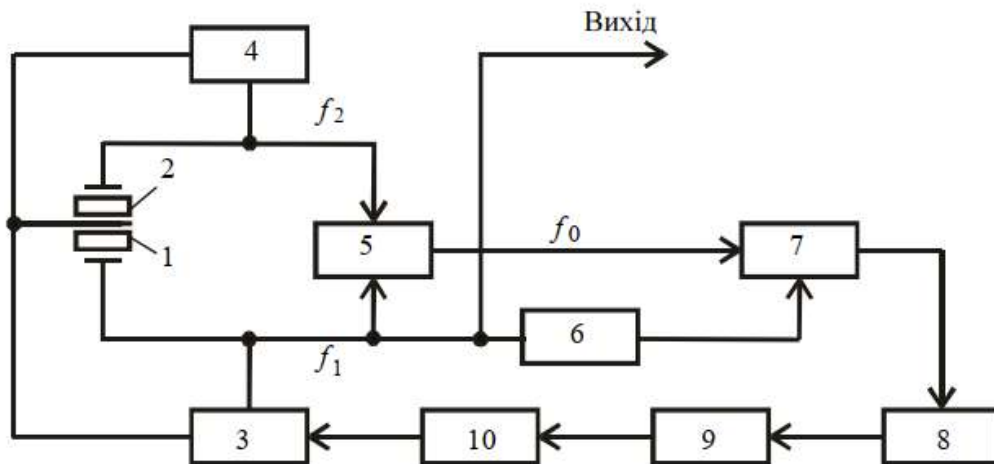


Рисунок 2.1 – Термокомпенсований кварцовий генератор з функцією ідентифікації температурного стану:

- 1,2 – кварцовий резонатор для збудження основного та додаткового коливань, f_1 f_2 відповідно;
- 3 – підсилювач з регулюванням коефіцієнту підсилення схеми основної гармоніки;
- 4 – підсилювач в схемі додаткової гармоніки;
- 5 – блок-формував різницевої частоти;
- 6 – подільник частоти;
- 7 – лічильник;
- 8 – пристрій запам'ятовування;
- 9 – цифро-аналоговий перетворювач;
- 10 – коло керування підсилювача

З метою збудження додаткового коливання f_2 використовується кварцова пластина з температурним АТ-зрізом $\Theta = 35^{\circ}05'$, яка є складовою частиною КР. Налаштування частоти f_1 здійснюється зміною потужності збудження основного коливання за допомогою сигналу керування.

Математична модель термокомпенсованого КГ задана рівняннями:

$$\mathbf{V}f_i = A_i D T - D f_2 W_{np} W_{kn} W_{ki}, \quad i = 1, 2; \quad (2.7)$$

де W_{np} та W_{kn} – передавальні функції перетворювача частоти в код та напруги компенсації відповідно;

W_{k11} , W_{k21} – характеристики для керування частотами f_1 f_2 .

З рівняння (2.7) отримуємо:

$$Df_1 = \frac{VT \left(A_1 + W_{np} W_{кн} \left(A_1 W_{к21} - A_2 W_{к21} \right) \right)}{1 + W_{np} W_{кн} W_{к21}} \quad (2.8)$$

Відповідна структурна схема зображена на Рисунку 2.2.

Відповідно до виразу (2.2) отримаємо умову інваріантності f_1 від ΔT :

$$W_{np} W_{кн} = - \frac{A_1}{A_1 W_{к21} - A_2 W_{к11}} \quad (2.9)$$

Поклавши $W_{к21} \rightarrow 0$, що відповідає усуненню побічного керування, отримаємо вираз:

$$W_{np} W_{кн} W_{к11} = \frac{A_1}{A_2} \quad (2.10)$$

Модель, описана рівнянням (2.10) дозволяє синтезувати автономні інваріантні до факторів впливу кварцові генератор. Варто відзначити, що інваріантність в даному контексті не самими значеннями каналних коефіцієнтів передачі, а їхнім відношенням.

2.2 Розрахунок термокомпенсованих кварцових генераторів

Відомо, що стаціонарний режим роботи КГ описується стаціонарним рівнянням його режиму [1]. Цей вираз має такий вигляд:

$$Sg_1(q) e^{j\omega_s} Z_y = 1 \quad (2.11)$$

де S – крутизна апроксимованої статичної характеристики колекторного струму транзистора;

Θ – високочастотний кут відсікання;

$\gamma_1(\Theta)$ – коефіцієнт розкладу першої гармоніки косинусоїдального імпульсу;

φ_s – фаза усередненої за період коливання крутизни колекторного струму;

Z_y – опір керування автогенератора.

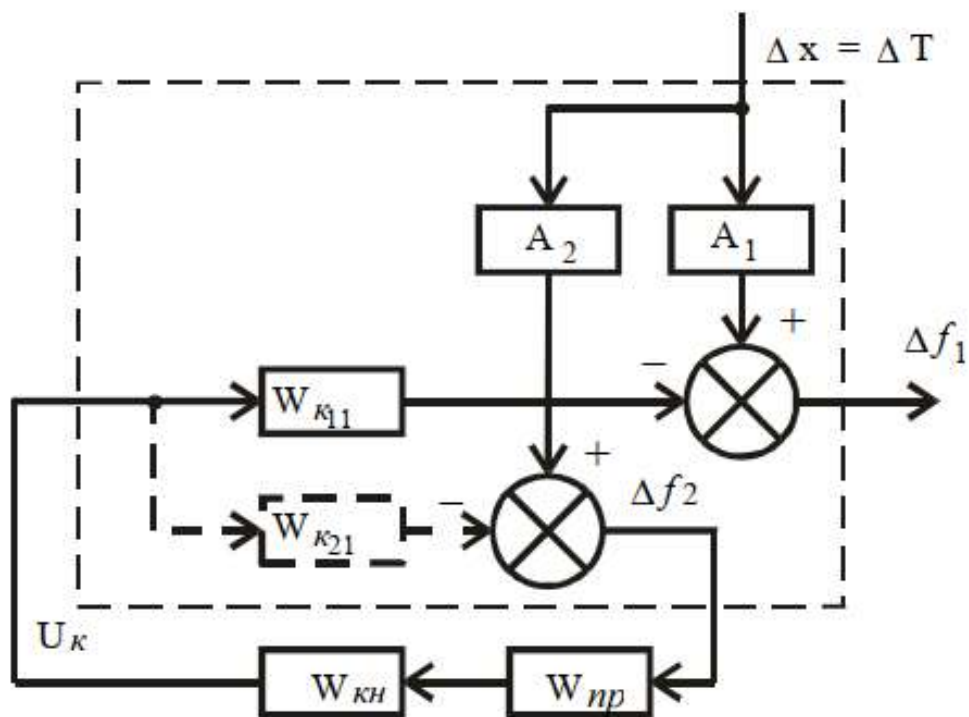


Рисунок 2.2 – Модель термокомпенсованого КГ

Нехай коло задання частоти КГ зібрано за схемою ємнісної триточки, в яку послідовно з резонатором ПЕ1 підключено елемент керування частотою Z_k . Відповідна схема показана на Рисунку 2.3.

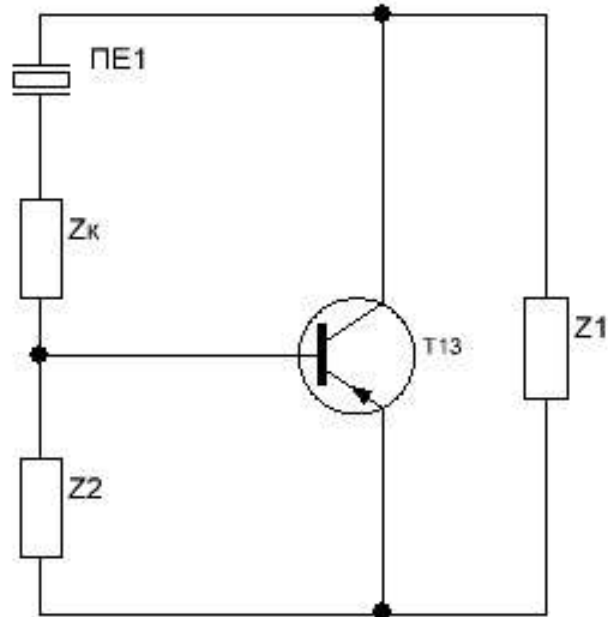


Рисунок 2.3 – Еквівалентна триточкова схема КГ з керуванням частотою

Для схеми, яка зображена на Рисунку 2.3, справедливі такі співвідношення:

опір керування КГ:

$$Z_y = \frac{KZ_1(Z_2 + Z_k + Z_{KP})}{Z_1 + Z_2 + Z_k + Z_{KP}}, \quad (2.12)$$

де $Z_{KP} = R_{KP} + j X_{KP}$ – повний еквівалентний опір КР;

Z_1, Z_2 – повний опір кола зворотного зв'язку;

Z_k – повний опір керування частотою КГ;

$K = -Z_2 / (Z_2 + Z_k + Z_{KP})$ – коефіцієнт зворотного зв'язку.

$$Z_y = \frac{-Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_k + Z_{kp}}, \quad (2.13)$$

де Z_1, Z_2, Z_k – відносні безрозмірні величини, що дорівнюють відношенню опорів до модуля реактивного опору ємності резонатора.

В результаті аналізу усталеного режиму КГ отримано вираз для модуля опору керування генератора:

$$\begin{aligned} |Z_y| &= \frac{1}{Sg_1(Q)} = \\ &= \frac{X_1 X_2 (1 - \operatorname{tg}(j_1) \operatorname{tg}(j_2)) \cos(j_s)}{R_1 + R_2 + R_k + R_{kp}} \end{aligned} \quad (2.14)$$

де X_1, X_2 , та R_1, R_2 – відповідні активні та реактивні складові опорів Z_1 та Z_2 ;

R_k, R_{kp} – відповідні активні опори керуючого елемента та резонатора;

φ_1, φ_2 – фази Z_1 та Z_2 відповідно;

φ_s – фаза крутизни транзистора.

Фази Z_1 та Z_2 :

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} j_1 &= \frac{R_1}{X_1} \\ \operatorname{tg} j_2 &= \frac{R_2}{X_2} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Для схеми ємнісної триточки, яка зображена на Рисунку 2.3, робоча частота КГ не дорівнює частоті послідовного резонансу f_k , і знаходиться згідно співвідношення:

$$f = f_{\kappa} \times \frac{1 - 0,5mx_n}{1 - x_n} \quad (2.16)$$

де x_n – повний приведений реактивний опір КГ, що розраховується гідно формули:

$$x_n = x_1 + x_2 + x_{\kappa} - (r_1 + r_2 + r_{\kappa}) \operatorname{tg}(j_1 + j_2 + j_s) \quad (2.17)$$

де x_1, x_2, x_3 та r_1, r_2, r_3 – відповідні приведені реактивні та активні компоненти опорів;

Змінюючи послідовно з'єднаний з резонатором реактивний опір, частота КГ змінюється згідно виразу:

$$Df = \frac{-0,5mf_{\kappa} D_x (1 - e)^2}{1 - D_x (1 - e)}; \quad (2.18)$$

Приведене значення зміни реактивного опору:

$$D_x = \frac{DX}{|DX_{c_0}|} \quad (2.19)$$

Згідно виразу (2.18) розраховуються КГ, які керуються частотою:

- частотно-модульовані,
- з частотною маніпуляцією;
- термокомпенсовані.

У всіх випадках, коли для відомої зміни реактивного опору Δx необхідно визначити зміну частоти f , навпаки, коли для заданої зміни частоти Δf необхідно визначити потрібну зміну реактивного опору Δx . Та сама формула використовується і для розрахунку дестабілізуючого впливу зміни реактивних опорів, підключених послідовно до резонатора.

2.3 Розрахунок температурно-частотних характеристик

Вплив температури на КР має складний і різноманітний характер (дія через теплове розширення матеріалів тримача кристалу, електродів, корпусу резонатора, газу всередині корпусу, через теплову залежність різних параметрів кварцу).

Наближено можна вважати, що відхилення резонансної частоти під впливом температури в основному пов'язаний зі змінами пружних констант кварцу, а також частотно-вибіркових розмірів та густини ПЕ.

Анізотропні властивості кварцу визначає значення констант матеріалу, таких як коефіцієнти пружності та жорсткості, п'єзоелектричні модулі і константи, діелектрична проникність, температурні коефіцієнти лінійного розширення, коефіцієнти теплопровідності. Ці параметри 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 та його зріз, можна отримати необхідні поєднання значень температурних коефіцієнтів матеріальних констант для зниження температурної чутливості частоти.

Стійкість власної частоти резонансу f_d під впливом температури T визначається температурним коефіцієнтом частоти (ТЧК):

$$C_T = \frac{1}{f_d} \times \frac{df}{dT} \quad (2.20)$$

Числове значення ТЧК визначає величину відносного відхилення частоти КР за його нагріванням чи охолодженням на 1 градус Цельсія. Зазвичай приймається усереднене значення даного коефіцієнту для деякого інтервалу температур. За допомогою ТЧК характеризують КР із термостатуванням з вказанням температури.

З достатньою точністю температурні властивості КР представляє ТЧХ, що апроксимована поліномом 3-ї степені:

$$f_q(T) = f_0 \left[1 + a \frac{1}{n-1} \frac{f''^n}{f_0^n} (T - T_0)^n \right] \quad (2.21)$$

де $\frac{1}{n!} \frac{f''^n}{f_0^n}$ – ТЧК n -го порядку.

Відносну зміну частоти залежно від температури будемо розраховувати згідно формул:

$$d_f(T) = \frac{Df_q(T)}{f_0} = \frac{f_q(T) - f_0}{f_0}, \quad (2.22)$$

$$d_f(T) = a_{0Q}(T - T_0) + b_{0Q}(T - T_0)^2 + c_{0Q}(T - T_0)^3$$

де δ_f – значення відносного відхилення частоти в мільйонних долях ($1 \cdot 10^{-6}$) або ppm,

$a_{0\Theta}$, $b_{0\Theta}$, $c_{0\Theta}$ – температурні коефіцієнти 1-го, 2-го та 3-го порядків відповідно – їхні значення залежать від орієнтації пластини відносно кристалографічних осей

кварцу, а також типу коливання, співвідношення розмірів пластини та обраного значення T_0 . °C

Розрахована нестабільність частоти для резонатора АТ зрізу діапазону кута $ух1/+35^\circ[-4' \dots +10']$ згідно поліноміально-апроксимованої характеристики (2.22) показана на Рисунку 2.4. Коефіцієнти ТЧХ зведені до Таблиці 2.1

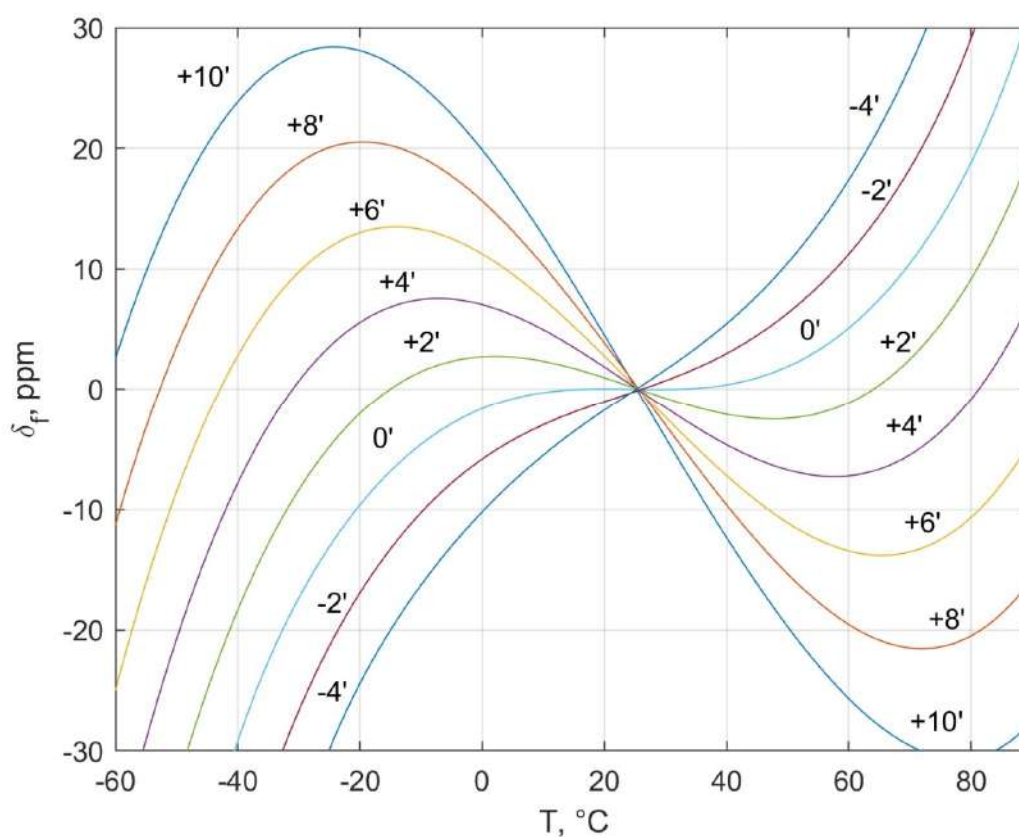


Рисунок 2.4 – Розраховані температурно-частотні характеристики для резонатора АТ-зрізу $ух1/+35^\circ-4' \dots +10'$

Як видно із графіку на Рисунку 2.4., для даного температурного діапазону нестабільність частоти не перевищує 30 ppm, однак відхилення кута зрізу від номінальних 35° призводить до збільшення чутливості КР, і як наслідок, до збільшення відхилення частоти.

Таблиця 2.1 – Коефіцієнти температурно-частотної характеристики для резонатора АТ-зрізу ух1/+35°-4' ... +10'

$\Delta\theta$	$a_{0\theta}$	$b_{0\theta}$	$c_{0\theta}$
-4'	-0,0078	0,5212	-10,0994
-2'	-0,0080	0,3569	-5,7985
0'	-0,0080	0,1917	-1,5876
2'	-0,0081	0,0268	2,7229
4'	-0,0083	-0,1353	7,0585
6'	-0,0085	-0,3003	11,2786
8'	-0,0086	-0,4633	15,6230
10'	-0,0087	-0,6291	19,8001

Також з Рисунку 2.24 видно, що для резонаторів АТ-зрізу зміна значення кута зрізу спричиняє поворот кривої ТЧХ відносно точки перегину графіка для абсциси $T = 26^\circ\text{C}$, а також, як наслідок, зміни точок екстремуму відхилення частоти. Таким чином, залежно від температурного діапазону оптимальним є різні значення кута зрізу за критерієм мінімального відхилення частоти на цьому температурному діапазоні. Вважатимемо температурний інтервал, який обмежений максимальним та мінімальним (екстремальними) значеннями відхилення частоти, оптимальним для КР із відповідною ТЧХ.

Так, відповідно до Рисунку 2.4, для інтервалу $[-40+90]$ °C оптимальний кут зрізу становить $ухл/+35^{\circ}4'$ з відхиленням, що не перевищує ± 8 ppm, а для інтервалу $[-20...+70]$ °C – $ухл/+35^{\circ}2'$ з максимальним відхиленням ± 3 ppm. Збільшення відхилення частоти обумовлене неточністю орієнтації кута зрізу, що спричинене виробничим розкидом даного параметру.

Далі наведено фрагмент коду на мові MATLAB, за допомогою якого було розраховані коефіцієнти з Таблиці 2.1 та побудовано графік до Рисунку 2.4:

```
% очищення робочої області та завантаження даних
clear;
load("tchhmult.mat");

% робочий діапазон
T = -60:90;

% цикл по 8 ТЧХ
for k = 1:8
    x = wpddatasets(['x' num2str(k)]);
    s = wpddatasets(['s' num2str(k)]);

    % вилучення з масиву значень Null
    x(isnan(x)) = [];
    s(isnan(s)) = [];

    % одновимірна інтерполяція для вирівнювання
    % кількості елементів у масивах
    p = polyfit(x,s,3);

    % обчислення значень за коефіцієнтами поліному
    Delta = polyval(p,T);

    % побудова графіків результатів
    plot(T,Delta); hold on
end

% налаштування сітки, підписів осей та стилів
hold off
```

```

grid on
xlim([-60 90])
ylim([-30 30])
xlabel('T, °C')
ylabel('\delta_f, ppm')

% підписи кривих ТЧХ на графіку
text(-50, 26, "+10'"); text(70, -27.5, "+10'");
text(-32, 22, "+8'"); text(73, -19, "+8'");
text(-22, 15, "+6'"); text(69, -11, "+6'");
text(-17, 9, "+4'"); text(66, -3, "+4'");
text(-13, 4, "+2'"); text(65, 4, "+2'");
text(-18, -4, "0'"); text(52, 5, "0'");
text(-27, -17.7, "-2'"); text(62, 16.6, "-2'");
text(-27, -25, "-4'"); text(60, 23.6, "-4'");

```

Для реалізації ефективної схеми термокомпенсації КГ на базі АТ-резонаторі робочу температуру слід обирати рівною або близькою до температури екстремуму в області додатного значення температур. Значення ТКЧ в екстремумі дорівнює нулю, а крутизна зміни ТЧХ АТ-резонатора поблизу точки екстремуму буде меншою у КР з меншим відхиленням кута зрізу. Для меншої крутизни ТЧХ поблизу робочої температури досягається краща стабільності частоти при однаковій стабілізації температури. В той же час, для термостатованих КГ на КР АТ-зрізу не рекомендується застосовувати температуру термостатування вище другий екстремуму. Верхня межа робочого діапазону температур експлуатації повинна бути нижчою за температуру термостатування. Різниця між цими значеннями залежить від мінімальної потужності теплових втрат, виділених всередині генератора.

Розглянемо ТЧХ групи резонаторів ТД-зрізу $u_{xbl}/+22\dots24^\circ/+33,5\dots35^\circ$. Такі КР, подібно до резонаторів АТ-зрізу, мають ТЧХ з двома локальними екстремумами, яка зміщена в бік додатних температур. Перший екстремум розташований вище рівня $+60^\circ\text{C}$, тоді як другий – ще далі у бік збільшення

температури. Для КР даного типу характерними є такі властивості: мінімальний температурно-динамічний коефіцієнт частоти (ТДКЧ), мінімальний інтегральний силовий коефіцієнт частоти (ІСКЧ), менше значення крутизни ТЧХ поблизу екстремальних точок порівняно із КР із АТ-зрізом. Крутизна нахилу ТЧХ для опорної термостабільної моди С-моди ТД-резонатора поблизу екстремуму не перевищує значення порядку 0,1 ... 0,2 Гц / °С на частоті моди рівній 10 МГц. Для В-моди крутизна нахилу ТЧХ приймає значення з діапазону 200...300 Гц / °С залежно від температурного режиму. Останній факт актуалізує використання таких КР в прецизійних КГ та високоточних сенсорах температури. На Рисунку 2.5 зображена ТЧХ БТ-резонатора.

Резонатори з типом зрізу БТ – $uxl/-48^\circ$ характеризуються ТЧХ, яка за формою близька до квадратичної параболи – зображена на Рисунку 2.5. Однак для більш точного представлення ТЧХ доцільно використати поліном 3-го степеня, оскільки для реально КР гілки ТЧХ асиметричні, так, наприклад права гілка кривої має більшу крутизну ніж ліва (Рисунок 2.5). Відповідні коефіцієнти апроксимованої ТЧХ були розраховані в ході поліноміальної апроксимації. Зміна значення кута зрізу призводить до зміни точки екстремуму кривої ТЧХ в широкому діапазоні температур. Порівняно із АТ-резонаторами, резонатори з БТ-зрізом мають меншу крутизну відхилення частоти від температури, однак, в наслідок меншої чутливості до точності орієнтації пластини резонатора, можливо забезпечити більшу точність розміщення екстремуму на температурному проміжку.

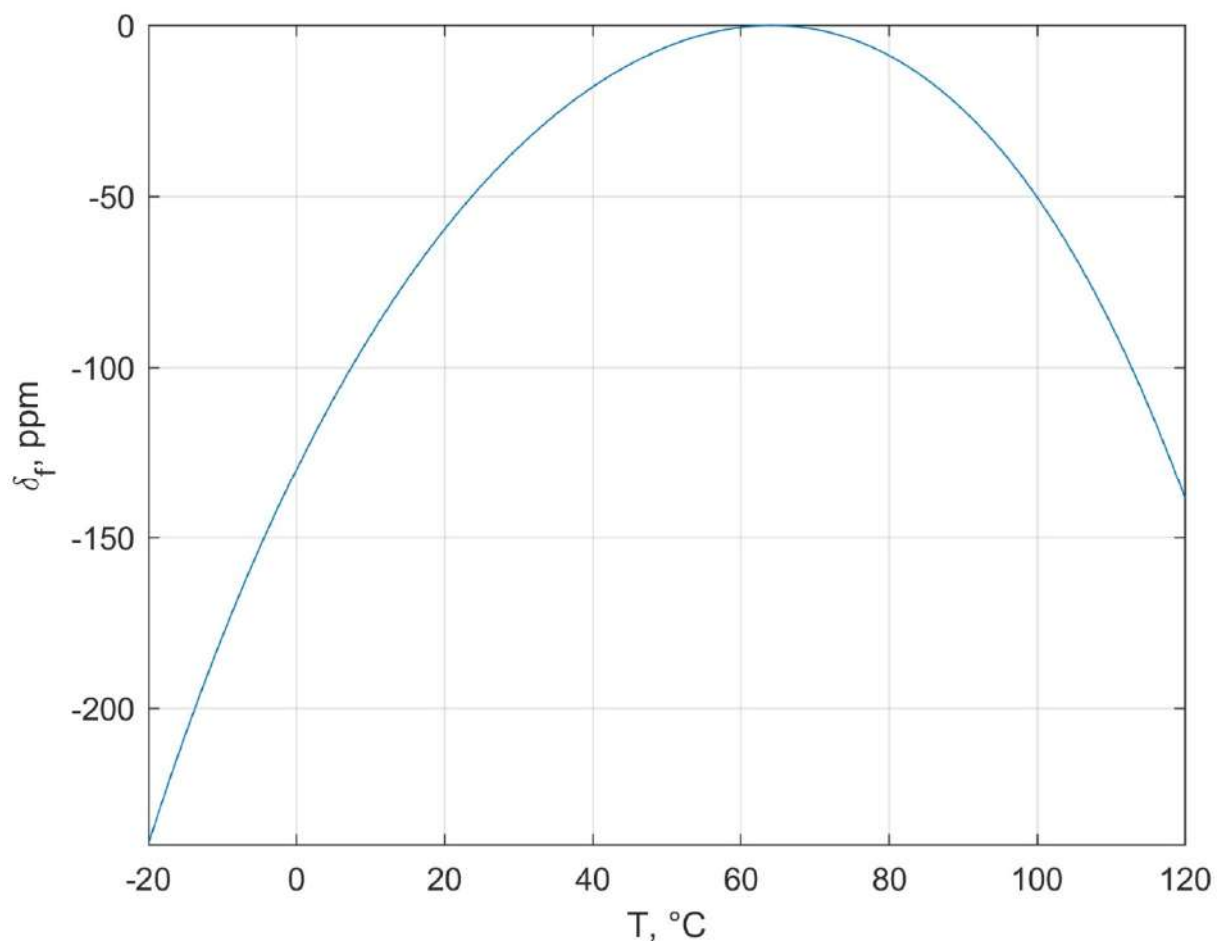


Рисунок 2.5 – Температурно-частотна резонатора БТ-зрізу ух1/–48°
(коєфіцієнти ТЧХ: $a_{0\Theta} = -134,312$; $b_{0\Theta} = 4,361$; $c_{0\Theta} = -0,032$)

Також БТ-резонатори характеризуються більш високими значеннями частотного коєфіцієнту K_f порівняно із іншими типами резонаторів (наприклад, АТ-резонатори, ТД-резонатори), що дозволяє отримати більшу резонансну частоту за однакової товщини ПЕ.

Висновки до другого розділу

В другому розділі магістерського дослідження було виконано наступне:

- розроблена формалізована математична модель термокомпенсованого кварцового генератора;

- проведено розрахунок схеми термокомпенсованого кварцового генераторів на базі схеми ємнісної триточки;

- розраховано та досліджено температурно-частотні характеристики резонаторів АТ-, БТ- і ТД-зрізів в залежності від зміщення кута зрізу та його впливу на форму кривої ТЧХ.

Запропоновані моделі і методи будуть використані для імітаційного моделювання схеми цифрової термокомпенсації, розробці якої будуть присвячені наступні розділи роботи.

3 РОЗРОБКА МЕТОДУ ЦИФРОВОЇ КОМПЕНСАЦІЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ЧАСТОТИ КВАРЦОВИХ РЕЗОНАТОРІВ

3.1 Апроксимація та усереднення температурно-частотних характеристик кварцових резонаторів

Криві залежності відхилення частоти зі зміною температури визначаються відповідними ТЧХ для резонаторів різних типів. Як було показано в Розділі 2, для інженерних розрахунків з достатньою точністю можна використовувати поліноміальну апроксимацію ТЧХ із 3-м степенем апроксимуючого поліному. Однак, в результаті технологічних відхилень під час виготовлення КР, реальний кут орієнтації може мати похибку для конкретного екземпляру резонатора, що є причиною появи систематичних відхилень в ТЧХ у порівнянні із еталоном.

Крім того, ТЧХ реальних КР можуть мати відхилення від теоретично розрахованих ідеальних значень. Причинами таких відхилень можуть бути дефекти сировини кварцу; відхилення та неоптимальна геометрична форма кристалу – характерно для АТ-резонаторів низьких частот; різного роду порушення технологічного процесу виготовлення, що призводить також до збільшення амплітуди паразитних резонансів на високих частотах; порушення норм жорсткості кріплення ППЕ; неякісне покриття електродів та відхилення розмірів збуджуючого електроду, що викликає зв'язані коливання; перевантаження збудження резонатора тощо.

З метою усереднення відхилень ТЧХ було досліджено п'яти КР, які належали до однієї партії. Відповідні ТЧХ показані на Рисунку 3.1 – криві 1-5 відповідно. Шляхом точкового усереднення була отримана крива ТЧХ, що відповідає середньому значенню реальних екземплярів КР – крива AVG, зображена жирною штриховою лінією. І нарешті, в результаті поліноміальної

апроксимації були розраховані коефіцієнти поліному для усередненої ТЧХ, значення яких такі:

$$a_{\theta 0} = 9,6745; b_{\theta 0} = -0,2678; c_{\theta 0} = -0.0076.$$

Відхилення КР, ТЧХ яких зображені на Рисунку 3.1 не перевищує за абсолютною 3 ppm величиною.

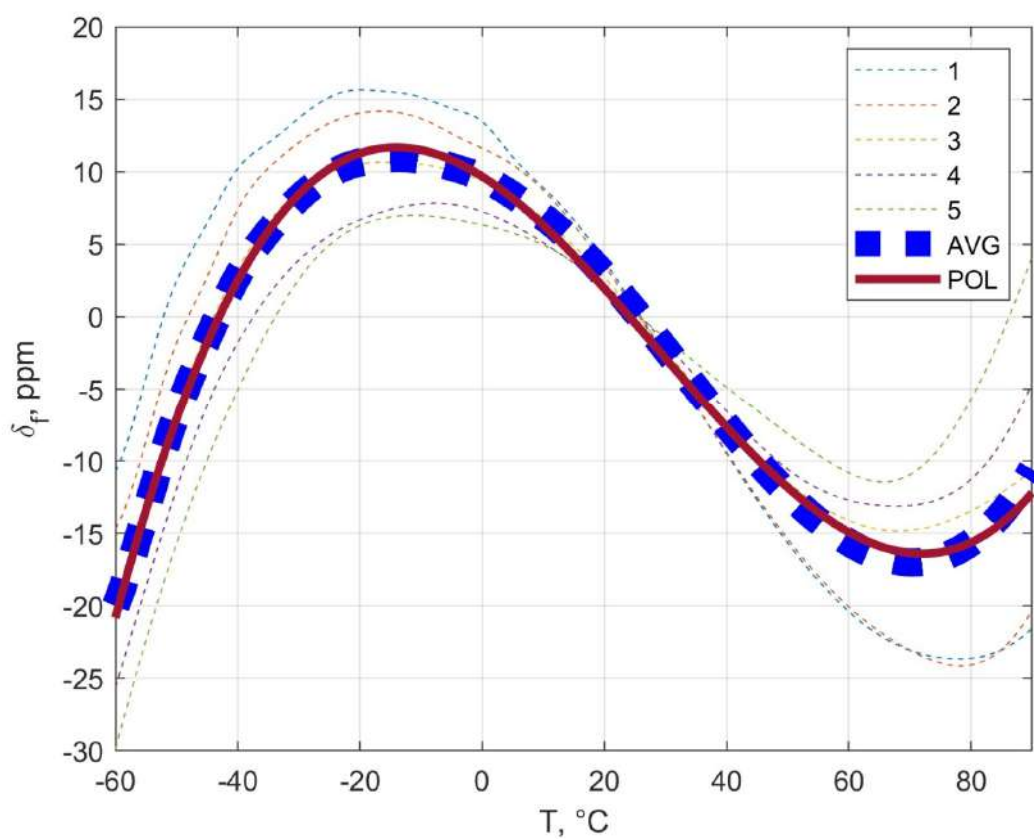


Рисунок 3.1 – Температурно-частотні характеристики 5-ти резонаторів з відхиленням до 3 ppm: виміряні ТЧХ (криві 1-5), усереднена ТЧХ (крива AVG), поліноміальна апроксимація (крива POL)

Програмний код на мові MATLAB, за допомогою якого було виконано усереднення ТЧХ та апроксимація (результат – Рисунок 3.1):

```

% очищення робочої області та завантаження даних
clear;
load("tchhmult.mat");

% робочий діапазон
T = -60:0.1:90;

% цикл по 5-м виміряним ТЧХ
for k = 1:5

    t = wpddatasetmult(['x' num2str(k)]);
    y = wpddatasetmult(['s' num2str(k)]);

    % видалення з масиву значень Null
    t(isnan(t)) = [];
    y(isnan(y)) = [];

    % приведення координати "t" до робочого діапазону
    t = t ./ 80.0 .* (80 +60) - 60;

    % одновимірна інтерполяція сплайнами для вирівнювання
    % кількості елементів у масивах
    s(:,k) = interp1(t,y,T,"spline");
end

% обчислення середнього значення 5-х ТЧХ
s_avg = mean(s,2);

% апроксимація поліномом 3-ї степені
p = polyfit(T,s_avg,3);

% обчислення значень за коефіцієнтами поліному
Delta = polyval(p,T);

% побудова графіків результатів
plot(T,s,'--'); hold on
plot(T, s_avg, ':', LineWidth=10,Color="Blue")

```

```

plot(T,Delta,LineWidth=3);hold off

% налаштування сітки, підписів осей та стилів
grid on
xlim([-60 90])
xlabel('T, °C')
ylabel('\delta_f, ppm')
legend({'1', '2', '3', '4', '5', 'AVG', 'POL'})

```

Розглянемо ТЧХ резонатора зі зрізом SC для його першої та 3 гармоніки. Двочастотний SC-резонатор з основною частотою 10 МГц розглядається як джерело опорної частоти для системи прямого цифрового синтезу (ПЦС).

Еквівалентна схема такого КР зображена на Рисунку 3.2, а її параметри зведено до Таблиці 3.1 (еквівалентні послідовні опори R_{s1-3} , ємності C_{s1-3} , індуктивності L_{s1-3} ; та паралельна ємність C_0 ; добротність контурів Q_{1-3} та резонансна частота гармонік f_{s1-3}).

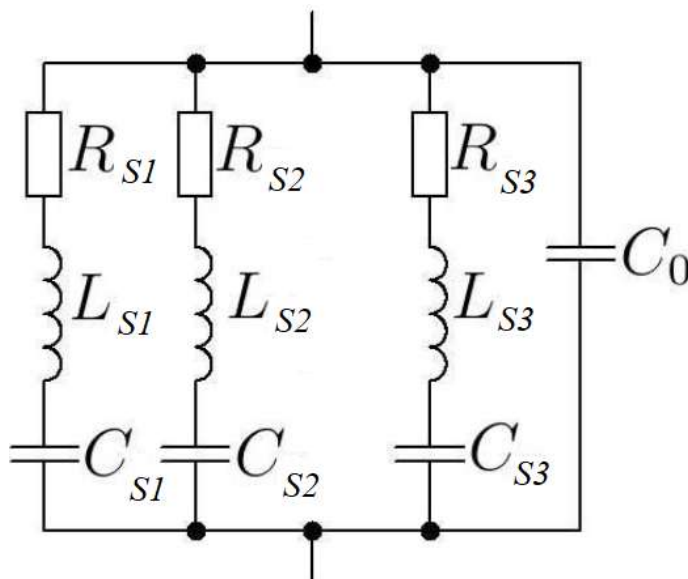


Рисунок 3.2 – Еквівалентна багаточастотна електрична схема SC-резонатора

Таблиця 3.1 – Параметри еквівалентної електрична схема SC-резонатора

Елемент екв. схеми	Основна (перша) <i>c</i> -гармоніка	Третя <i>c</i> -гармоніка	Основна <i>b</i> -гармоніка
f_s , МГц	9,9991433	29,879567	10,963462
L_s , мГн	104,500	126,600	233,200
C_s , фФ	2,424	0,241	0,904
R_s , Ом	11,300	72,000	189,000
Q	581000	330000	85000
C_0 , пФ	1,98		

Параметри еквівалентної схеми резонатора приведені для нормальних умов ($T = 25\text{ }^\circ\text{C}$).

Даний SC-резонатор був оптимізований для використання в термостатованих КГ, його ТЧХ не є оптимальними в усьому діапазоні температур від $-55\text{ }^\circ\text{C}$ до $85\text{ }^\circ\text{C}$. На Рисунку 3.3 показані ТЧХ 1-ї та 3-ї його гармонік.

Відповідно до Рисунку 3.3, В діапазоні температур від $[-55... 85]\text{ }^\circ\text{C}$ основна частота змінюється більше ніж на 130 ppm, а частота третьої гармоніки – більше ніж на 200 ppm.

Таблиця 3.2 – Коефіцієнти апроксимованої температурно-частотної характеристики SC-резонатора для першої та третьої моди

Мода	a_{e0}	b_{e0}	c_{e0}
1	-29,1042	1,6644	-0,0216
3	-46,7043	2,3420	-0,0216

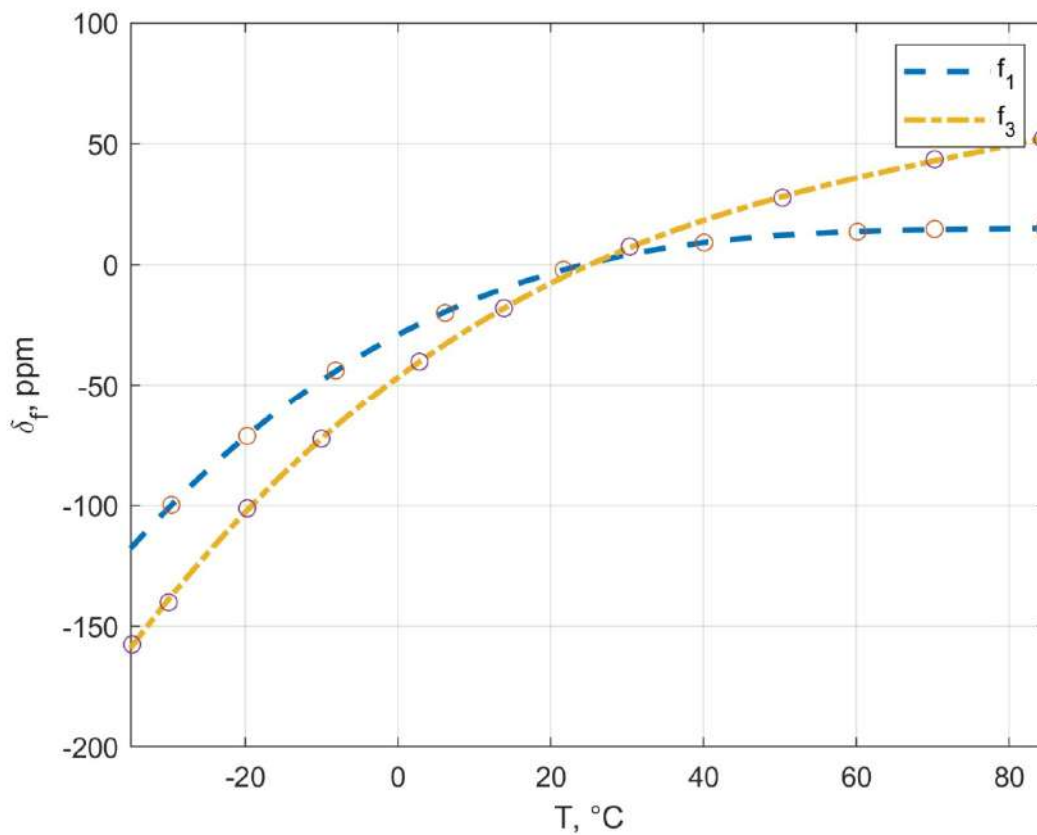


Рисунок 3.3 – Температурно-частотні характеристики
1-ї та 3-ї гармоніки SC-резонатора

Нижче наведено програмний код на мові MATLAB для поліноміальної апроксимації ТЧХ SC-резонатора та візуалізації (графіки на Рисунку 3.3 та коефіцієнти в Таблиці 3.2).

```
% очищення робочої області та завантаження даних
clear;
load("tchmult.mat");

% робочий діапазон
T = -35:0.1:85;
```

```

% завантаження даних для 1 гармоніки
t1 = sc12.(['x' num2str(1)]);
y1 = sc12.(['s' num2str(1)]);

% завантаження даних для 2 гармоніки
t2 = sc12.(['x' num2str(2)]);
y2 = sc12.(['s' num2str(2)]);

% видалення з масиву значень Null
t1(isnan(t1)) = [];
y1(isnan(y1)) = [];
t2(isnan(t2)) = [];
y2(isnan(y2)) = [];

% апроксимація поліномом 3-ї степені
p1 = polyfit(t1,y1,3);
p2 = polyfit(t2,y2,3);

% обчислення значень за коефіцієнтами поліному
Delta1 = polyval(p1,T);
Delta2 = polyval(p2,T);

% побудова графіків результатів
plot(T,Delta1,'--',LineWidth=2); hold on
plot(t1,y1,'o');
plot(T,Delta2,LineStyle='-.',LineWidth=2); hold on
plot(t2,y2,'o'); hold off

% налаштування сітки, підписів осей та стилів
grid on
xlim([-35 85])
xlabel('T, °C')
ylabel('\delta_f, ppm')
legend({'f_{1}', '', 'f_{3}', ''})

```

В результаті апроксимації було отримано коефіцієнти ТЧХ SC-резонатора для двох його гармонік (першої та третьої). Отримана модель матиме розвиток для імітаційного моделювання двочастотного КГ під зовнішнім термодинамічним впливом з метою дослідження нестабільності частоти.

3.2 Моделювання двочастотного кварцового генератора з ідентифікацією температури

Для ідентифікації температури КР використано двочастотний режим збудження, під час якого SC-резонатор в колі автогенератора збуджується на першій та третій гармоніках. Вихідними сигналами такого двочастотного КГ є відповідні гармоніки опорного сигналу f_{ref} , який відповідає першій моді двочастотного КР, та термочутливий сигнал f_T , який служить температурним маркером КР [5].

За невеликих відхилень температури від номінального значення T_0 , коли $\Delta T = T - T_0$, залежність власних резонансних частот представимо таким чином:

$$\begin{aligned} f_{ref}(T) &= f_{ref,0} + a_{1T} \Delta T, \\ f_T(T) &= f_{T,0} + a_{2T} \Delta T, \end{aligned} \quad (3.1)$$

де $f_{ref,0}$ та $f_{T,0}$ – номінальні значення вихідних частот двочастотного КГ за номінальної температури T_0 ,

a_{1T} , a_{2T} – коефіцієнти термочутливості резонатора.

Вихідні сигнали двочастотного КГ підлягають перемноженню за допомогою змішувача, на виході якого формується сигнал різницевої частоти:

$$\begin{aligned} f_d(T) &= f_{d,0} + Df_d(T) = \\ &= \dot{\dot{f}}_{ref,0} - \frac{k_1}{k_2} f_{T,0} \ddot{\dot{y}} + \dot{\dot{a}}_{1T} - \frac{k_1}{k_2} a_{2T} \ddot{\dot{y}} \times \Delta T, \end{aligned} \quad (3.2)$$

де k_1 / k_2 – дробово-раціональний коефіцієнт перетворення частоти f_T , який визначається згідно умови [3]:

$$f_{ref,0} \gg \frac{k_1}{k_2} f_{T,0} \quad (3.3)$$

Отже, сигнал різницевої частоти $f_d(T)$ використовується в якості ідентифікатору термодинамічного стану КР двочастотного КГ і може бути в подальшому використана для компенсації температурної нестабільності частоти, або безпосередньо для високоточного вимірювання температури сенсорами перетворювачами.

Структурна схема запропонованого термодинамічного компенсатора наведена на Рисунку 3.4.

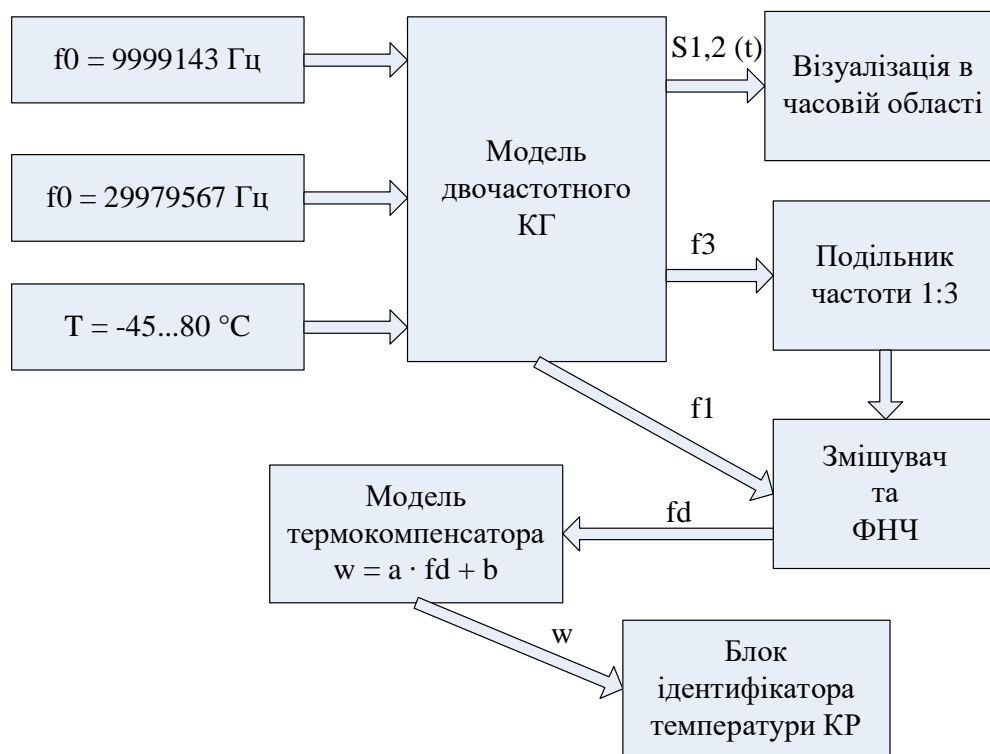


Рисунок 3.4 – Структурна схема термодинамічного компенсатора нестабільності частоти кварцового резонатора

Основним елементом схеми термокомпенсатора, яка зображена на Рисунку 3.4 є модель двочастотного КГ, що побудований на базі ємнісної три точкової схеми і який збуджений на першій та третій гармоніках – відповідно для генерування опорної частоти f_{ref} , та термочутливого сигналу частоти f_T .

Оскільки для даного SC-резонатора $f_3 \approx 3 \times f_1$, для приведення цих частот до порівняльних значень в схемі використано подільник частоти 1:3.

Виділення сигналу різницевої частоти f_d виконується згідно схеми за допомогою фільтра нижніх частот (ФНЧ) та змішувача (ЗМ).

Сигнал різницевої частоти f_d в свою чергу служить для обчислення сигналу корекції термокомпенсатора, а також для ідентифікації температури (температурний вимірювальний перетворювач).

Імітаційна модель (Simulink) термодинамічного КГ показана на Рисунку 3.5.

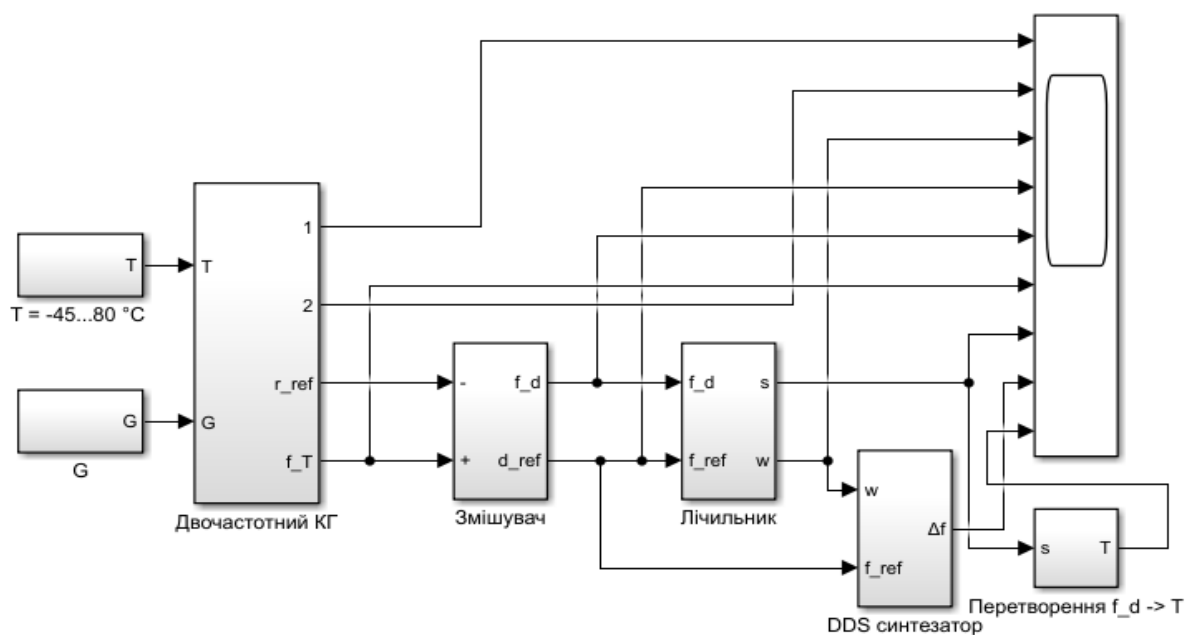


Рисунок 3.5 – Імітаційна модель двочастотного кварцового генератора з ідентифікацією температури та компенсацією температурної нестабільності

Згідно моделі, яка зображена на Рисунку 3.5, лінійне наростання температури в межах $[-45 \dots 80]$ °C забезпечується відповідним блоком-підсистемою.

Модель двочастотного КГ також виконана у вигляді підсистеми Simulink та побудована у відповідності до апроксимованої моделі КР. Ця модель зображена на Рисунку 3.6.

Підсистеми змішувача та лічильника для вимірювання значення різницевої частоти зображені на Рисунках 3.7 та 3.8 відповідно.

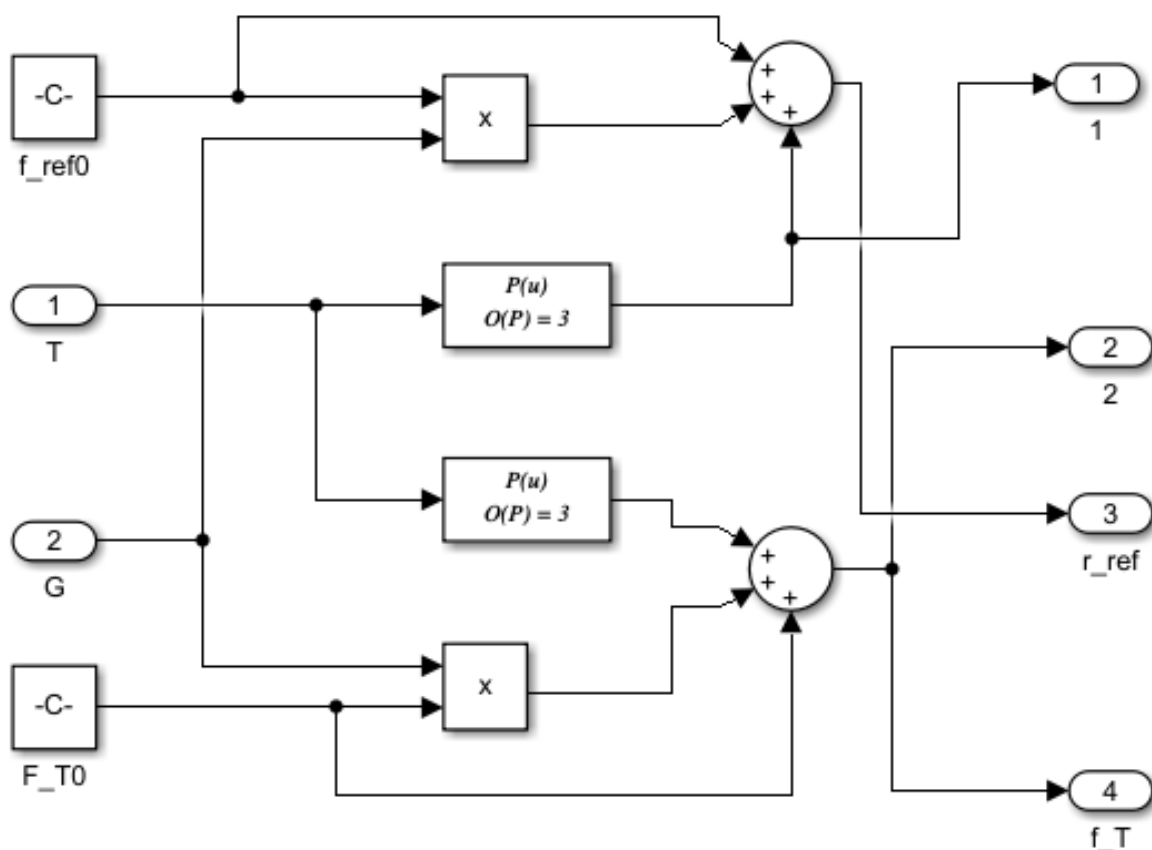


Рисунок 3.6 – Simulink-модель двочастотного КГ з урахуванням температурного впливу

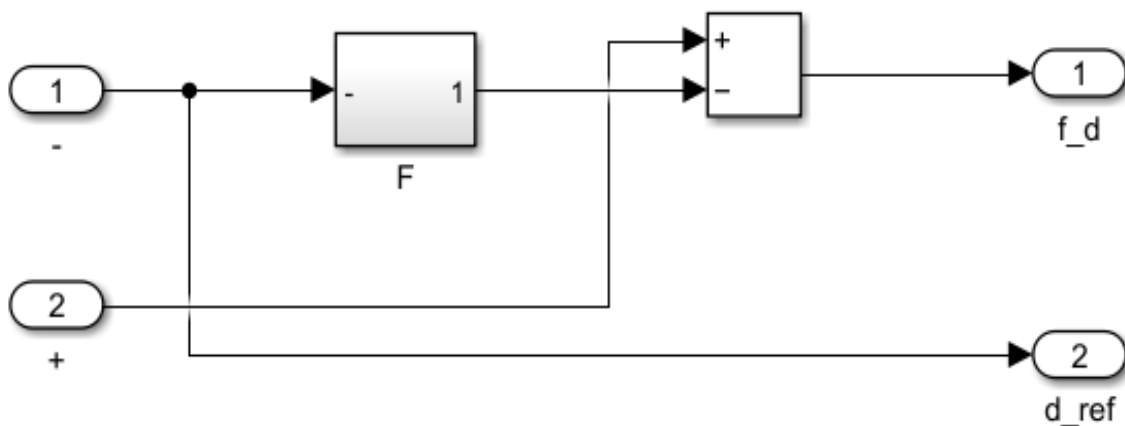


Рисунок 3.7 – Simulink-модель змішувача

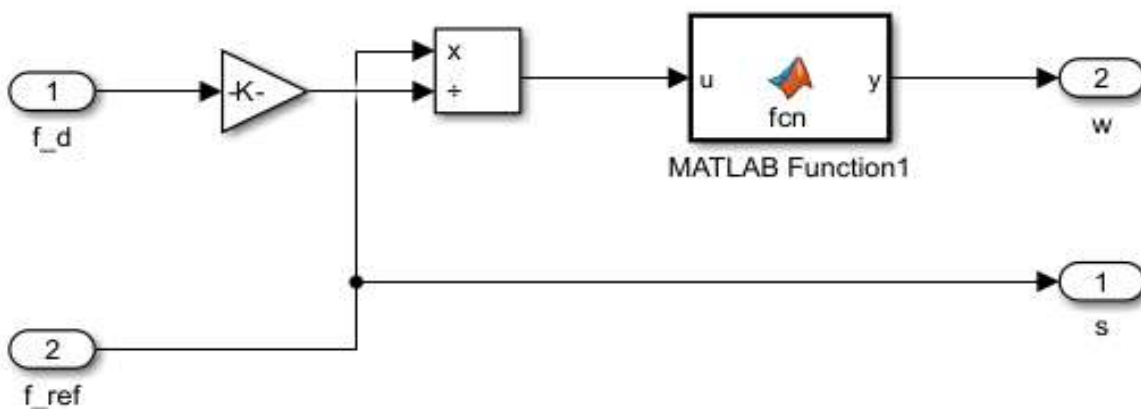


Рисунок 3.8 – Simulink-модель лічильника для схеми формування сигналу термокомпенсації

Таким чином, використовуючи двочастотний режим збудження КР, що працює на перших та третіх гармоніках SC-резонатора, отримано опорну частоту f_{ref} та термочутливий сигнал частоти f_T – температурний маркер.

3.3 Розробка моделі компенсатора температурної нестабільності частоти

Модель термокомпенсатора виконана на базі синтезатора частоти прямого цифрового синтезу (ПЦС, англ. – DDS, Direct Digital Synthesis). Відповідна Simulink-модель зображена на Рисунку 3.9.

Вихідним сигналом, який формує система, є коригувальний код $W(T)$, що використовується для компенсації зсуву вихідної частоти f_{out} DDS-синтезатора, що спричинений зміною температури КР:

$$W(T) = N_0(f_{out}, f_{ref}) + DW \left(\frac{df_d(T)}{f_d} \right), \quad (3.4)$$

за номінального значення коригувального коду для температури $T = T_0$:

$$W_0(f_{out}, f_{ref}) = \frac{f_{out} \times 2^m}{f_{ref,0}}, \quad (3.5)$$

де m – розрядність керуючого слова $W(T)$.

Згідно алгоритму цифрової компенсації, вихідне коливання з частотою f_{out} , що надходить з виходу DDS-синтезатора, є відкоригованим за рахунок вибору оптимального кодового слова W , яке мінімізує відхилення частоти опорної моди КР f_{ref} , що виникає наслідок зміни температури.

Сигнал різницевої частоти $f_d(T)$ використовується для ідентифікації температурного стану КР і може бути використаний для компенсації температурної нестабільності частоти або для точного вимірювання температури.

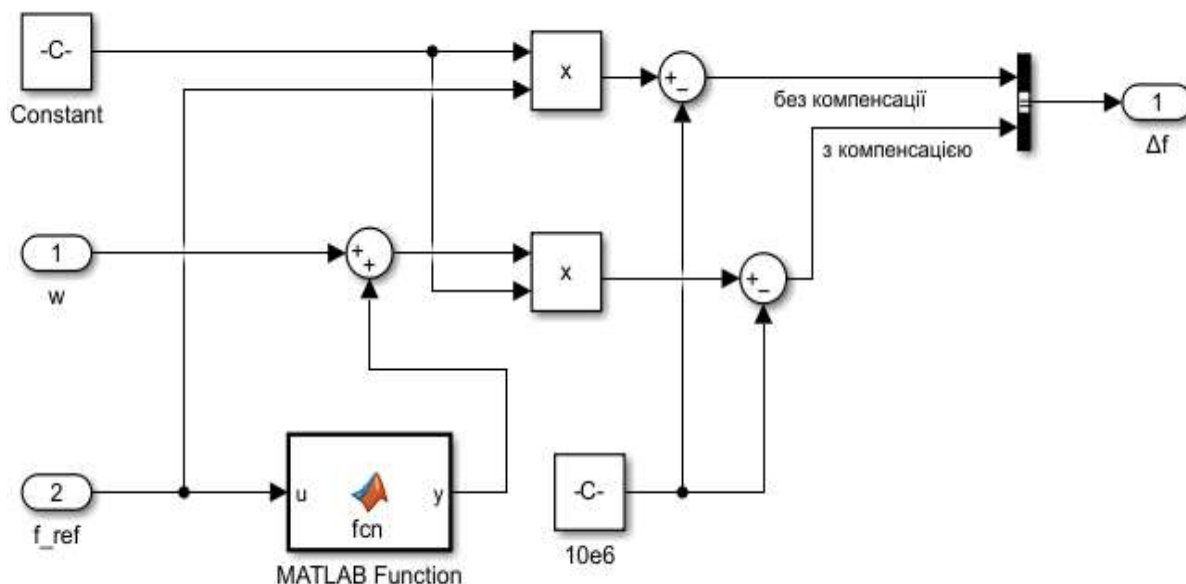


Рисунок 3.9 – Simulink-модель DDS-синтезатора з термодинамічною компенсацією нестабільності частоти

Подана структурна схема термодинамічного компенсатора дозволяє ефективно використовувати отриманий сигнал для корекції температурних змін у системі. Моделі КГ та КР, що розроблені в середовищі Simulink, підтверджують функціональність та ефективність запропонованого підходу, що робить його перспективним для використання в вимірювальних системах з високою точністю та стабільністю в робочому температурному діапазоні.

Вибір DDS синтезатора в якості основи термокомпенсатора нестабільності обумовлено гнучкістю, високою роздільною здатністю, низьким рівнем спотворень, а також та цифровому інтерфейсу контролю (наприклад, за допомогою мікроконтролера). Це дозволяє швидко та точно адаптувати частоту сигналу до змін температури, підтримуючи стабільність системи в широкому температурному діапазоні.

Висновки до третього розділу

В третьому розділі магістерської роботи було виконано наступне:

- проведена апроксимація усередненої температурно-частотної характеристики п'яти кварцових резонаторів із однієї партії, та показано, що для них відхилення частоти не перевищує 3 ppm за абсолютною величиною;

- виконана апроксимація поліномом третьої степені та розраховано відповідні коефіцієнти температурно-частотної характеристики кварцового резонатор з типом зрізу SC на двох його основних частотах (перша та третя гармоніки);

- розроблена структурна схема системи компенсації нестабільності частоти кварцового резонатора на базі двочастотного генератора;

- розроблена імітаційна модель системи компенсації температурної нестабільності частоти кварцового генератора із ідентифікацією температури, до складу якої входить модель двочастотного кварцового генератора, модель змішувача та лічильника для виділення сигналу різницевої частоти та вимірювання його значення відповідно;

- запропонована схема компенсації та імітаційна модель компенсатора на базі DDS синтезатора частоти із цифровим керуванням.

4 РОЗРОБКА КОМПЕНСАТОРА ТЕРМОДИНАМІЧНОЇ СКЛАДОВОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ЧАСТИТИ КВАРЦОВИХ РЕЗОНАТОРІВ НА БАЗІ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗУ

4.1 Вибір та обґрунтування методу синтезу частоти та алгоритму цифрової термокомпенсації

Цей розділ магістерського дослідження присвячено вибору методу синтезу частоти для використання у термокомпенсатора згідно запропонованої структурної схеми, яка зображена на Рисунку 3.4 в попередньому розділі.

Синтезаторами частоти є такі радіотехнічні пристрої, які використовуються для генерування та формування сигналу довільної частоти та форми – у відповідності до сигналу керування – за наявності генератора опорної частоти. Найбільш поширеним методом синтезу на сьогодні є прямий цифровий синтез (ПЦС, англ., Direct Digital Synthesis, DDS) [7].

Окрім вищеописаного методу також широкого використання отримали такі методи синтезу частоти [6]:

- прямий аналоговий синтез (ПАС, англ. Direct Analog Synthesis, DAS): базується на використанні змішувача, фільтру та подільника, а вихідний сигнал формується з опорного сигналу шляхом застосування фільтрації, змішування ділення/множення його частоти;

- непрямий синтез на основі фазового автопідстроювання частоти (ФАП) (Phase Locked Loop, PLL): сигнал на виході синтезатора формується з використанням допоміжного генератора керованого напругою (ГКН, англ. Voltage Controlled Oscillator, VCO), який в свою чергу охоплений петлею ФАП;

- гібридні методи, які є комбінаціями вищеописаних методів синтезу, в тому числі прямого цифрового синтезу [7].

Усі вищеописані методи синтезу частоти мають як недоліки так і переваги, залежно від конкретного застосування та тактико-технічних характеристик радіотехнічного пристрою, який розробляється. До таких характеристик належать:

- рівень побічних компонентів та шумів у спектрі вихідного сигналу – чистота вихідного сигналу;
- смуга частот вихідного сигналу, яка визначає допустимий діапазон робочого перестроювання частоти;
- швидкість перестроювання робочої частоти;
- роздільна здатність за частотою;
- можлива кількість різних частот генерування;
- можливість генерування сигналів із різними методами модуляції;
- нерозривність фази під час перестроювання.

Для DDS-синтезаторів характерними є висока точність синтезованого сигналу, його частоти та фази за рахунок використання цифрових методів синтезу. Такі синтезатори стійкі до дрейфу температури та старіння.

До основних переваг DDS-синтезаторів належать такі:

- можливість цифрового керування частотою та фазою вихідного сигналу;
- висока роздільна здатність за частотою та фазою вихідного сигналу;
- високошвидкісне перестроювання робочої частоти та фази без розриву фази та інших артефактів сигналу;
- принципова можливість реалізації параметричного температурного компенсування відхилення частоти за рахунок малого кроку перестроювання частоти;
- цифровий інтерфейс та підтримка усіма сучасними мікропроцесорними пристроями на рівні бібліотек вихідних кодів розробника.

Основним елементом DDS-синтезаторів, який є чутливим до аналогових спотворень, є власне цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) – він є головним джерелом нестабільності DDS, отже до цього компоненту зазвичай висуваються найжорсткіші вимоги щодо його характеристик [8].

Загалом дискретизація та цифро-аналогове перетворення є причиною таких обмежень DDS:

- обмеження максимально можливого значення вихідної частоти значенням рівним половині тактової;
- сильна залежність спектральних характеристик вихідного сигналу від якості використаного ЦАП;
- відносно висока потужність споживання, що напряму залежить від тактової частоти.

Структурна схема DDS-синтезатора зображена на Рисунку 4.1. Вона складається із вхідного регістра, який приймає значення коду частоти; акумулятора фази (АФ), що складається в свою чергу із суматора з накопиченням та регістра, який на кожному такті перезаписується значенням, що дорівнює сумі попереднього значення та деякої константи; постійного запам'ятовуючого пристрою (ПЗП), в який записані відліки гармонічної функції, наприклад, $y = \sin(x)$; а також вихідного аналогового каскаду, який представлений блоками ЦАП та фільтру.

Для отримання синусоїдального сигналу на виході DDS на всіх ЦАП необхідно послідовність відліків даної функції з частотою дискретизації F_{clk} .

Періодичність функції $y = \sin(x)$ з періодом 2π відповідає періодичному переповненню АФ, що реалізує арифметику за модулем 2^N .

Таким чином, частота переповнення АФ рівня частоті вихідного сигналу:

$$F_{out} = \frac{W \times F_{clk}}{2^N}, \quad (4.1)$$

де F_{out} – вихідна частота DDS;

F_{clk} – тактова частота опорного генератора;

W – код частоти;

N – розрядність АФ.

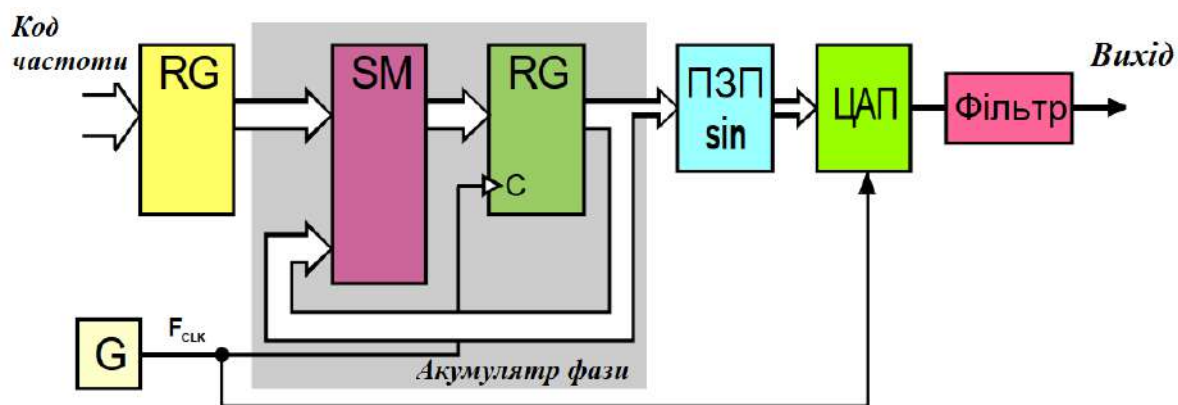


Рисунок 4.1 – Структурна схема DDS-синтезатора з акумулятором фази

Тактова частота опорного генератора DDS ділиться на число, яке задається відповідним кодом та розрядністю АФ.

Крок перестроювання частоти:

$$DF_{out} = \frac{F_{clk}}{2^N} \quad (4.2)$$

З виразу (4.2) видно, що збільшення розрядності АФ зменшує крок перестроювання частоти.

Збільшення розрядності АФ не потребує збільшення розрядності ПЗП, а для адресації можна використати необхідну кількість старших розрядів фазового коду. Можлива оптимізація, яка основана на властивостях симетрії гармонічної функції і згідно якої використовується лише 1/4 періоду функції.

Принцип роботи DDS-синтезатора показано схематично на Рисунку 4.2 – АФ формує послідовність кодів миттєвого значення фази, що лінійно наростає, а швидкість зміни фази задається кодом частоти; наступним кроком є перетворення фази у відліки синусоїдальної функції вихідного сигналу, що в свою чергу надходять на ЦАП на аналоговий фільтр; в результаті на виході отримуємо синусоїдальний сигнал заданої частоти.

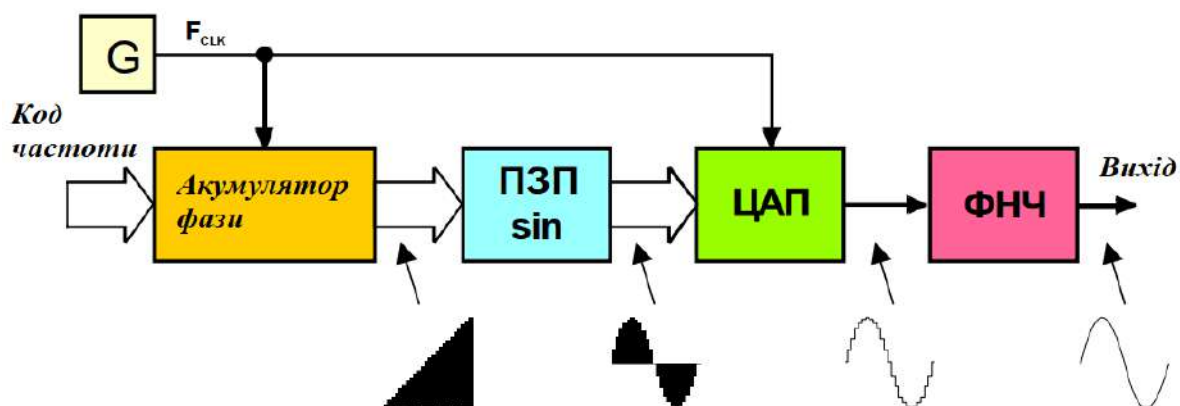


Рисунок 4.2 – Алгоритм роботи DDS-синтезатора з акумулятором фази

Описана на вище структура DDS також додатково може мати цифрові блоки, які розширюють функціональність пристрою; до таких блоків належать:

- вбудований помножувач частоти опорного сигналу;
- цифровий суматор для програмування фази;

- компенсатор нерівномірності амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) на базі інверсного фільтру;
- цифровий помножувач для амплітудної модуляції (АМ);
- додатковий блок ЦАП для отримання квадратурних сигналів I-Q;
- низькоджиттерний компаратор для цифрового тактування;
- додаткові регістри частоти та фази для високошвидкісної модуляції.

В якості конкретного DDS-синтезатора було обрано мікросхему AD9850 фірми Analog Devices [17].

Синтезатор AD9850 – це пристрій з високим рівнем інтеграції, який використовує технологію DDS у поєднанні з внутрішнім високошвидкісним ЦАП та компаратором, що робить його повністю завершеним цифровим програмованим синтезатором частот. За наявності стабільного опорного генератора AD9850 генерує спектрально чистий сигнал, який може бути програмований за частотою або фазою.

Високошвидкісне ядро DDS AD9850 підтримує 32-бітне слово настроювання частоти, що забезпечує роздільну здатність настроювання виходу 0,0291 Гц для опорного тактового сигналу частотою 125 МГц.

Архітектура схеми AD9850 дозволяє генерувати вихідні частоти до половини частоти опорного тактового сигналу (до 62,5 МГц), а вихідну частоту можна цифровим методом змінювати (асинхронно) з частотою до 23 мільйонів нових частот за секунду [17].

Пристрій також надає п'ять біт цифрового управління фазовою модуляцією, що дозволяє зміщувати фазу виходу на 180°, 90°, 45°, 22,5°, 11,25° та будь-яку їхню комбінацію. Кодове слова настроювання частоти та управління фазовою модуляцією завантажуються в AD9850 через паралельний або послідовний порт.

Структурна схема синтезатора AD9850 та позначення виводів зображено на Рисунку 4.3.

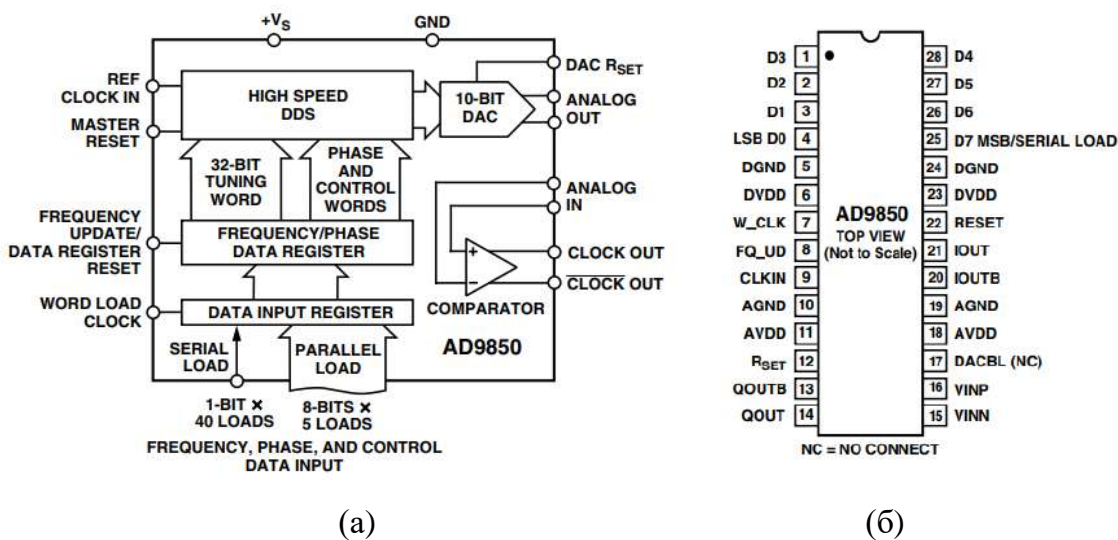


Рисунок 4.3 – Структурна схема (а) та позначення виводів (б) мікросхеми DDS-синтезатора AD9850

Формат паралельного завантаження мстить п'ять ітеративних завантажень 8-бітного кодового слова (1 байта). Перший байт відповідає за управління фазовою модуляцією, дозволом на вимкнення та форматом завантаження; Байти з 2 по 5 включають 32-бітне слово настроювання частоти. Послідовне завантаження здійснюється за допомогою 40-бітного послідовного потоку даних на одному виводі.

Пристрій DDS AD9850 використовує передову технологію CMOS для надання цього рівня функціональності та продуктивності при втраті потужності всього 155 мВт (з живленням 3,3 В). AD9850 доступний у компактному корпусі з 28 виводами SSOP (Shrink Small Outline Package) для монтажу на поверхню. Вказано, що він працює в розширеному індустріальному температурному діапазоні від -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$ [17].

4.2 Розробка макету програмованого генератора частоти на базі DDS

Для тестування DDS-генератора та проведення досліджень було виготовлено пакетний генератор з мікропроцесорним керуванням та LCD-індикацією на базі DDS синтезатора AD9850, LCD-дисплея 1602 та плати Arduino UNO. Функціональна схема макету зображена на Рисунок 4.4.

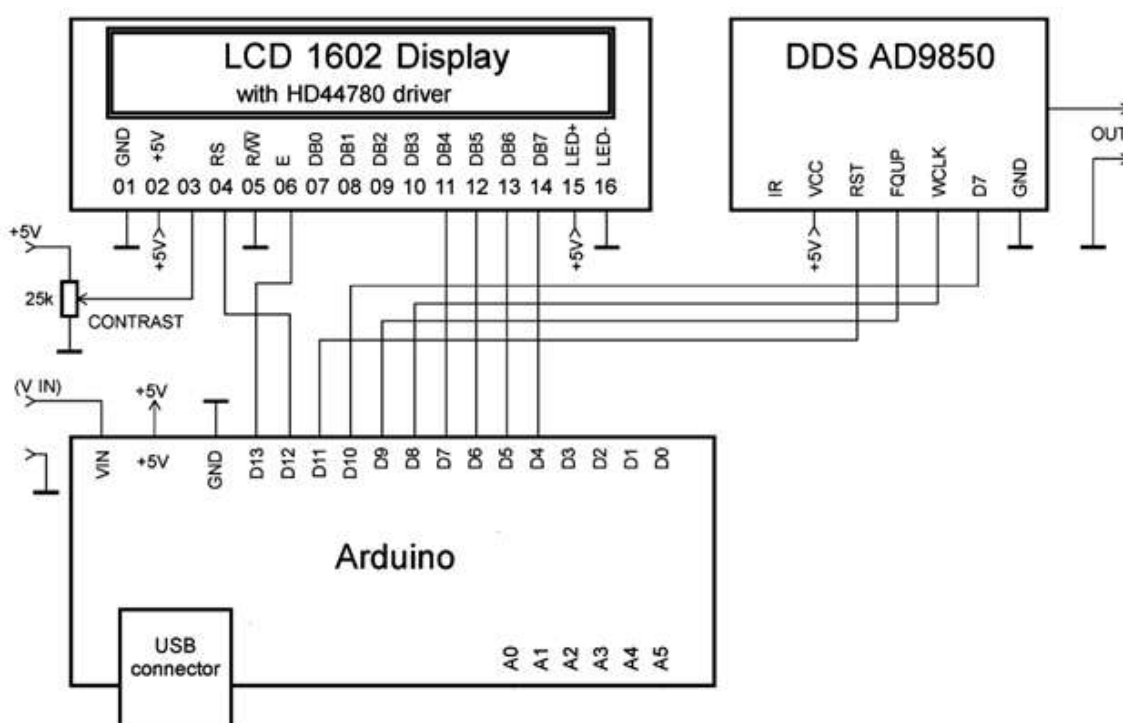
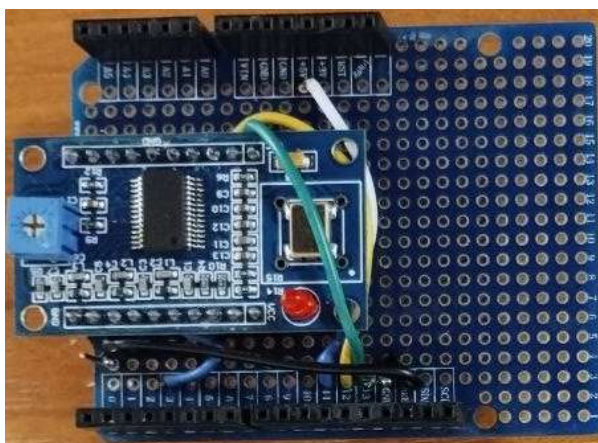


Рисунок 4.4 – Схема керуваного DDS генератора частоти з LCD індикацією

Описаний DDS-генератор складається із модуля, який побудований на базі DDS мікросхеми AD9850 і який сумісний із платформою Arduino (Рисунок 4.5, а). Мікропроцесорна програмована частина генератора представлена платою Arduino Uno (Рисунок 4.5, б). Для з'єднання модуля AD9850 із платою Arduino UNO було використана перехідна макетна плата. Для

індикації та керування генератором було використано плату-розширення з LCD-дисплеєм та кнопками – DFRobot LCD Keypad Shield, який реалізована на контролері HD44780 (Рисунок 4.5, в).



(a)



(б)



(в)

Рисунок 4.5 – Основні компоненти макета генератора сигналів:
DDS генератор сигналів AD9850 на перехідній платі формати Arduino UNO (а);
плата Arduino UNO в корпусі (б);
плата розширення LCD з кнопками (в)

В зібраному та увімкненому вигляді DDS-генератор зображений на Рисунку 4.6 (Виставлена опорна частота 10 МГц).

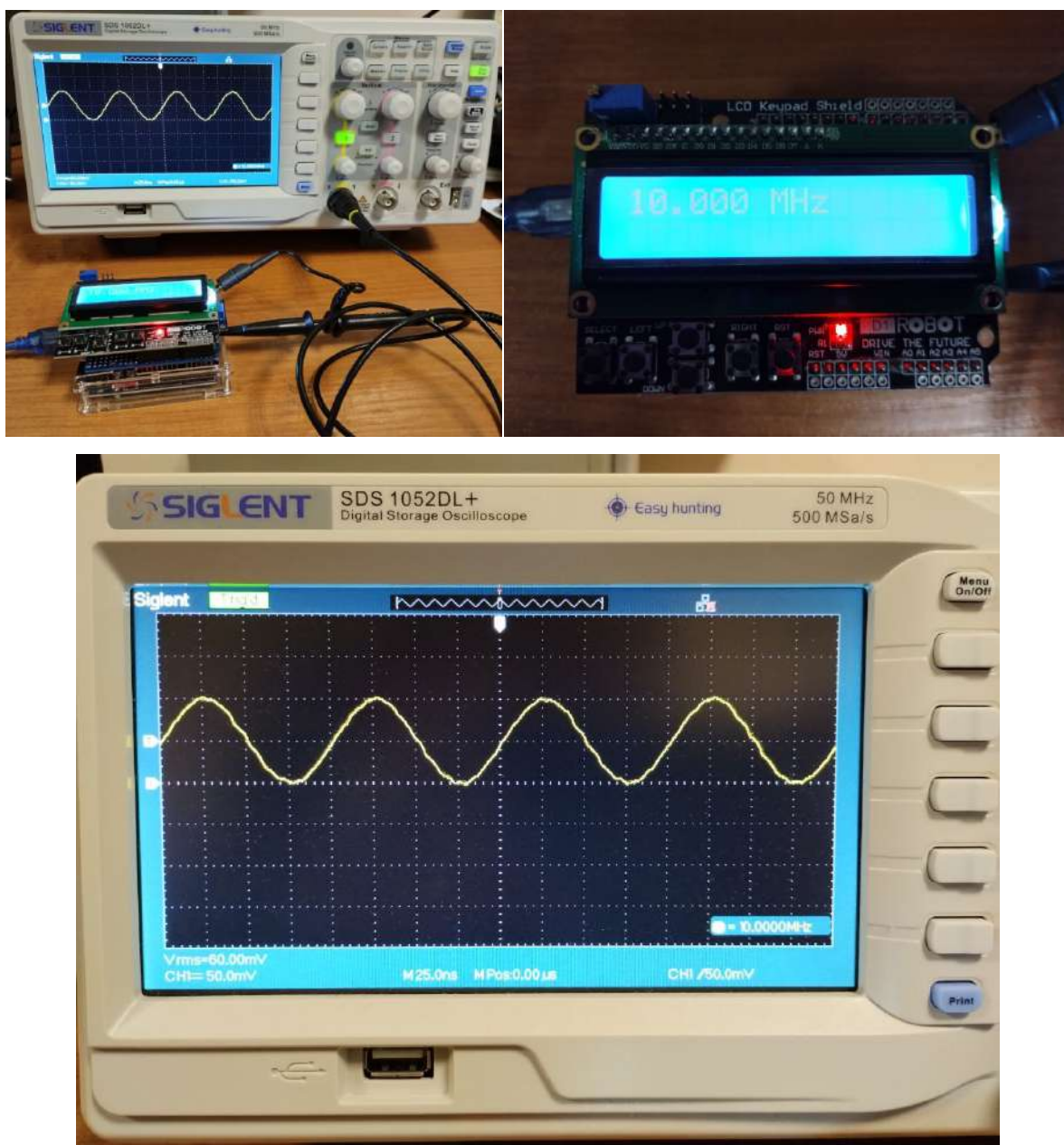


Рисунок 4.6 – Фото макету DDS-генератора та осцилограма вихідного сигналу на частоті 10 МГц

4.3 Імітаційне моделювання термокомпенсатора, візуалізація та аналіз результатів

Відповідно до методу термокомпенсації вихідної частоти DDS-синтезатора, модель та алгоритм якого були описані в розділі 3 даної роботи, різницева частоти використовується в якості маркерної величини, на основі якої вираховується коригуючи кодове слово для DDS-синтезатора.

В результаті відпрацювання цифрового термокомпенсатора коригувальний код підлаштовує частоту DDS-синтезатора таким чином, щоб мінімізувати відхилення частоти, що було спричинене температурним впливом на КР.

На Рисунку 4.7 показано результати, які були отримані в результаті імітаційного моделювання схеми, яка зображена на Рисунку 3.5. Для лінійно наростаючої температури КР у межах від -40 до $+80$ °С по чергово було виконано запуск моделі без будь-якої термокомпенсації та із увімкненим блоком термокомпенсації для цільової частоти 10 МГц.

Відповідні криві відхилення частоти показані на Рисунку 4.7, де крива 1 відповідає абсолютному значенню відхилення частоти без застосування термокомпенсатора, а крива 2 – із увімкненою функцією термокомпенсації на всьому проміжку зміни температури КР.

З Рисунку 4.7 видно, що максимальна ефективності термокомпенсатора спостерігається поблизу граничних значень робочого температурного діапазону, тобто якомога далі від номінальної температури КР. Так, наприклад, починаючи від температури -20 °С і нижче, на цільовій частоті 10 МГц спостерігається такий вииграш у стабільності частоти:

- відхилення в декілька одиниць кілогерц без термокомпенсації;

- мінімізація відхилення майже на один порядок, що становить декілька десятих кілогерца.

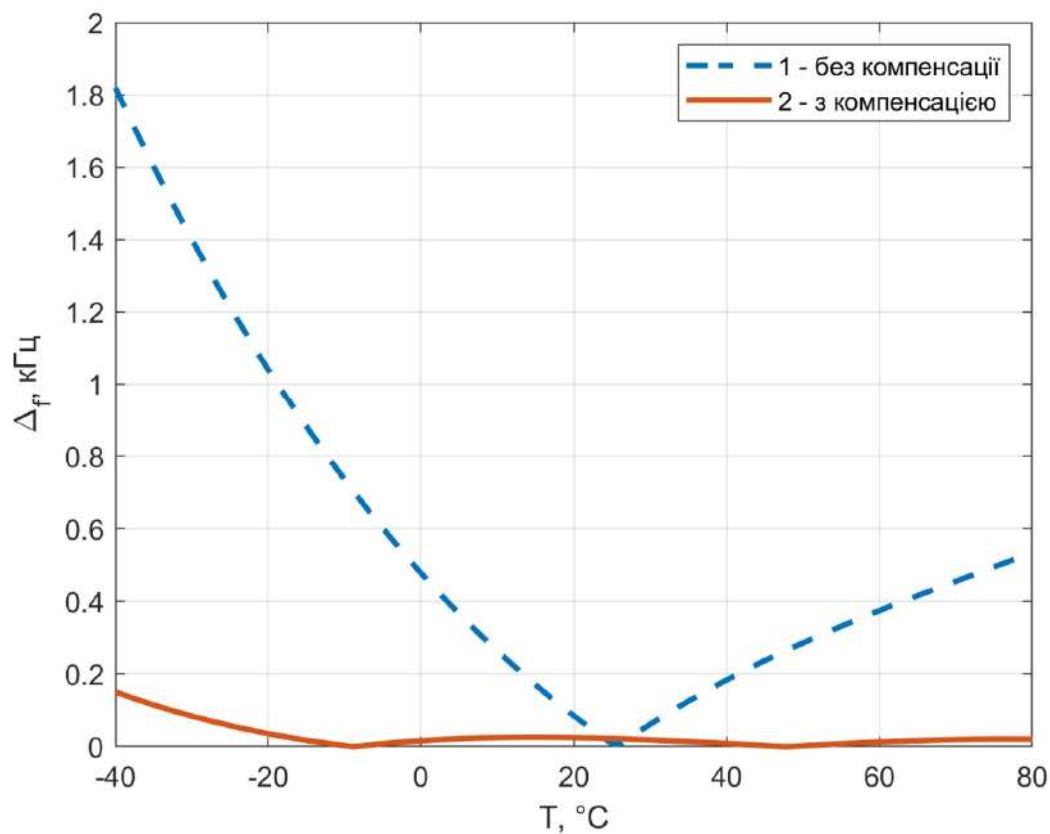


Рисунок 4.7 – Відхилення частоти DDS-синтезатора в результаті зміни температурного режиму кварцового резонатора: без термокомпенсації (крива 1), із увімкненою функцією термокомпенсації (крива 2)

Поблизу номінального значення температури, яка відповідає нормальним умовам, температурна складова нестабільності частоти проявляється тим менше, чим ближче значення температури до $T = 25^{\circ}\text{C}$, тому в такому вузькому діапазоні робота термокомпенсатора є надлишковою і в деяких випадках

доцільним є вимкнення модуля термокомпенсації з метою, наприклад, економії енергоспоживання генератора.

Дослідження процесів, які пов'язані із забезпеченням оптимального енергоспоживання термокомпенсованих КГ виходить за рамки предмету дослідження даної роботи.

Висновки до четвертого розділу

В четвертому розділі магістерської роботи було виконано наступне:

- проведено огляд методів синтезу частоти для побудови на їхній базі термокомпенсованого кварцового генератора;
- дослідження методу прямого цифрового синтезу (DDS) та актуальної елементної бази для побудови цифрового термокомпенсатора;
- розроблено макетний зразок цифрового генератора частоти на базі DDS-синтезатора;
- проведено імітаційне моделювання термокомпенсатора нестабільності частоти в середовищі Matlab/Simulink.

ВИСНОВКИ

У магістерській роботі було розглянуто використання кварцових генераторів для забезпечення високої стабільності частоти та низького рівня спотворень в телекомунікаційних пристроях. Робота присвячена методу компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових генераторів. Розглянуто розробку та використання термокомпенсатора для підвищення стабільності вихідної частоти DDS-синтезатора. Зазначено, що використання різницевої частоти як маркерної величини виявилось ефективним у коригуванні частоти синтезатора для компенсації температурного впливу на резонатор.

В ході досліджень було розроблено ряд імітаційних моделей та виконано моделювання, результати якого показали, що використання термокомпенсатора значно зменшує відхилення частоти DDS-синтезатора при зміні його температури. Зазначено, що ефективність термокомпенсатора особливо виражена в екстремальних температурних умовах. При цьому було вказано, що в окремих випадках вимкнення термокомпенсації може бути доцільним з метою економії енергії.

Таким чином, можна зробити висновок, що змодельований термокомпенсатор є ефективним засобом мінімізації впливу температурної нестабільності на частоту генератора. Результати цієї роботи мають важливе значення для технологій телекомунікацій та радіотехніки, де висока стабільність частоти є критичним фактором. Отримані результати можуть слугувати основою для подальших досліджень у напрямку оптимізації енергоспоживання термокомпенсованих кварцових генераторів та розширення їхнього використання в різних сферах техніки.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Підченко С.К. Теорія і реалізаційні основи інваріантних багаточастотних п'єзореzonансних пристроїв та систем / Монографія // Хмельницький: ХНУ, 2014. – 400 с.
2. Підченко С.К. П'єзореzonансні пристрої. Фізичні принципи роботи, основні параметри та характеристики /Ф.Ф. Колпаков, С.К. Підченко. – Консп. Лекцій з курсу “Радіопередавальні пристрої”. – Хмельницький: ТУП, – 2003. – 59 с.
3. Шинкарук О.М. Приймання та оброблення сигналів : навчальний посібник / О.М. Шинкарук, В. І. Правда, Ю. М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 365 с.
4. Філяшкін М.К. Мікроелектромеханічні системи: Навчальний посібник – К.: НАУ, 2019. – 276 с.
5. Поплавко Ю. М. П'єзоелектрики: навч. посіб. / Ю. М. Поплавко, Ю. І. Якименко. – К.: НТУУ «КПІ», 2013. – 328 с. – Бібліогр.: с. 324–325. – 300 пр.
6. Богорощ О.Т. П'єзоелектричні та сегнетоелектричні матеріали: Навчальний посібник- Київ, НТУУ «КПІ». – 2015. – 274 с
7. Сєдов С. О. Аналогове оброблення сигналів. Схемотехніка. Розрахунки: підручник / С. О. Сєдов. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, Вид-во «Політехніка», 2018. – 298 с.
8. Діордієв В. Т. Засоби автоматизації електротехнічних комплексів: навчальний посібник / В. Т. Діордієв, А. О. Кашкар'юв, С. В. Дубініна, Г. В. Новіков. – Мелітополь: ФОП Однорог Т.В., 2020. – 220 с.
9. Архелюк О.Д., Перетворювачі та пристрої вимірювальної техніки: метод. реком. до лабор. практикуму. – Чернівці : Чернівецький нац. ун-т, 2021. – 37 с.

10. Бондаренко І.М. Мікроелектроніка НВЧ. Ч. 1. Елементи та пристрої НВЧ-тракту: Навч. посібник для студентів ВНЗ. – Харків: ХНУРЕ. – 2017. – 152 с.

11. Колесник Ю.І. Елементи та пристрої квантової електроніки : навч. посіб. / Ю.І. Колесник, А.В. Кіпенський. – Х. : НТУ «ХП», 2016. – 318 с.

12. Дукаров С. В. Фазові перетворення у нанорозмірних системах : навчальний посібник / С. В. Дукаров, С. І. Петрушенко, Р. В. Сухов, В. М. Сухов. – Харків : ХНУ імені В. Н. Каразіна, 2019. – 120 с.

13. Ткачук, В. М. Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. – 188 с.

14. Андреев О.В. Пристрої генерування та формування радіосигналів: навч посібник [електронне видання] / О.В. Андреев, В.В. Ципоренко, В.Г. Ципоренко І.І. Полещук – Житомир: ЖДТУ, 2018. – 138 с.

15. Підченко, С.К. Моделювання термокомпенсованого DDS в середовищі MATLAB / Підченко, С.К.; Марков, С.В.; Лаба, О.А.; Акулінічев, А.А. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – Вип. 1 – С. 77-80.

16. Ткачук, В. М. Радіопередавальні пристрої : навчальний посібник / В. М. Ткачук, С. М. Цирульник, Т. А. Петренко. – Вінниця : Т. П. Барановська, 2015. – 188 с.

17. AD9850 [Electronic resource]. – Access mode: <https://www.analog.com/en/products/ad9850.html>.

18. Підченко С.К. Температурно-динамічні характеристики кварцових п'єзрезонаторів АТ- та SC зрізів / Таранчук А.А., Лаба О.А // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2003. – № 2. – С. 49-55.

19. Stofanik V. Digitally Temperature-Compensated DDS / Balaz I., Minarik M // Proceedings of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium, pp. 816-819.

21. Stofanik V. An improvement in the temperature-compensated DDS / Balaz I., Minarik M // Proceedings of the 2001 IEEE/EIA International Frequency Control Symposium, pp. 662-664.

ДОДАТОК А

Тези доповіді до XIV Всеукраїнської науково-практичної конференції
«Актуальні проблеми комп'ютерних наук (АПКН – 2023)»

УДК 621.373

Дудар Ю.М.

Хмельницький національний університет

МЕТОД КОМПЕНСАЦІЇ ТЕРМОДИНАМІЧНОЇ СКЛАДОВОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ЧАСТОТИ КВАРЦОВИХ РЕЗОНАТОРІВ

Показна необхідність та доцільність застосування термодинамічної компенсації нестабільності частоти кварцових резонаторів за рахунок використання двочастотного режиму збудження. Запропонований метод дозволяє здійснювати ідентифікацію стану кварцового резонатора, що також може знайти розвиток у вимірвальній техніці. Результати моделювання показують доцільність застосування термодинамічного компенсатора для радіотехнічних пристроїв, які працюють в широкому діапазоні зміни робочої температури.

The necessity and expediency of applying thermodynamic compensation for the frequency instability of a quartz resonator by using a two-frequency excitation mode is demonstrated. The proposed method makes it possible to identify the state of a quartz resonator, which can also be developed in measuring technology. The simulation results show the feasibility of using a thermodynamic compensator for radio engineering devices operating in a wide range of operating temperature changes.

Кварцові резонатори (КР) отримали широкого застосування в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікацій завдяки їхнім характеристикам щодо стабільності частоти, точності, терміну безвідмовної роботи, а також невеликим габаритам та масі [1-3]. Дійсно, генератори опорних коливань, що основані на КР – кварцові генератори (КГ) – дозволяють забезпечити високу стабільність частоти коливань опорного сигналу, а також низький рівень спотворень та власних шумів, що особливо актуально в телекомунікаційних пристроях передачі інформації. Для таких систем та пристроїв будь-який зовнішній вплив на КР (температурний, вібраційний, електромагнітний, спричинений старінням тощо) є дестабілізуючим фактором, що є причиною нестабільності частоти і наслідки якого необхідно мінімізувати повністю або частково. З іншого боку, у вимірвальній техніці КР може використовуватись як чутливий елемент, в такому разі фактори

зовнішнього впливу несуть інформативний характер [1], а девіація частоти сигналу КГ несе інформацію про об'єкт вимірювання для подальшого оброблення вимірвальним перетворювачем [1, 4].

З огляду на вищесказане, актуальною задачею є розробка нових та удосконалення існуючих методів контролю та компенсації впливу зовнішніх факторів на стабільність частоти сигналу КГ.

В даному дослідженні розглядається термодинамічний (температурний) вплив зовнішнього середовища на КР, який використовується в якості опорного джерела гармонічних коливань для радіотехнічних пристроїв та мікропроцесорних систем, а також метод компенсації нестабільності частоти коливання за рахунок використання двочастотного режиму збудження КР. Метою роботи є підвищення стабільності вихідної частоти КГ за рахунок застосування методу компенсації термодинамічного впливу середовища.

Структурна схема імітаційної моделі термодинамічного компенсатора нестабільності частоти ГК показана на Рисунку 1. Центральним елементом моделі є двочастотна підмодель КГ, який збуджений на 1-й та 3-й гармоніках відповідно.

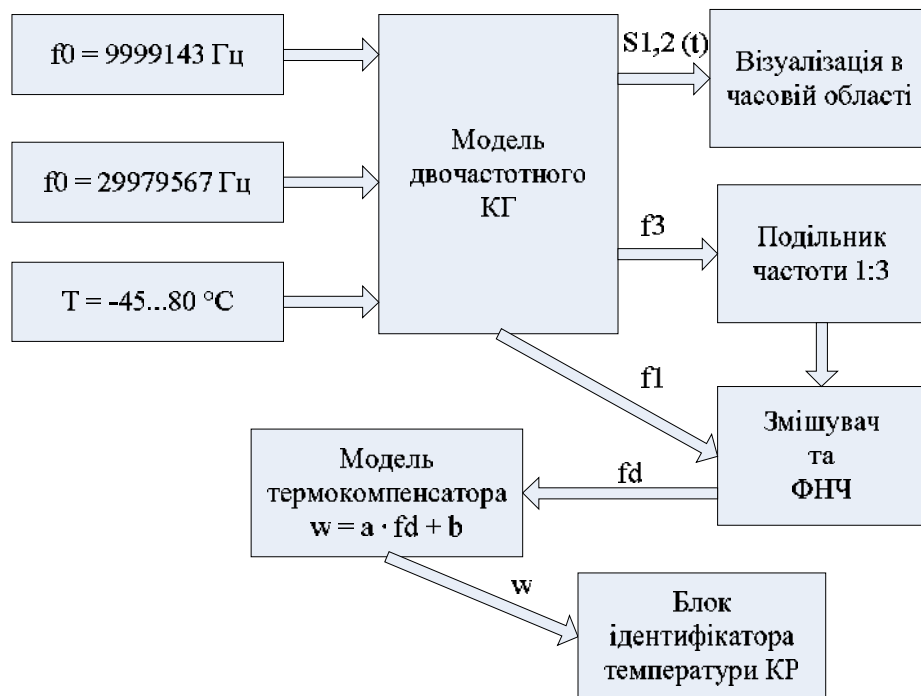


Рисунок 1

Зміна температури КР відбувається шляхом лінійно зростаючого параметру в межах від -45 до 80 °С. Модель також

передбачає візуалізацію сигналів в часовій області. За рахунок виведення КГ в двочастотний режим збудження, за наявності температурно-частотних характеристик (ТЧХ) обох робочих частот резонатора (1-ша та 3-тя гармоніки в даному випадку, див. Рисунок, б), з використанням подільника частоти 1:3, змішувача, та фільтра нижніх частот (ФНЧ), можливим є виділення сигналу різницевої частоти f_d . Залежність частоти цього сигналу та фактичної температури КР є практично лінійною (рис.2, а) [4].

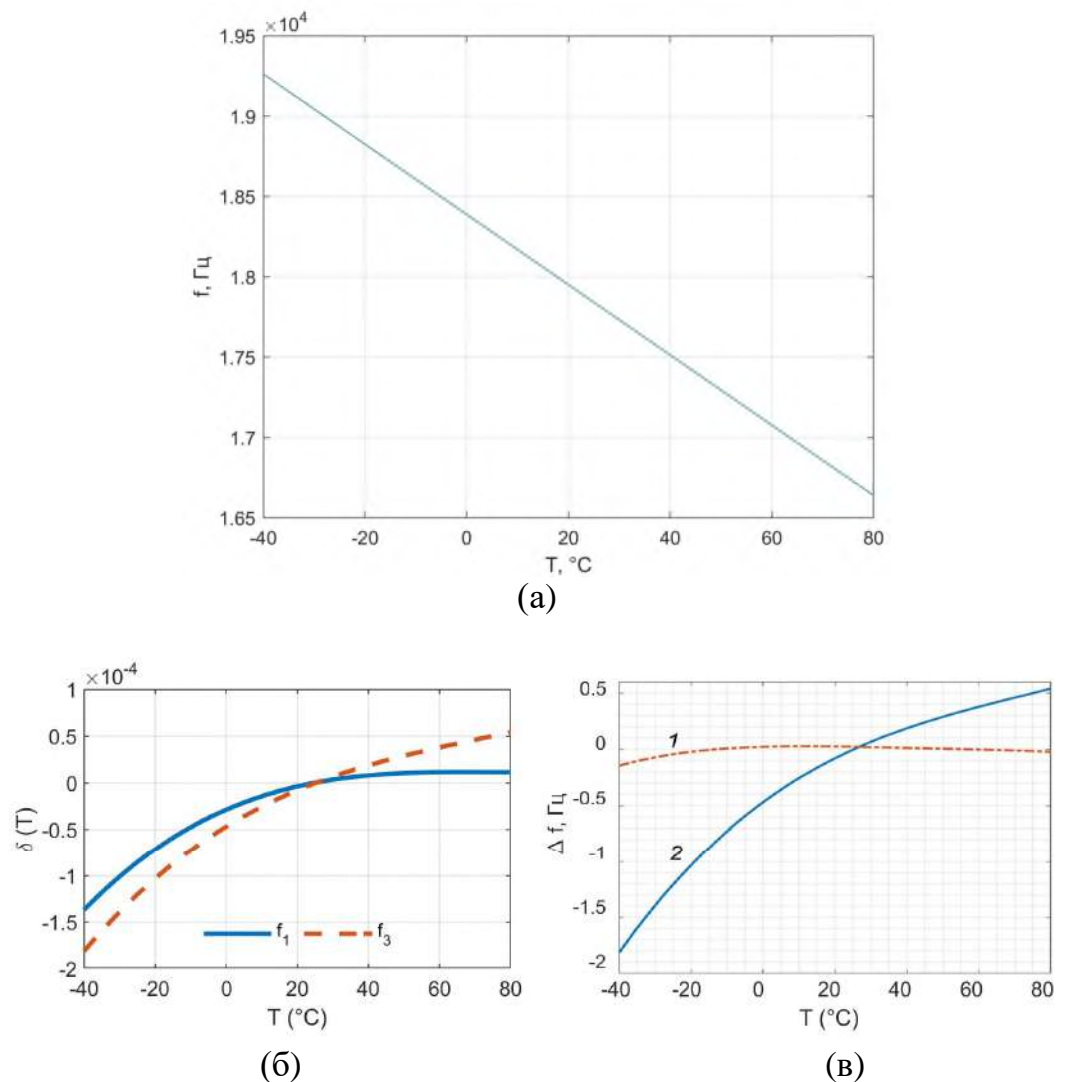


Рисунок 2 – Залежність різницевої частоти від температури КР (а); температурно-частотні характеристики першої та третьої гармоніки

КР (б); результати імітаційного моделювання КГ з термокомпенсатором та без нього (в, криві 1 та 2 відповідно)

Результати моделювання розробленого термокомпенсатора показані на Рисунку 2. Залежність температури від різницевої частоти, що була отримана в результаті лінійної апроксимації, показана на Рисунку 2, а.

Результати моделювання для лінійно наростаючої температури із застосуванням термокомпенсатора і без нього показані на Рисунку 2, в, з якого видно суттєве зниження відхилення частоти Δf – майже на один порядок для діапазону низької температури.

Отже, результати моделювання показують доцільність застосування термодинамічного компенсатора для КГ для широкого діапазону зміни робочої температури – від -45 до $+80$ °С, що відповідає допустимим нормам для КР [5]. До недоліків методу можна віднести необхідність вимірювання ТЧХ для кожного конкретного екземпляру КР, однак знаючи тип зрізу, а також інші характеристики, можливим є використання усередненої ТЧХ замість реальної з мінімальним погіршенням результату, що буде розвинуто в подальших дослідженнях.

Перелік посилань

1. Підченко С. К. Теорія і реалізаційні основи інваріантних п'єзореzonансних коливальних систем / Ф. Ф. Колпаков, С. К. Підченко. – Харків: Нац. аерокосм. ун-т «Харьк. авіац. ін-т», 2011. – 327 с.
2. Підченко С. К. Ідентифікація теплового стану кварцового резонатора на етапі встановлення коливальності / С. К. Підченко, А. А. Таранчук // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2004. – № 3 (7). С.36-42.
3. Таранчук А. А. Модель кварцового опорного генератора систем синхронізації цифрового телебачення / Вісник Хмельницького національного університету. – 2018. – № 5 (265). С.160-166.
4. Таранчук А. А. Аналіз методів поліпшення температурних характеристик прецизійних кварцових генераторів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – Хмельницький. – 2000. – № 3 – С.196-199.
5. Підченко С. К. Температурно-динамічні характеристики кварцових п'єзореzonаторів АТ- та SC-зрізів / С. К. Підченко, А. А. Таранчук, О. А. Лаба // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2003. – № 2. С. 49 – 55.

Міністерство освіти і науки України
Хмельницький національний університет



ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
за матеріалами XV Всеукраїнської науково-практичної конференції
«Актуальні проблеми комп'ютерних наук АПКН-2023»

17-18 листопада 2023

Хмельницький 2023

ЗМІСТ

Аскеров В.В. Метод покращення перевірок AML шляхом зміни парадигми ставлення системи до кожної окремої транзакції.....	12
Атаман В.О. Огляд технологій двофакторної аутентифікації та їх впровадження у мобільних додатках	16
Башта А.Р. Способи побудови детектингу об'єктів у реальному світі.....	19
Білінська А.Є. Дослідження підсистеми визначення безпечної відстані під час водіння автомобіля за допомогою комп'ютерного зору	22
Біньковський Я.В. Підсистема розпізнавання світлових сигналів світлофора	27
Бойчук А.І., Данчук С.В., Нічепорук А.О. Оцінка доступності SaaS систем в контексті аналізу впливу несправностей в ІТ інфраструктурі.....	31
Бохонько О.О., Бондарук О.В. Дослідження методів підтримки та керування життєвим циклом хмарних середовищ	35
Бохонько О.О., Лисенко С.М. Метод виявлення кібер-атак на основі соціальної інженерії	38
Бугайчук В.О. Сумаризація тексту за допомогою рекурентних нейронних мереж та трансформерів	41
Ваховська В.М. Мобільний додаток «GymRat» – віртуальний фітнес тренер.....	43
Владовська А.О., Продеус М.С., Нічепорук А.О. Адаптивне прогнозування та розпізнавання поведінки мешканців у розумних будинках	47

Воробйов В.С., Лисенко С.М.

Дослідження методів ідентифікації атак типу фішинг у корпоративних мережах 51

Галицький О.С.

Підвищення якості керування квадрокоптером за допомогою використання ретранслятора 54

Гардиш Д.О., Кліменко В.І.

Прикладні аспекти автоматизованого оцінювання відповідності кейса тестових завдань семантичній складовій навчальних матеріалів 57

Головатюк А.О.

Дослідження підсистеми розпізнавання та аналізу дорожніх знаків методами комп'ютерного зору 64

Денисенко Б.О., Молчанова М.О., Кліменко В.І.

Підхід до автоматизованого вирішення задач лінійного програмування 68

Денисюк Д.О.

Методи виявлення вразливостей в графічних об'єктах 77

Домбровський Н.С., Скрипник Т.К., Вознюк Л.О.

Метод ідентифікації подій в україномовних текстах засобами обробки природної мови 80

Дуда К.М., Кустовський Р.С.

Метод генерації тестів програмного забезпечення з пошуком певних дій 84

Дудар Ю.М.

Метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів 88

Єршова С.А., Мельников О.Ю.

Додавання модуля пошуку асоціативних правил до інтелектуальної системи прийняття рішень аналізу даних аптечної мережі 91

Єфремов М.С., Ляшко А.В., Крак Ю.В.

Візуалізація та попередній аналіз даних ЕКГ 95

Закабула О.Ю., Мельников О.Ю.

Аналіз моделей і методів прогнозування можливості аварій в системі водопостачання 99



Міністерство освіти і науки України
Хмельницький національний університет



СЕРТИФІКАТ

Дудар Юрій Михайлович

учасник XV Всеукраїнської науково-практичної конференції
«Актуальні проблеми комп'ютерних наук АПКН-2023»
24 години участі (0,8 ECTS credits)

Голова оргкомітету АПКН-2023

СИНЮК Олег Миколайович
проректор Хмельницького національного
університету з наукової роботи,
доктор технічних наук, професор

*м. Хмельницький
17-18 листопада 2023*

E-mail: apkt.khnu@gmail.com

ДОДАТОК Б

Технічні характеристики (Datasheet) DDS-синтезатора AD9850



CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer

AD9850

FEATURES

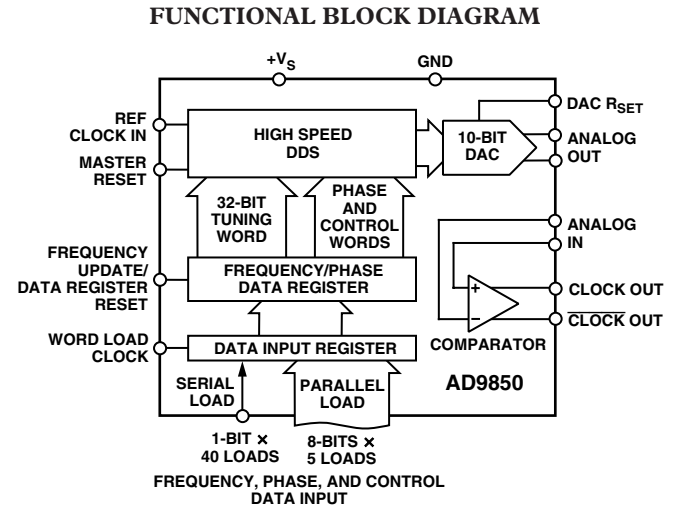
- 125 MHz Clock Rate
- On-Chip High Performance DAC and High Speed Comparator
- DAC SFDR > 50 dB @ 40 MHz A_{OUT}
- 32-Bit Frequency Tuning Word
- Simplified Control Interface: Parallel Byte or Serial Loading Format
- Phase Modulation Capability
- 3.3 V or 5 V Single-Supply Operation
- Low Power: 380 mW @ 125 MHz (5 V)
155 mW @ 110 MHz (3.3 V)
- Power-Down Function
- Ultrasmall 28-Lead SSOP Packaging

APPLICATIONS

- Frequency/Phase—Agile Sine Wave Synthesis
- Clock Recovery and Locking Circuitry for Digital Communications
- Digitally Controlled ADC Encode Generator
- Agile Local Oscillator Applications

GENERAL DESCRIPTION

The AD9850 is a highly integrated device that uses advanced DDS technology coupled with an internal high speed, high performance D/A converter and comparator to form a complete, digitally programmable frequency synthesizer and clock generator function. When referenced to an accurate clock source, the AD9850 generates a spectrally pure, frequency/phase programmable, analog output sine wave. This sine wave can be used directly as a frequency source, or it can be converted to a square wave for agile-clock generator applications. The AD9850's innovative high speed DDS core provides a 32-bit frequency tuning word, which results in an output tuning resolution of 0.0291 Hz for a 125 MHz reference clock input. The AD9850's circuit architecture allows the generation of output frequencies of up to one-half the reference clock frequency (or 62.5 MHz), and the output frequency can be digitally changed (asynchronously) at a rate of up to 23 million new frequencies per second. The device also provides five bits of digitally controlled phase modulation, which enables phase shifting of its output in increments of 180°, 90°, 45°, 22.5°,



11.25°, and any combination thereof. The AD9850 also contains a high speed comparator that can be configured to accept the (externally) filtered output of the DAC to generate a low jitter square wave output. This facilitates the device's use as an agile clock generator function.

The frequency tuning, control, and phase modulation words are loaded into the AD9850 via a parallel byte or serial loading format. The parallel load format consists of five iterative loads of an 8-bit control word (byte). The first byte controls phase modulation, power-down enable, and loading format; Bytes 2 to 5 comprise the 32-bit frequency tuning word. Serial loading is accomplished via a 40-bit serial data stream on a single pin. The AD9850 Complete DDS uses advanced CMOS technology to provide this breakthrough level of functionality and performance on just 155 mW of power dissipation (3.3 V supply).

The AD9850 is available in a space-saving 28-lead SSOP, surface-mount package. It is specified to operate over the extended industrial temperature range of -40°C to +85°C.

REV. H

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

AD9850—SPECIFICATIONS ($V_S = 5\text{ V} \pm 5\%$ except as noted, $R_{SET} = 3.9\text{ k}\Omega$)

Parameter	Temp	Test Level	AD9850BRS			Unit
			Min	Typ	Max	
CLOCK INPUT CHARACTERISTICS						
Frequency Range						
5 V Supply	Full	IV	1		125	MHz
3.3 V Supply	Full	IV	1		110	MHz
Pulse Width High/Low						
5 V Supply	25°C	IV	3.2			ns
3.3 V Supply	25°C	IV	4.1			ns
DAC OUTPUT CHARACTERISTICS						
Full-Scale Output Current						
$R_{SET} = 3.9\text{ k}\Omega$	25°C	V		10.24		mA
$R_{SET} = 1.95\text{ k}\Omega$	25°C	V		20.48		mA
Gain Error	25°C	I	-10		+10	% FS
Gain Temperature Coefficient	Full	V		150		ppm/°C
Output Offset	25°C	I			10	μA
Output Offset Temperature Coefficient	Full	V		50		nA/°C
Differential Nonlinearity	25°C	I		0.5	0.75	LSB
Integral Nonlinearity	25°C	I		0.5	1	LSB
Output Slew Rate (50 Ω , 2 pF Load)	25°C	V		400		V/ μs
Output Impedance	25°C	IV	50	120		k Ω
Output Capacitance	25°C	IV			8	pF
Voltage Compliance	25°C	I			1.5	V
Spurious-Free Dynamic Range (SFDR)						
Wideband (Nyquist Bandwidth)						
1 MHz Analog Out	25°C	IV	63	72		dBc
20 MHz Analog Out	25°C	IV	50	58		dBc
40 MHz Analog Out	25°C	IV	46	54		dBc
Narrowband						
40.13579 MHz \pm 50 kHz	25°C	IV		80		dBc
40.13579 MHz \pm 200 kHz	25°C	IV		77		dBc
4.513579 MHz \pm 50 kHz/20.5 MHz CLK	25°C	IV		84		dBc
4.513579 MHz \pm 200 kHz/20.5 MHz CLK	25°C	IV		84		dBc
COMPARATOR INPUT CHARACTERISTICS						
Input Capacitance	25°C	V		3		pF
Input Resistance	25°C	IV	500			k Ω
Input Current	25°C	I	-12		+12	μA
Input Voltage Range	25°C	IV	0		V_{DD}	V
Comparator Offset*	Full	VI	30		30	mV
COMPARATOR OUTPUT CHARACTERISTICS						
Logic 1 Voltage 5 V Supply	Full	VI	4.8			V
Logic 1 Voltage 3.3 V Supply	Full	VI	3.1			V
Logic 0 Voltage	Full	VI			0.4	V
Propagation Delay, 5 V Supply (15 pF Load)	25°C	V		5.5		ns
Propagation Delay, 3.3 V Supply (15 pF Load)	25°C	V		7		ns
Rise/Fall Time, 5 V Supply (15 pF Load)	25°C	V		3		ns
Rise/Fall Time, 3.3 V Supply (15 pF Load)	25°C	V		3.5		ns
Output Jitter (p-p)	25°C	V		80		ps
CLOCK OUTPUT CHARACTERISTICS						
Clock Output Duty Cycle (Clk Gen. Config.)	25°C	IV		50 \pm 10		%

AD9850

Parameter	Temp	Test Level	AD9850BRS			Unit
			Min	Typ	Max	
CMOS LOGIC INPUTS (Including CLKIN)						
Logic 1 Voltage, 5 V Supply	25°C	I	3.5			V
Logic 1 Voltage, 3.3 V Supply	25°C	IV	2.4			V
Logic 0 Voltage	25°C	IV			0.8	V
Logic 1 Current	25°C	I			12	μA
Logic 0 Current	25°C	I			12	μA
Input Capacitance	25°C	V		3		pF
POWER SUPPLY (A_{OUT} = 1/3 CLKIN)						
+V_S Current @						
62.5 MHz Clock, 3.3 V Supply	Full	VI		30	48	mA
110 MHz Clock, 3.3 V Supply	Full	VI		47	60	mA
62.5 MHz Clock, 5 V Supply	Full	VI		44	64	mA
125 MHz Clock, 5 V Supply	Full	VI		76	96	mA
P_{DISS} @						
62.5 MHz Clock, 3.3 V Supply	Full	VI		100	160	mW
110 MHz Clock, 3.3 V Supply	Full	VI		155	200	mW
62.5 MHz Clock, 5 V Supply	Full	VI		220	320	mW
125 MHz Clock, 5 V Supply	Full	VI		380	480	mW
P_{DISS} Power-Down Mode						
5 V Supply	Full	V		30		mW
3.3 V Supply	Full	V		10		mW

*Tested by measuring output duty cycle variation.

Specifications subject to change without notice.

TIMING CHARACTERISTICS* (V_S = 5 V ± 5% except as noted, R_{SET} = 3.9 kΩ)

Parameter	Temp	Test Level	AD9850BRS			Unit
			Min	Typ	Max	
t _{DS} (Data Setup Time)	Full	IV	3.5			ns
t _{DH} (Data Hold Time)	Full	IV	3.5			ns
t _{WH} (W_CLK Minimum Pulse Width High)	Full	IV	3.5			ns
t _{WL} (W_CLK Minimum Pulse Width Low)	Full	IV	3.5			ns
t _{WD} (W_CLK Delay after FQ_UD)	Full	IV	7.0			ns
t _{CD} (CLKIN Delay after FQ_UD)	Full	IV	3.5			ns
t _{FH} (FQ_UD High)	Full	IV	7.0			ns
t _{FL} (FQ_UD Low)	Full	IV	7.0			ns
t_{CF} (Output Latency from FQ_UD)						
Frequency Change	Full	IV	18			CLKIN Cycles
Phase Change	Full	IV	13			CLKIN Cycles
t _{FD} (FQ_UD Minimum Delay after W_CLK)	Full	IV	7.0			ns
t _{RH} (CLKIN Delay after RESET Rising Edge)	Full	IV	3.5			ns
t _{RL} (RESET Falling Edge after CLKIN)	Full	IV	3.5			ns
t _{RS} (Minimum RESET Width)	Full	IV	5			CLKIN Cycles
t _{OL} (RESET Output Latency)	Full	IV	13			CLKIN Cycles
t _{RR} (Recovery from RESET)	Full	IV	2			CLKIN Cycles
Wake-Up Time from Power-Down Mode	25°C	V		5		μs

*Control functions are asynchronous with CLKIN.

Specifications subject to change without notice.

AD9850

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Maximum Junction Temperature	150°C
V _{DD}	6 V
Digital Inputs	-0.7 V to +V _S
Digital Output Continuous Current	5 mA
DAC Output Current	30 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	-40°C to +85°C
Lead Temperature (Soldering 10 sec)	300°C
SSOP θ_{JA} Thermal Impedance	82°C/W

*Absolute maximum ratings are limiting values, to be applied individually, and beyond which the serviceability of the circuit may be impaired. Functional operability under any of these conditions is not necessarily implied. Exposure of absolute maximum rating conditions for extended periods of time may affect device reliability.

EXPLANATION OF TEST LEVELS

Test Level

- I 100% Production Tested.
- III Sample Tested Only.
- IV Parameter is guaranteed by design and characterization testing.
- V Parameter is a typical value only.
- VI All devices are 100% production tested at 25°C. 100% production tested at temperature extremes for military temperature devices; guaranteed by design and characterization testing for industrial devices.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD9850 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.

Application Note: Users are cautioned not to apply digital input signals prior to power-up of this device. Doing so may result in a latch-up condition.



ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD9850BRS	-40°C to +85°C	Shrink Small Outline Package (SSOP)	RS-28
AD9850BRS-REEL	-40°C to +85°C	Shrink Small Outline Package (SSOP)	RS-28
AD9850BRSZ*	-40°C to +85°C	Shrink Small Outline Package (SSOP)	RS-28
AD9850BRSZ-REEL*	-40°C to +85°C	Shrink Small Outline Package (SSOP)	RS-28
AD9850/CGPCB		Evaluation Board Clock Generator	
AD9850/FSPCB		Evaluation Board Frequency Synthesizer	

*Z = Pb-free part.

PIN CONFIGURATION

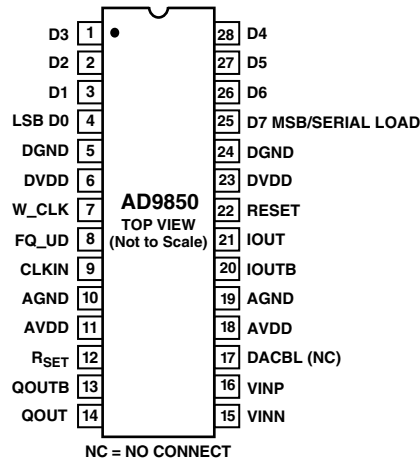
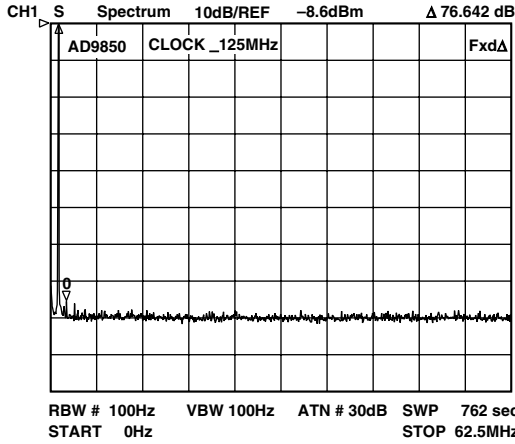


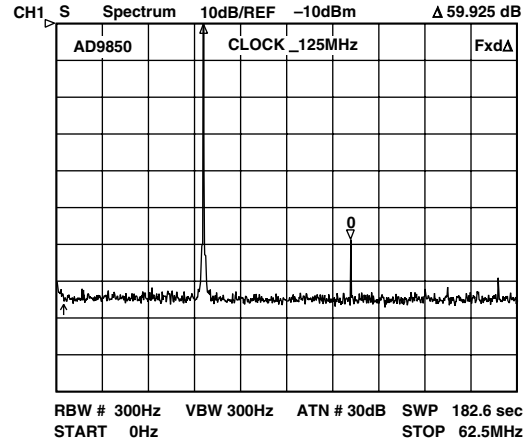
Table I. PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin No.	Mnemonic	Function
4 to 1, 28 to 25	D0 to D7	8-Bit Data Input. This is the 8-bit data port for iteratively loading the 32-bit frequency and the 8-bit phase/control word. D7 = MSB; D0 = LSB. D7 (Pin 25) also serves as the input pin for the 40-bit serial data-word.
5, 24	DGND	Digital Ground. These are the ground return leads for the digital circuitry.
6, 23	DVDD	Supply Voltage Leads for Digital Circuitry.
7	W_CLK	Word Load Clock. This clock is used to load the parallel or serial frequency/phase/control words.
8	FQ_UD	Frequency Update. On the rising edge of this clock, the DDS updates to the frequency (or phase) loaded in the data input register; it then resets the pointer to Word 0.
9	CLKIN	Reference Clock Input. This may be a continuous CMOS-level pulse train or sine input biased at 1/2 V supply. The rising edge of this clock initiates operation.
10, 19	AGND	Analog Ground. These leads are the ground return for the analog circuitry (DAC and comparator).
11, 18	AVDD	Supply Voltage for the Analog Circuitry (DAC and Comparator).
12	R _{SET}	DAC's External R _{SET} Connection. This resistor value sets the DAC full-scale output current. For normal applications ($F_s I_{OUT} = 10 \text{ mA}$), the value for R _{SET} is 3.9 k Ω connected to ground. The R _{SET} /I _{OUT} relationship is $I_{OUT} = 32 (1.248 \text{ V}/R_{SET})$.
13	QOUTB	Output Complement. This is the comparator's complement output.
14	QOUT	Output True. This is the comparator's true output.
15	VINN	Inverting Voltage Input. This is the comparator's negative input.
16	VINP	Noninverting Voltage Input. This is the comparator's positive input.
17	DACBL (NC)	DAC Baseline. This is the DAC baseline voltage reference; this lead is internally bypassed and should normally be considered a no connect for optimum performance.
20	IOUTB	Complementary Analog Output of the DAC.
21	IOUT	Analog Current Output of the DAC.
22	RESET	Reset. This is the master reset function; when set high, it clears all registers (except the input register), and the DAC output goes to cosine 0 after additional clock cycles—see Figure 7.

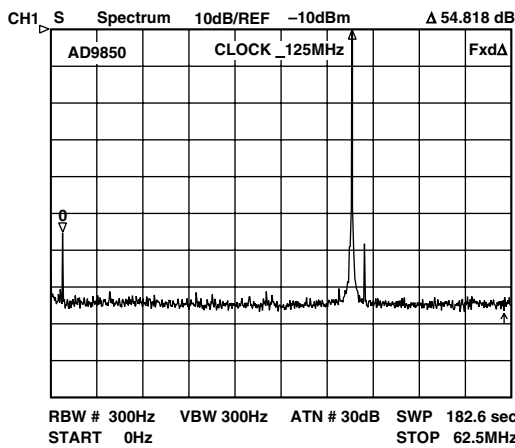
AD9850—Typical Performance Characteristics



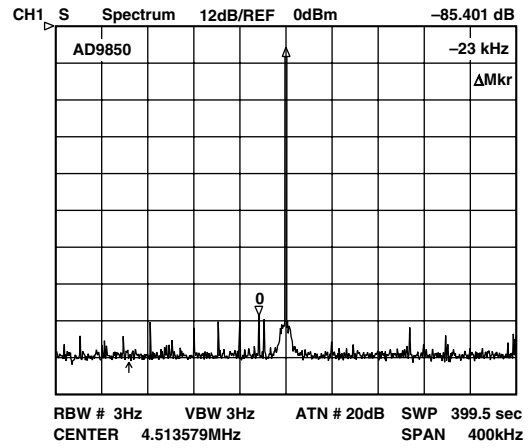
TPC 1. SFDR, CLKIN = 125 MHz/ f_{OUT} = 1 MHz



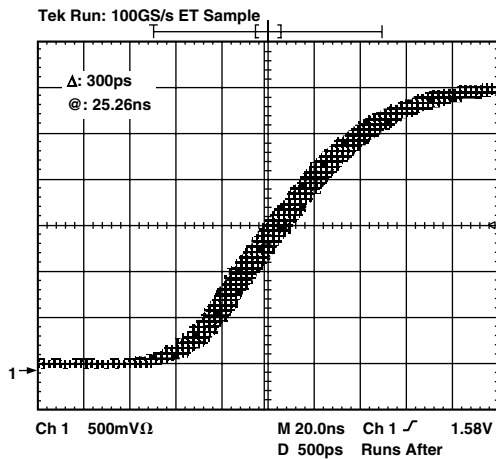
TPC 4. SFDR, CLKIN = 125 MHz/ f_{OUT} = 20 MHz



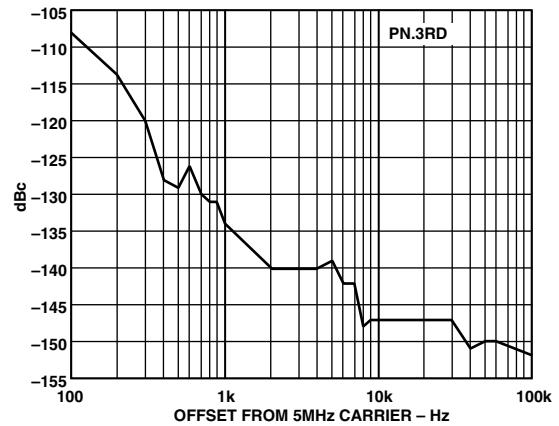
TPC 2. SFDR, CLKIN = 125 MHz/ f_{OUT} = 41 MHz



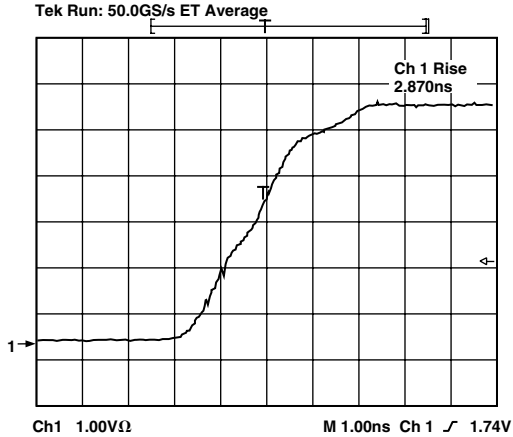
TPC 5. SFDR, CLKIN = 20.5 MHz/ f_{OUT} = 4.5 MHz



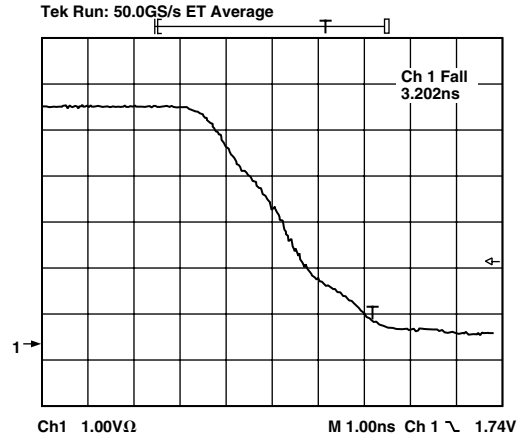
TPC 3. Typical Comparator Output Jitter, AD9850 Configured as Clock Generator with 42 MHz LP Filter (40 MHz A_{OUT} /125 MHz CLKIN)



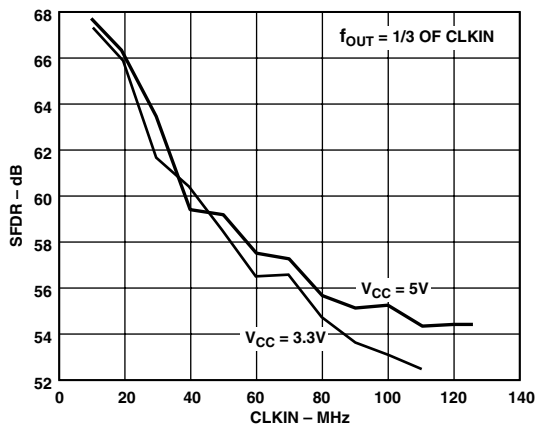
TPC 6. Output Residual Phase Noise (5 MHz A_{OUT} /125 MHz CLKIN)



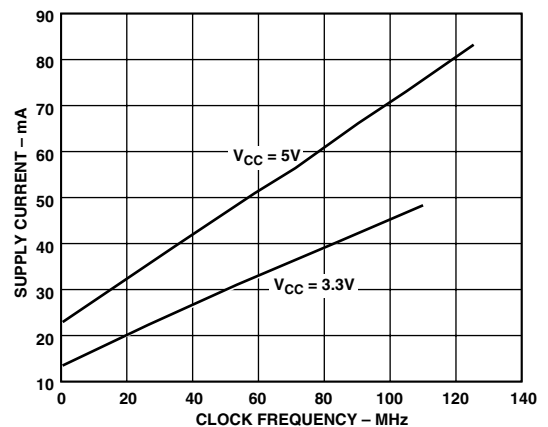
TPC 7. Comparator Output Rise Time (5 V Supply/15 pF Load)



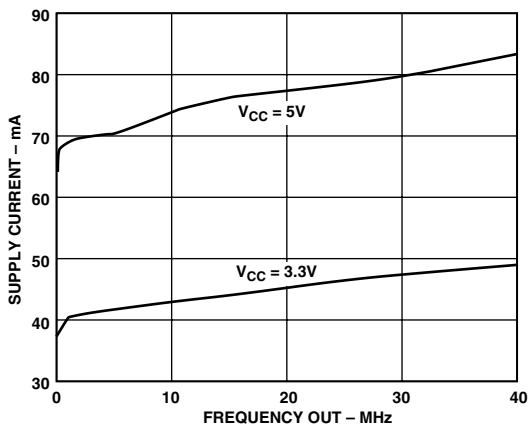
TPC 10. Comparator Output Fall Time (5 V Supply/15 pF Load)



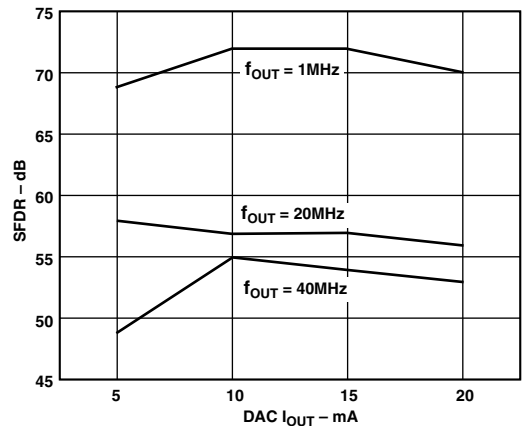
TPC 8. SFDR vs. CLKIN Frequency ($A_{OUT} = 1/3$ of CLKIN)



TPC 11. Supply Current vs. CLKIN Frequency ($A_{OUT} = 1/3$ of CLKIN)



TPC 9. Supply Current vs. A_{OUT} Frequency (CLKIN = 125/110 MHz for 5 V/3.3 V Plot)



TPC 12. SFDR vs. DAC I_{OUT} ($A_{OUT} = 1/3$ of CLKIN)

ДОДАТОК В

Програмний код для макету DDS-генератора керованого Arduino

```
#include <stdio.h>
#include <LiquidCrystal.h>

// code for LCD keypad
LiquidCrystal lcd(8, 9, 4, 5, 6, 7); // LCD

//      {up}
// {select} {left}      {right} {reset}
//      {down}

char msg[16];

int adc_key_val[5] = { 30, 150, 360, 535, 760 };
int NUM_KEYS = 5;
int adc_key_in;
int key = -1;
int oldkey = -1;

int get_key(unsigned int input) {
    int k;
    for (k = 0; k < NUM_KEYS; k++) {
        if (input < adc_key_val[k]) {
            return k;
        }
    }
}
```

```
}  
if (k >= NUM_KEYS)  
    k = -1;  
return k;  
}  
  
// Code for AD9350 series  
const uint8_t pinData = 3;  
const uint8_t pinReset = 11;  
const uint8_t pinFQ_UD = 12;  
const uint8_t pinW_CLK = 13;  
  
const uint8_t W0 = 0x00; // control = 00 (parallel), power down = false, phase =  
00000  
  
uint32_t W = 0x00000000; // W1...4  
  
uint8_t W1 = 0x00;  
uint8_t W2 = 0x00;  
uint8_t W3 = 0x00;  
uint8_t W4 = 0x00;  
  
// target frequency  
float f_out = 0; // output frequency  
uint8_t f_x10M = 1; // x10 MHz = 0...5  
uint8_t f_x1M = 0; // x1 MHz = 0...9  
uint8_t f_x100k = 0; // x100 kHz = 0...9  
uint8_t f_x10k = 0; // x10 kHz = 0...9
```

```
uint8_t f_x1k = 0; // x1 kHz = 0...9
```

```
void pulsePin(uint8_t pin) {
    digitalWrite(pin, HIGH);
    digitalWrite(pin, LOW);
}
```

```
void setFreq() {
```

```
    f_out = 1.0e7 * f_x10M +
           1.0e6 * f_x1M +
           1.0e5 * f_x100k +
           1.0e4 * f_x10k +
           1.0e3 * f_x1k;
```

```
    W = (uint32_t)(f_out * (0xFFFFFFFF + 1.0) / 125.0e6);
```

```
    W1 = (uint8_t)((W & 0xFF000000) >> 24);
```

```
    W2 = (uint8_t)((W & 0x00FF0000) >> 16);
```

```
    W3 = (uint8_t)((W & 0x0000FF00) >> 8);
```

```
    W4 = (uint8_t)((W & 0x000000FF) >> 0);
```

```
    shiftOut(pinData, pinW_CLK, LSBFIRST, W4);
```

```
    shiftOut(pinData, pinW_CLK, LSBFIRST, W3);
```

```
    shiftOut(pinData, pinW_CLK, LSBFIRST, W2);
```

```
    shiftOut(pinData, pinW_CLK, LSBFIRST, W1);
```

```
shiftOut(pinData, pinW_CLK, LSBFIRST, W0);

pulsePin(pinFQ_UD);
}

void dispalyFreq() {
  lcd.setCursor(0, 0);
  sprintf(msg, "%d%d.%d%d%d MHz", f_x10M, f_x1M, f_x100k, f_x10k, f_x1k);
  lcd.write(msg);
}

void update() {
  setFreq();
  dispalyFreq();
}

// keys
void pressSelect() {
  f_x10M += 1;
  f_x10M %= 6;
  update();
}

void pressLeft() {
  f_x1M += 1;
  f_x1M %= 10;
  update();
}
```

```
void pressRight() {  
  f_x1k += 1;  
  f_x1k %= 10;  
  update();  
}
```

```
void pressUp() {  
  f_x100k += 1;  
  f_x100k %= 10;  
  update();  
}
```

```
void pressDown() {  
  f_x10k += 1;  
  f_x10k %= 10;  
  update();  
}
```

```
void setup() {  
  Serial.begin(9600);  
  
  lcd.begin(16, 2);  
  //lcd.write("Hello");  
  
  pinMode(pinData, OUTPUT);  
  pinMode(pinReset, OUTPUT);  
  pinMode(pinFQ_UD, OUTPUT);  
}
```

```
pinMode(pinW_CLK, OUTPUT);

digitalWrite(pinReset, LOW);
digitalWrite(pinFQ_UD, LOW);
digitalWrite(pinW_CLK, LOW);

pulsePin(pinReset);

pulsePin(pinW_CLK);
pulsePin(pinFQ_UD);

update();
}

void loop() {
  adc_key_in = analogRead(0);
  key = get_key(adc_key_in);
  if (key != oldkey) {
    delay(50);
    adc_key_in = analogRead(0);
    key = get_key(adc_key_in);
    if (key != oldkey) {
      oldkey = key;
      if (key >= 0) {
        //lcd.setCursor(0, 2); //line=2, x=0
        //lcd.write(msgs[key]);
        switch (key) {
          case 0: pressRight(); break;
```

```
case 1: pressUp(); break;
case 2: pressDown(); break;
case 3: pressLeft(); break;
case 4: pressSelect(); break;
default: break;
}
}
}
}
}
```

Метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів

кваліфікаційна робота магістра



Спеціальність:

172 – Телекомунікації та радіотехніка

Здобувач: Юрій ДУДАР, гр. ТРм-22-1

Науковий керівник: д.т.н., проф. Сергій ПІДЧЕНКО

Актуальність дослідження

Кварцові резонатори (КР) отримали широкого застосування в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікацій завдяки їхнім характеристикам щодо **стабільності частоти, точності, терміну безвідмовної роботи, а також невеликим габаритам та масі**. Дійсно, генератори опорних коливань, що основані на КР – **кварцові генератори (КГ)** – дозволяють забезпечити **високу стабільність частоти коливань опорного сигналу, а також низький рівень спотворень та власних шумів, що особливо актуально в телекомунікаційних пристроях передачі інформації**. Для таких систем та пристроїв будь-який зовнішній вплив на КР (температурний, вібраційний, електромагнітний, спричинений старінням тощо) є дестабілізуючим фактором, що є причиною нестабільності частоти і наслідки якого необхідно мінімізувати повністю або частково. З іншого боку, у вимірювальній техніці КР може використовуватись як чутливий елемент, в такому разі фактори зовнішнього впливу несуть інформативний характер, а девіація частоти сигналу КГ несе інформацію про об'єкт вимірювання для подальшого оброблення вимірювальним перетворювачем.

З огляду на вищесказане, актуальною задачею є розробка нових та удосконалення існуючих методів контролю та компенсації впливу зовнішніх факторів на стабільність частоти сигналу КГ.

Мета та завдання дослідження

Мета: підвищення стабільності вихідної частоти кварцового генератора за рахунок застосування методу компенсації термодинамічного впливу середовища.

Завдання:

- 1) огляд існуючих методів та засобів підвищення стабільності частоти КР шляхом компенсації термодинамічної нестабільності; аналіз вітчизняних та закордонних літературних джерел та наукових публікацій згідно даної тематики;
- 2) розробка математичної моделі та удосконалення методу термокомпенсатора нестабільності частоти КР за рахунок використання двочастотного режиму збудження резонатора ;
- 3) валідація моделі шляхом імітаційного моделювання термокомпенсатора в середовищі Matlab/Simulink;
- 4) розробка макетного зразка синтезатора частоти для схеми термокомпенсатора.
- 5) імітаційне моделювання роботи термокомпенсатора та оцінка його ефективності.

Об'єкт та предмет дослідження

Об'єктом дослідження є процес компенсації термодинамічної складової нестабільності частини кварцового резонатора.

Предметом дослідження є метод цифрової компенсації термодинамічної складової нестабільності частини кварцового резонатора за рахунок використання двочастотного режиму збудження з виділенням різницевої частоти, яка пропорційна температурі резонатора.

Науково-практична новизна та значення роботи. Апробація

1. Отримав подальшого розвитку метод стабілізації параметрів КГ із компенсацією нестабільності частоти за рахунок контролю температури КР, що працює в багаточастотному режимі збудження.

2. Запропонована структурна схема термодинамічного компенсатора нестабільності частоти кварцового генератора.

3. Розроблена імітаційна модель двочастотного кварцового резонатора із стабілізацією вихідних коливань за рахунок контролю температури резонатора.

4. Розроблено лабораторний макет програмно-керованого генератора на базі синтезатора прямого цифрового синтезу (DDS).

Апробацією результатів дослідження є підготовлені тези доповіді згідно теми дослідження на XIV Всеукраїнську науково-практичну конференцію «Актуальні проблеми комп'ютерних наук (АПКН – 2023)», м. Хмельницький, ХНУ, 17-18 листопада 2023.

Наукова новизна та апробація результатів:

- **Наукова новизна отриманих результатів:** набув подальшого розвитку метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів; в основі методу лежить використання двочастотного режиму збудження резонатора з виділенням різницевої частоти, яка пропорційна температурі резонатора; показана доцільність застосування методу шляхом імітаційного моделювання (Matlab/Simulink).
- **Апробацією результатів дослідження** є підготовлені тези доповіді згідно теми дослідження на XIV Всеукраїнську науково-практичну конференцію «Актуальні проблеми комп'ютерних наук (АПКН – 2023)», м. Хмельницький, ХНУ, 17-18 листопада 2023.

Загальні характеристики кварцових резонаторів

Кварцовий резонатор (КР) є електромеханічним пристроєм, основою якого є **п'єзоелектричний елемент (ПЕ)**, виготовлений з кристалів кварцу (кристал двоокису кремнію). Кристали мають три кристалографічні осі, вздовж яких електричні властивості кварцу однакові:

x – електрична,

y – механічна,

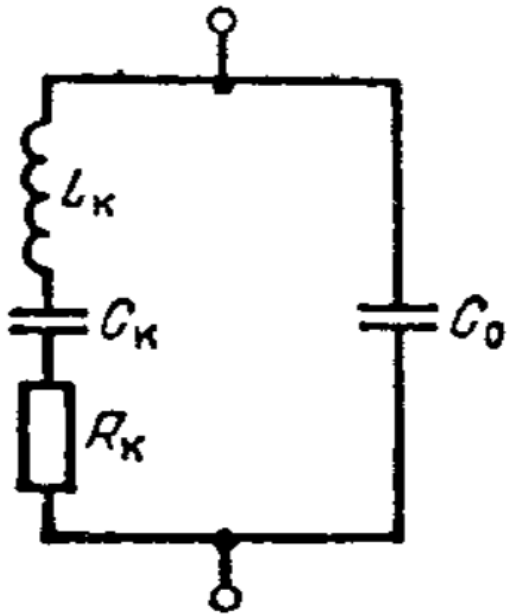
z – оптична.

Кристалом кварцу притаманна властивість **прямого п'єзоефекту** (виникнення зарядів під впливом механічного напруження) і **зворотного п'єзоефекту** (виникнення механічних напружень при електричній поляризації).

Резонатор складається з п'єзоелемента, кварцового тримача та корпусу; п'єзоелемент складається з кристалічного елемента та електродів. Кристалічні елементи, виготовлені з кристалів кварцу, можуть мати форму прямокутного бруска, прямокутної або квадратної пластини, круглої плоскої або лінзової пластини. Кристалічний п'єзоелемент може виконувати різні механічні коливання, які визначаються характером руху його елементарних частинок.

Еквівалентна електрична схема резонатора

Кварцовий резонатор, підключений до електричного кола, проявляє себе аналогічно коливального контуру навколо резонансних частот та як конденсатор із ємністю, що дорівнює статичній ємності резонатора C_0 вдалині від резонансних частот.



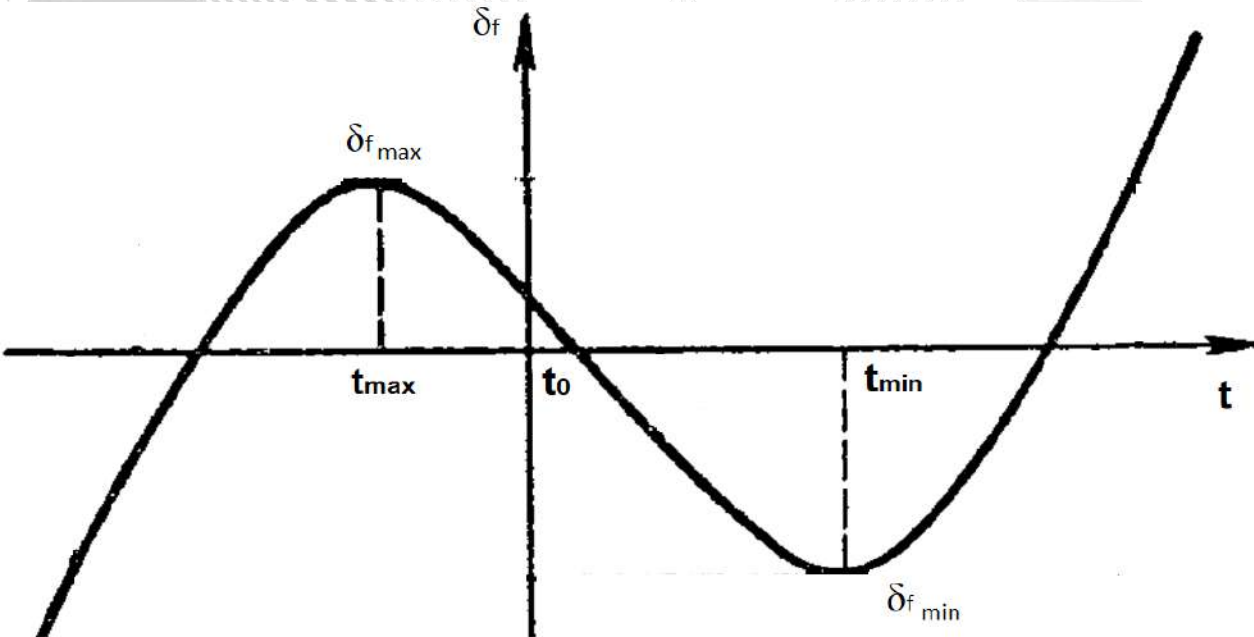
Елементи L_k , C_k , R_k називаються динамічними параметрами:

- індуктивність,
- ємність,
- опір резонатора,
- C_0 – статична паралельна ємність резонатора.

Динамічні параметри резонатора залежать від частоти, розмірів п'єзоелемента, виду зрізу, порядку коливань та форми електродів.

Температурні характеристики

Однією з важливих характеристик резонаторів є температурна стабільність частоти. Найбільш повно цю характеристику описує **температурно-частотна характеристика (ТЧХ)** – це крива, яка вказує на зміну частоти резонатора в залежності від температури.



$$\delta f = \frac{f - f_0}{f_0} = \sum_n T_f^{(n)} (t - t_0)^n,$$

$$T_f^{(n)} = \frac{1}{n! f_0} \left(\frac{\partial^n f}{\partial t^n} \right)_{t=t_0} \text{ – температурний коефіцієнт частоти } n\text{-го порядку резонатора;}$$

t_0 – початкова температура;

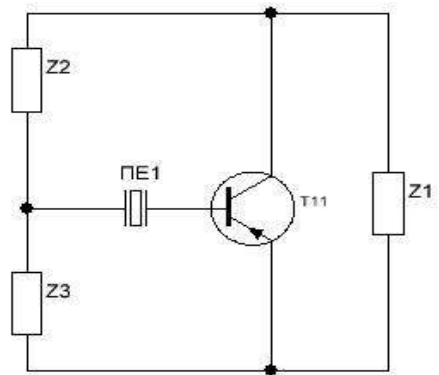
f_0 – частота, яка відповідає температурі t_0 .

Для широких робочих температурних інтервалів можливим є обмеження значення $n = 3$

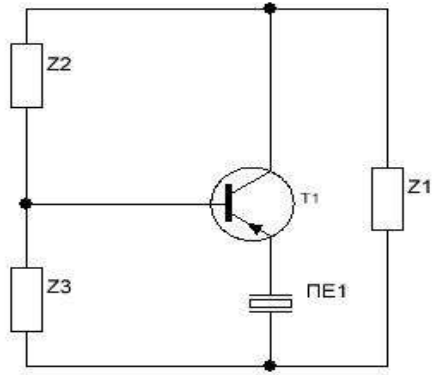
$$\delta f = a_{0\ominus} (t - t_0) + b_{0\ominus} (t - t_0)^2 + c_{0\ominus} (t - t_0)^3,$$

де a, b, c – температурні коефіцієнти частоти

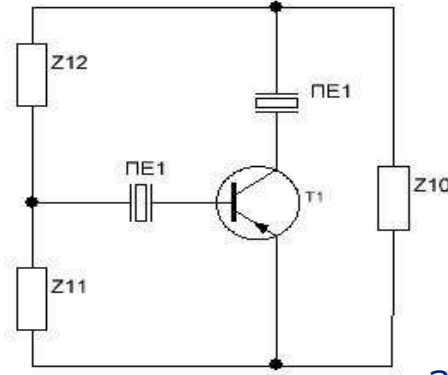
Схеми включення кварцового резонатора



а)

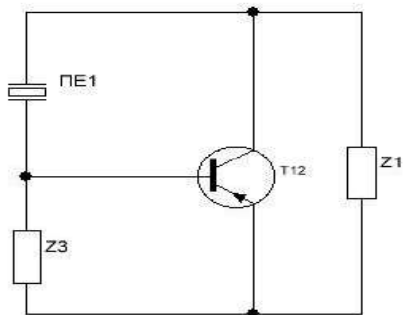


б)

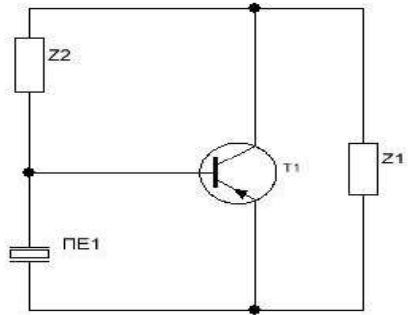


в)

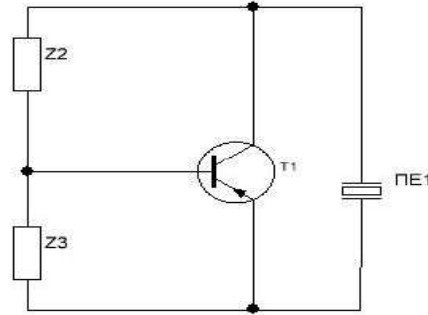
Еквівалентні схеми КГ із резонатором в колі зворотного зв'язку: в колі бази (а), емітера (б), колектора (в)



а)



б)



в)

Еквівалентні триточкові схеми КГ: ємнісна (а), індуктивна (б, в)

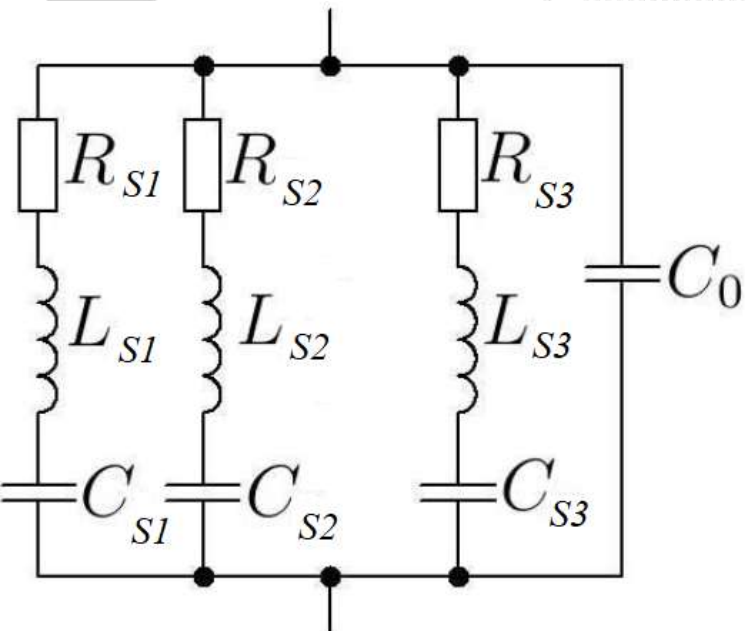
Найбільш широко з таких схем використовується ємнісна триточка. Вона дозволяє отримати максимальну стабільність частоти КГ, і є більш простою у налаштуванні та надійності порівняно з індуктивними триточками.

Схеми з кварцовим резонатором у колі зворотного зв'язку менше критичні до значення динамічного опору резонатора: у них можна застосовувати резонатори з великим значенням, порівняно з триточковими схемами. За однакової потужності розсіювання на КР, ці схеми дозволяють отримати більший рівень напруги на навантаженні генератора. Однак стабільність частоти генератора, виконаного за схемою з кварцовим резонатором у колі зворотного зв'язку, нижча, ніж стабільність при використанні триточкових схем. Тому ці схеми з КР використовуються значно рідше порівняно з триточковими схемами

Еквівалентна схема багаточастотного резонатора

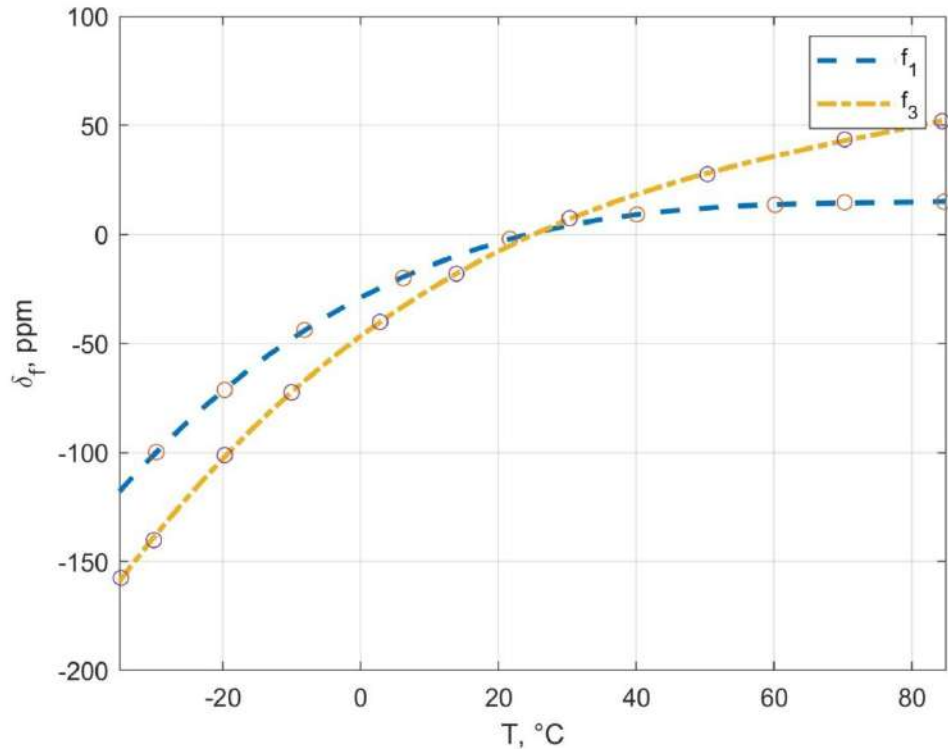
Розглянемо ТЧХ резонатора зі зрізом SC для його 1-ї та 3-ї гармоніки. Багаточастотний SC-резонатор з основною частотою 10 МГц розглядається як джерело опорної частоти для системи прямого цифрового синтезу (ПЦС).

Еквівалентна схема такого КР зображена на Рисунку , а її параметри зведено до Таблиці (еквівалентні послідовні опори R_{s1-3} , ємності C_{s1-3} , індуктивності L_{s13} ; та паралельна ємність C_0 ; та резонансна частота гармонік f_{s1-3}). Параметри еквівалентної схеми резонатора приведені для нормальних умов ($T = 25\text{ }^\circ\text{C}$).



Елемент екв. схеми	Основна (перша) <i>s</i> -гармоніка	Третя <i>s</i> -гармоніка	Основна <i>b</i> -гармоніка
f_s , МГц	9,9991433	29,879567	10,963462
L_s , мГн	104,500	126,600	233,200
C_s , фФ	2,424	0,241	0,904
R_s , Ом	11,300	72,000	189,000
C_0 , пФ	1,98		

Температурно-частотні характеристики багаточастотного резонатора



Даний SC-резонатор був оптимізований для використання в термостатованих КГ, його ТЧХ не є оптимальними в усьому діапазоні температур від -55°C до 85°C . На Рисунку 3.3 показані ТЧХ 1-ї та 3-ї його гармонік.

Відповідно до Рисунку, в діапазоні температур від $[-55... 85]^{\circ}\text{C}$ основна частота змінюється більше ніж на 130 ppm, а частота третьої гармоніки – більше ніж на 200 ppm.

В результаті апроксимації було отримано коефіцієнти ТЧХ SC-резонатора для двох його гармонік (першої та третьої). Отримана модель матиме розвиток для імітаційного моделювання двочастотного КГ під зовнішнім термодинамічним впливом з метою дослідження нестабільності частоти.

Коефіцієнти апроксимованої температурно-частотної характеристики SC-резонатора для першої та третьої моди

Мода	$a_{\theta 0}$	$b_{\theta 0}$	$c_{\theta 0}$
1	-29,1042	1,6644	-0,0216
3	-46,7043	2,3420	-0,0216

Температурно-частотні характеристики
1-ї та 3-ї гармоніки SC-резонатора

Структурна схема термокомпенсатора

В даному дослідженні розглядається термодинамічний (температурний) вплив зовнішнього середовища на КР, який використовується в якості опорного джерела гармонічних коливань для радіотехнічних пристроїв та мікропроцесорних систем, а також метод компенсації нестабільності частоти коливання за рахунок використання двочастотного режиму збудження КР. Метою роботи є підвищення стабільності вихідної частоти КГ за рахунок застосування методу компенсації термодинамічного впливу середовища.

Структурна схема термодинамічного компенсатора нестабільності частоти ГК показана на Рисунку 1. Центральним елементом моделі є двочастотна підмодель КГ, який збуджений на 1-й та 3-й гармоніках відповідно.

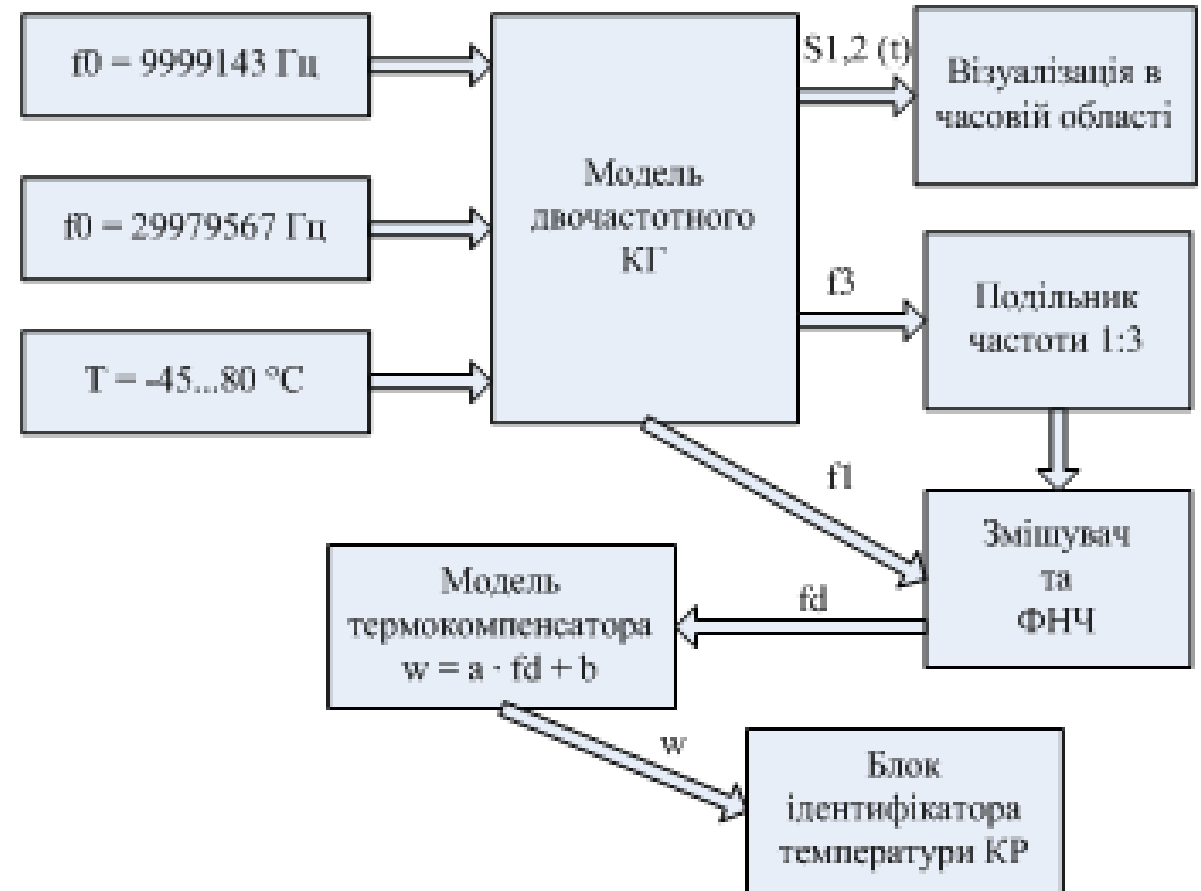
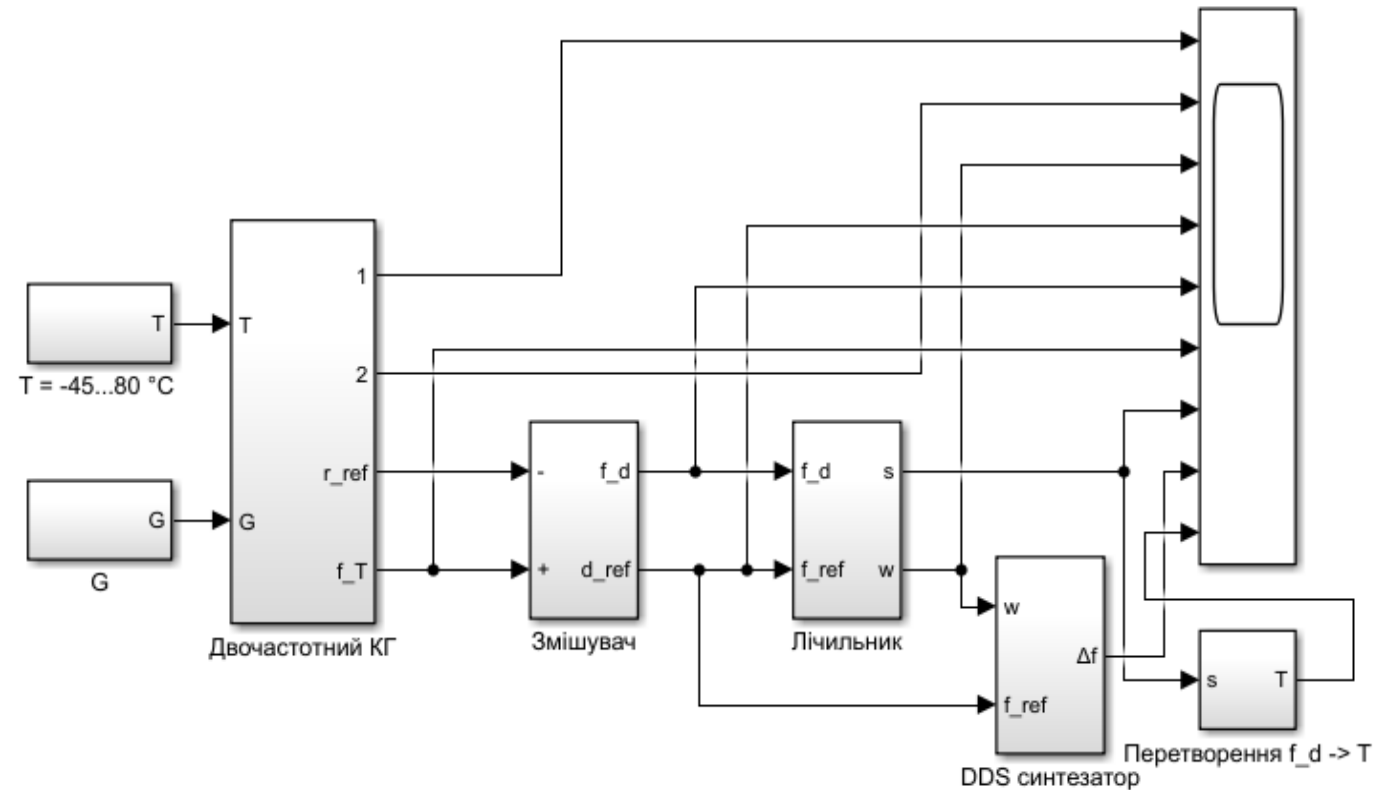


Рисунок 1

Імітаційна модель термокомпенсатора (Simulink)

Основним елементом схеми термокомпенсатора модель двочастотного КГ, що побудований на базі ємнісної три точкової схеми і який збуджений на першій та третій гармоніках – відповідно для генерування опорної частоти f_{ref} , та термочутливого сигналу частоти f_T .



Оскільки для даного SC-резонатора $f_3 \approx 3 \times f_1$, для приведення цих частот до порівняльних значень в схемі використано подільник частоти 1:3.

Виділення сигналу різницевої частоти f_d виконується згідно схеми за допомогою фільтра нижніх частот (ФНЧ) та змішувача (ЗМ).

Сигнал різницевої частоти f_d в свою чергу служить для обчислення сигналу корекції термокомпенсатора, а також для ідентифікації температури (температурний вимірювальний перетворювач).

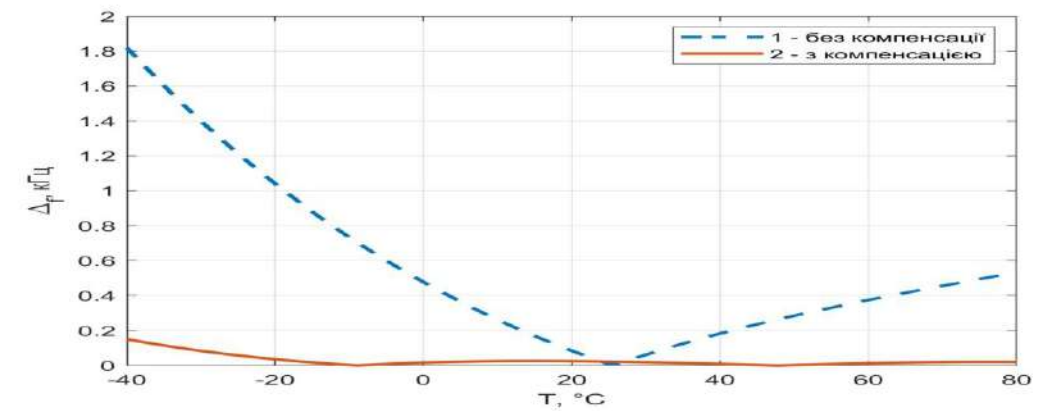
Результати моделювання

Відповідно до методу термокомпенсації вихідної частоти DDS-синтезатора, модель та алгоритм якого були описані в розділі 3 даної роботи, різницева частоти використовується в якості маркерної величини, на основі якої вираховується коригуючи кодове слово для DDS-синтезатора.

В результаті відпрацювання цифрового термокомпенсатора коригувальний код підлаштовує частоту DDS-синтезатора таким чином, щоб мінімізувати відхилення частоти, що було спричинене температурним впливом на КР.

На показано результати, які були отримані в результаті імітаційного моделювання схеми, яка зображена на попередньому слайді. Для лінійно наростаючої температури КР у межах від -40 до $+80$ °C по чергово було виконано запуск моделі без будь-якої термокомпенсації та із увімкненим блоком термокомпенсації для цільової частоти 10 МГц.

Відповідні криві відхилення частоти показані на Рисунку де крива 1 відповідає абсолютному значенню відхилення частоти без застосування термокомпенсатора, а крива 2 – із увімкненою функцією термокомпенсації на всьому проміжку зміни температури КР.



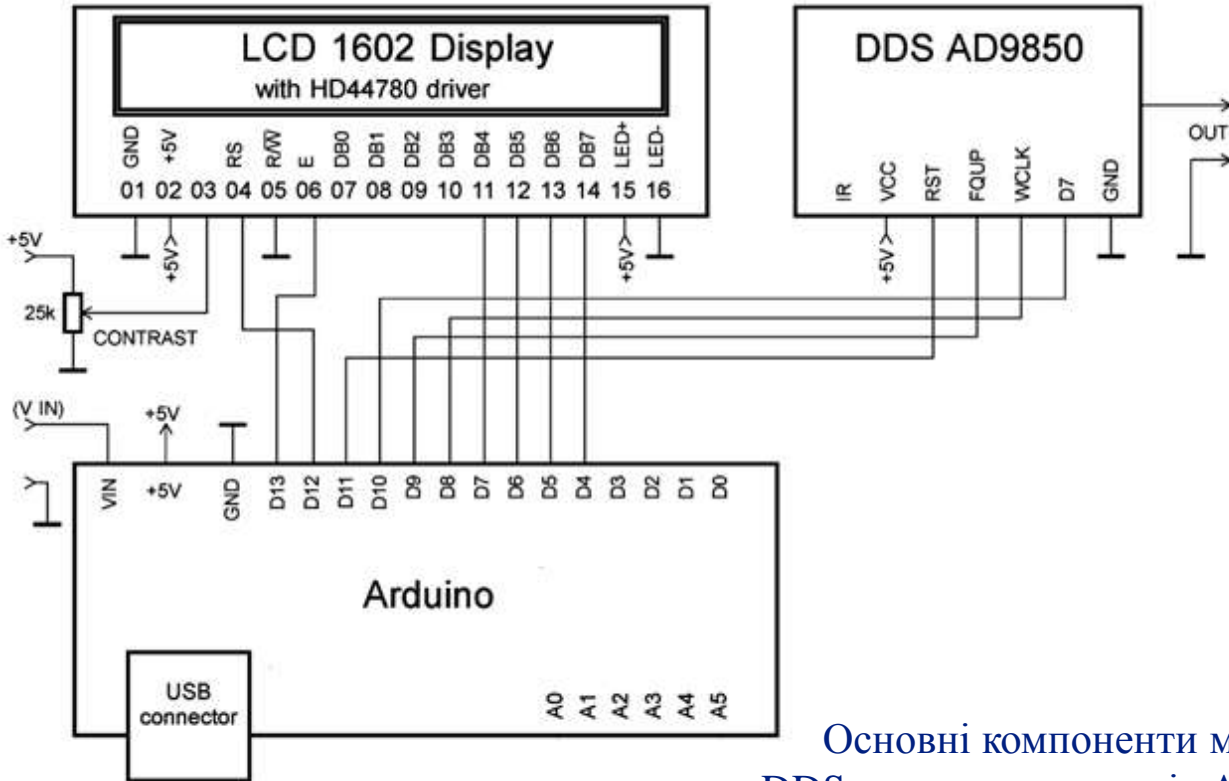
Максимальна ефективності термокомпенсатора спостерігається поблизу граничних значень робочого температурного діапазону, тобто якомога далі від номінальної температури КР. Так, наприклад, починаючи від температури -20 °C і нижче, на цільовій частоті 10 МГц спостерігається такий вигравш у стабільності частоти:

відхилення в декілька одиниць кілогерц без термокомпенсації;

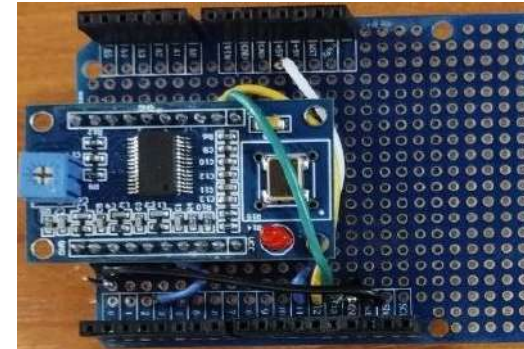
мінімізація відхилення майже на один порядок, що становить декілька десятих кілогерца.

Поблизу номінального значення температури, яка відповідає нормальним умовам, температурна складова нестабільності частоти проявляється тим менше, чим ближче значення температури до $T = 25$ °C, тому в такому вузькому діапазоні робота термокомпенсатора є надлишковою і в деяких випадках доцільним є вимкнення модуля термокомпенсації з метою, наприклад, економії енергоспоживання генератора.

Макет DDS-генератора



Для тестування DDS-генератора та проведення досліджень було виготовлено макетний генератор з мікропроцесорним керуванням та LCD-індикацією на базі DDS синтезатора AD9850, LCD-дисплея 1602 та плати Arduino UNO.



а)



б)

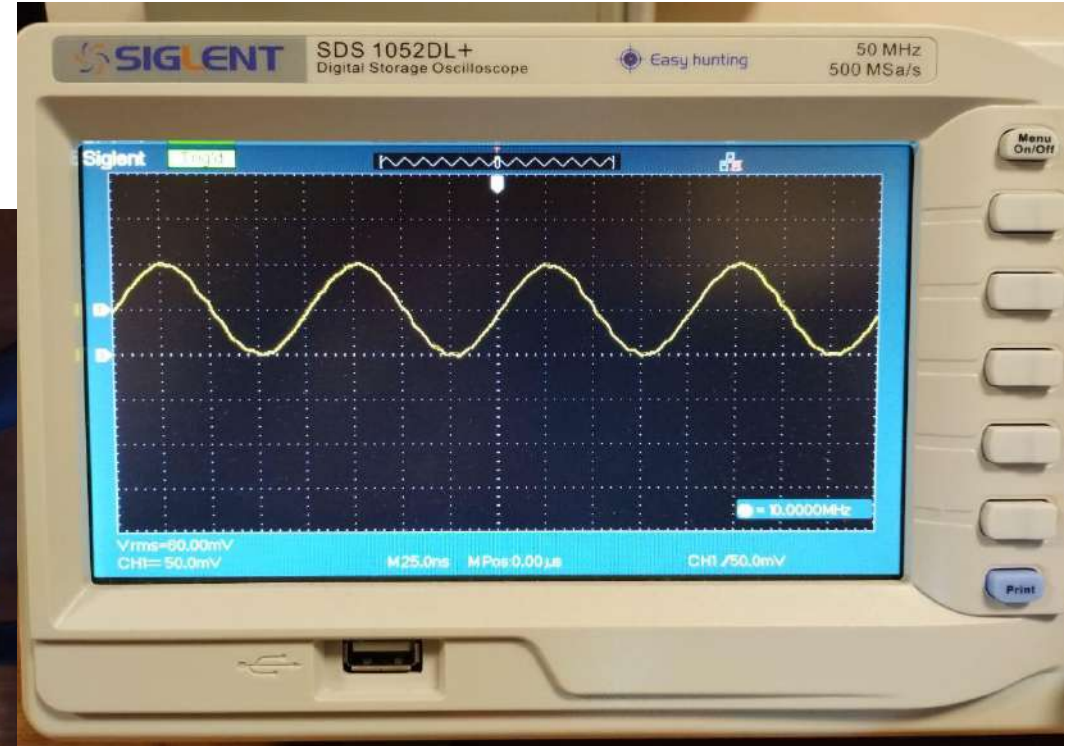
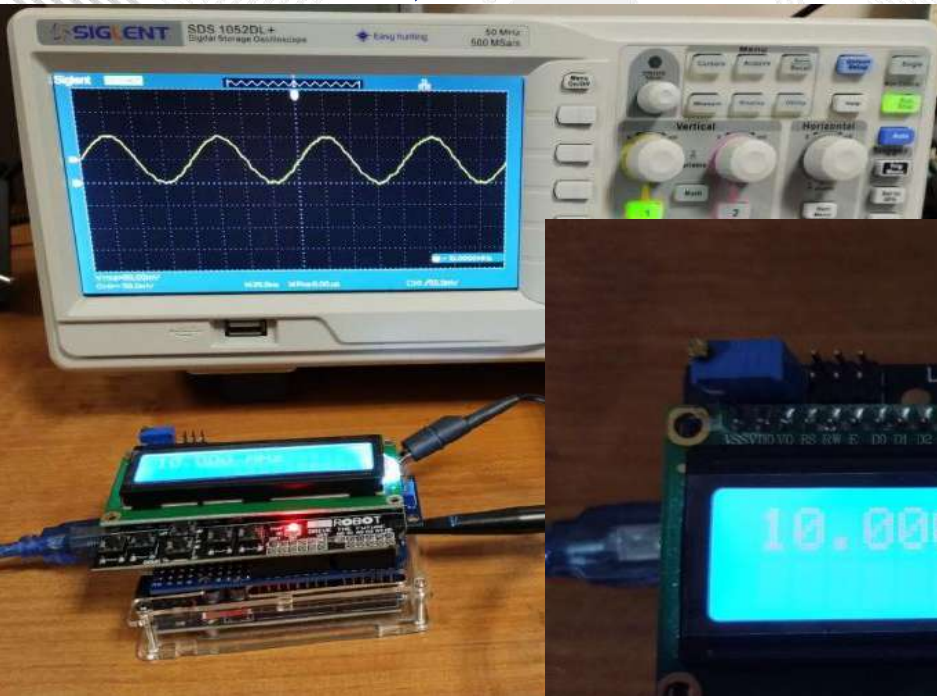
Основні компоненти макета генератора сигналів: DDS генератор сигналів AD9850 на перехідній платі формати Arduino UNO (а); плата Arduino UNO в корпусі (б); плата розширення LCD з кнопками (в)



в)

Макет DDS-генератора

В зібраному та увімкненому вигляді DDS-генератор зображений на Рисунку (Виставлена опорна частота 10 МГц).



Висновки

У магістерській роботі було розглянуто використання кварцових генераторів для забезпечення високої стабільності частоти та низького рівня спотворень в телекомунікаційних пристроях. Робота присвячена методу компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових генераторів. Розглянуто розробку та використання термокомпенсатора для підвищення стабільності вихідної частоти DDS-синтезатора. Зазначено, що використання різницевої частоти як маркерної величини виявилось ефективним у коригуванні частоти синтезатора для компенсації температурного впливу на резонатор.

В ході досліджень було розроблено ряд імітаційних моделей та виконано моделювання, результати якого показали, що використання термокомпенсатора значно зменшує відхилення частоти DDS-синтезатора при зміні його температури. Зазначено, що ефективність термокомпенсатора особливо виражена в екстремальних температурних умовах. При цьому було вказано, що в окремих випадках вимкнення термокомпенсації може бути доцільним з метою економії енергії.

Таким чином, можна зробити висновок, що змодельований термокомпенсатор є ефективним засобом мінімізації впливу температурної нестабільності на частоту генератора. Результати цієї роботи мають важливе значення для технологій телекомунікацій та радіотехніки, де висока стабільність частоти є критичним фактором. Отримані результати можуть слугувати основою для подальших досліджень у напрямку оптимізації енергоспоживання термокомпенсованих кварцових генераторів та розширення їхнього використання в різних сферах техніки.

The image features a central text element on a white background. The text is in a bold, dark blue font. The background is decorated with geometric patterns: a large, faint, light gray pattern of overlapping triangles and lines on the left side, and a colorful pattern of blue and yellow triangles along the bottom edge. A small, colorful geometric pattern is also visible in the top right corner.

Дякую за увагу!

Завідувачу кафедри
телекомунікацій, медійних та
інтелектуальних технологій (ТМІТ)
Сергію ПІДЧЕНКУ
студента 2 курсу, гр. ТРМ-22-1
Юрія ДУДАРА

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщена та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

1.12.23 Р.
дата


підпис

Дудар Ю.М.

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 0.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 9%

ID: 122589 Название: Метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів Добавлено в БД: 2023-12-11 Авторы: Дудар Юрій Михайлович Руководители: Підченко Сергій Костянтинович Консультанты: Оponentы:	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	54172	817	652 (1%)	8 (1%)

Источник плагиата

ID	Описание	Наличие плагиата в документе	
		Символы	Лексемы

Имя пользователя:
Kafedra TMIT KhNUID проверки:
1015995708Дата проверки:
12.12.2023 01:48:23 EETТип проверки:
Doc vs Internet + LibraryДата отчета:
12.12.2023 19:26:12 EETID пользователя:
100005657

Название файла: Дудар_Юрій ТРМ-22

Количество страниц: 73 Количество слов: 9384 Количество символов: 69949 Размер файла: 1.35 MB ID файла: 1015678438

Обнаружены модификации текста (могут влиять на процент совпадений)

4%

Совпадения

Наибольшее совпадение: 0.77% с источником из Библиотеки (ID файла: 1013010503)

3.61% Источники из Интернета

230

Страница 75

1.05% Источники из Библиотеки

148

Страница 76

0% Цитат

Не найдено ни одной цитаты

Не найдено ни одной ссылки

0% Исключений

Нет исключенных источников

Модификации

Обнаружены модификации текста. Подробная информация доступна в онлайн-отчете.

Замеченные символы

80

Подозрительное форматирование

13

страниц

РІШЕННЯ КАФЕДРИ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДІЙНИХ ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: *Метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів*

Автор: **Дудар Юрій Михайлович**

Спеціальність: **172 Телекомунікації та радіотехніка**

Освітня програма: **Телекомунікації та радіотехніка**

Науковий керівник: **д.т.н., проф. Підченко Сергій Костянтинович**

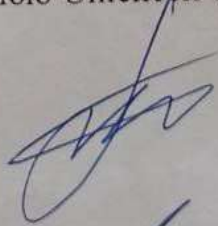
Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	Відповідає
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	
5	Інше:	

Підтвердження: Запозичення у розмірі 4,0% відносяться до загальноновживаних фраз та не є плагіатом. Найбільша схожість з одним джерелом – 0,77%

Відповідальний за контроль плагіату за системою Unicheck та антиплагіатизм (ХНУ):

12.12.23р.



Олег ПИВОВАР

Зав. каф. ТМІТ

12.12.23р.



Сергій ПІДЧЕНКО

ВІДГУК

на магістерську дипломну роботу
студента групи ТРМ-22-І Юрія ДУДАРА

*«Метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти
кварцових резонаторів»*

Метою роботи є підвищення стабільності вихідної частоти КГ за рахунок застосування методу компенсації термодинамічного впливу середовища.

В роботі проведено аналіз існуючих методів за засобів компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти КГ з урахуванням основних технічних характеристик КР та схем їх включення. Розроблена формалізована математична модель термокомпенсованого кварцового генератора; проведено розрахунок схеми термокомпенсованого кварцового генераторів на базі схеми ємнісної триточки; розраховано та досліджено температурно-частотні характеристики кварцових резонаторів залежності їх конструктивних властивостей. Проведена апроксимація усередненої температурно-частотної характеристики та розраховано відповідні коефіцієнти температурно-частотної характеристики на двох частотах (перша та третя гармоніки). Проведено дослідження методу прямого цифрового синтезу (DDS) та елементної бази для побудови цифрового термокомпенсатора та розроблено макетний зразок цифрового генератора частоти на базі DDS-синтезатора.

Під час виконання дипломної роботи Юрій ДУДАР проявив себе старанним, ініціативним фахівцем з достатнім рівнем знань та вмінням їх застосовувати для вирішення завдань в галузі електроніки та телекомунікацій.

В цілому магістерська дипломна робота виконана на високому науково-технічному рівні, а її автор Юрій ДУДАР заслуговує на оцінку «добре».

Керівник:

д.т.н., професор



Сергій ПІДЧЕНКО

РЕЦЕНЗІЯ

на магістерську дипломну роботу
студента групи ТРм-22-І Юрія ДУДАРА

*«Метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти
кварцових резонаторів»*

Кварцові резонатори (КР) отримали широкого застосування в радіотехнічних пристроях та засобах телекомунікацій завдяки високим характеристикам щодо стабільності частоти, точності, терміну безвідмовної роботи, а також невеликим габаритам та масі.

Генератори опорних коливань на основі КР – кварцові генератори (КГ) – дозволяють забезпечити високу стабільність частоти коливань опорного сигналу, а також низький рівень спотворень та власних шумів, що особливо актуально в телекомунікаційних пристроях передачі інформації. Для КГ зовнішній вплив на КР (температурний, вібраційний тощо) є дестабілізуючим фактором, наслідки якого необхідно мінімізувати повністю або частково. З іншого боку, у вимірювальній техніці КР може використовуватись як чутливий елемент, де фактори зовнішнього впливу несуть інформативний характер, а девіація частоти сигналу КГ містить інформацію про об'єкт вимірювання.

Для досягнення поставленої мети в роботі сформульовано та вирішено ряд актуальних задач: розробка математичної моделі та удосконалення методу термокомпенсації нестабільності КР в двочастотном режимі збудження; валідація моделі шляхом імітаційного моделювання термокомпенсатора в середовищі Matlab/Simulink.

В магістерській роботі набув подальшого розвитку метод компенсації термодинамічної складової нестабільності частоти кварцових резонаторів, в основі якого лежить двочастотний режим збудження кварцового резонатора з виділенням різницевої частоти, що пропорційна температурі резонатора.

Позитивною стороною роботи є розробка макетного зразка синтезатора частоти із схемою термокомпенсатора нестабільності частоти.

Апробація результатів дослідження підтверджена тезами доповіді на XIV Всеукраїнській науково-практичній конференції «Актуальні проблеми комп'ютерних наук (АПКН – 2023)», м. Хмельницький, ХНУ, 17-18 листопада 2023.

В цілому магістерська дипломна робота Юрія ДУДАРА є актуальною в сфері сучасних технологій телекомунікацій та радіотехніки, виконана на достатньому науково-технічному рівні та заслуговує оцінки «добре».

Рецензент:

зав. кафедри АКІТР, д.т.н., професор



Валерій МАРТИНЮК