

Хмельницький національний університет
Факультет інформаційних технологій
Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

бакалавр
Освітній рівень

Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску
Назва теми

КПТР.022071.01.02 ПЗ
Шифр

Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»
Шифр, назва

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
Шифр, назва

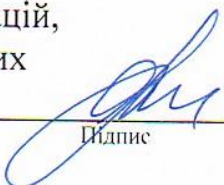
Освітня програма «Телекомунікації, медійні та інтелектуальні технології»
Назва

Виконав: студент IV курсу, група ТР2-22-1  В. А. Берегела
Підпис Ініціали, прізвище

Керівник  С. К. Підченко
Підпис, дата Ініціали, прізвище

Нормоконтроль  В. І. Стецюк
Підпис, дата Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:
Зав. кафедри телекомунікацій,
медійних та інтелектуальних
технологій


Підпис

С. К. Підченко
Ініціали, прізвище

«18» 06 2026 р.

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Освітній рівень: бакалавр

Галузь знань: 17 «Електроніка та телекомунікації»

Спеціальність: 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітня програма: «Телекомунікації, медійні та інтелектуальні технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри С. К. Підченко

«21» січня 2026 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ БАКАЛАВРА

Берегелі Владиславу Анатолійовичу

Прізвище, ім'я, по батькові студента

1. Тема проєкту (роботи): Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску

Назва теми

Керівник проєкту (роботи) С.К. Підченко, докт. техн. наук., професор

Ініціали, прізвище, науковий ступінь, вчене звання

Затверджена наказом ректора університету від «20» 01 .2026 р. № 7

2. Термін подання студентом проєкту (роботи) на кафедру: «1» 06 .2026 р.

3. Вихідні дані до проєкту (роботи): завдання на кваліфікаційний проєкт

4. Зміст пояснювальної записки (перелік завдань на проєктування):

4.1. Огляд літературних джерел та патентних матеріалів

4.2. Розробка структури перетворювача сигналів частотного сенсора тиску

4.3. Розробка, вибір компонентів та моделювання схеми електричної принципової

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень):

5.1. Схема електрична структурна перетворювача сигналів частотного сенсора тиску.

5.2. Схема електрична принципова перетворювача сигналів частотного сенсора тиску.

6. Консультанти розділів дипломного проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Нормоконтроль	В.І. Стецюк, доцент кафедри ТМІТ		
Антиплагіат	О.С. Пивовар, доцент кафедри ТМІТ		

7. Дата видачі завдання «21» січня 2026 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№з/п	Назва етапів (розділів) дипломного проекту (роботи)	Термін виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Вибір напрямку проектування та узгодження тематики керівником	<u>02.02.2026</u>	
2	Ознайомлення із існуючими технічними рішеннями	<u>05.02.2026</u>	
3	Робота над розділом 1 – аналіз існуючих технологічних рішень, патентний пошук та оформлення результатів	до <u>14.03.2026</u>	
4	Робота над розділом 2 – Розробка структури перетворювача сигналів частотного сенсора тиску	до <u>22.03.2026</u>	
5	Робота над розділом 3 – Розробка, вибір компонентів та моделювання схеми електричної принципової перетворювача сигналів частотного сенсора тиску	до <u>12.04.2026</u>	
6	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини згідно вимог	до <u>15.05.2026</u>	
7	Попередній захист ВКП	<u>28.05.2026</u>	
8	Захист ВКП на засіданні ЕК	<u>09.06.2026 року</u>	

Студент

Керівник роботи

Підпис

Підпис

В. А. Берегела

Ініціали, прізвище

С. К. Підченко

Ініціали, прізвище

№ рядка	Формат	Позначення	Найменування	Кл-сть. листів	№ екз.	Примітка				
			<u>Текстові документи</u>							
1	A4	КвПТР.022071.01.02 ПЗ	Пояснювальна записка	51						
			<u>Графічні матеріали</u>							
2	A2	КвПТР.022071.01.02 Е1	Схема електрична	1						
			структурна							
			перетворювача сигналів							
			частотного сенсора тиску							
3	A2	КвПТР.022071.01.02 ЕЗ	Схема електрична	1						
			принципова							
			перетворювача сигналів							
			частотного сенсора тиску							
4	A4		Копія схема електричної	1		Копія А2				
			структурної							
5	A4		Копія схема електричної	1		Копія А2				
			принципової							
			КПТР.022071.01.02 ВП							
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Літера		Аркуш		Аркушів	
Розробив	В.А. Берегела	В.А.	02.06							
Перевірів	С.К. Підченко	С.К.	16.06		н		1		1	
					ХНУ, ТР2-22-1					
Н. контр.	В.І. Стецюк	В.І.	16.06							
Затвердив	С.К. Підченко	С.К.	16.06		Відомість проекту					

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційного проекту: «Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску»

Автор роботи: Берегела Владислав Анатолійович

Керівник роботи: Підченко Сергій Костянтинівич

Пояснювальна записка: 51 с., 2 рис., 1 табл., 2 дод., 17 джерел

Графічна частина: 2 креслення

ВИМІРЮВАЛЬНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ЧАСТОТНИЙ СЕНСОР, ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ, ПУЛЬСОВІ КОЛИВАННЯ

Проведено аналіз літературних джерел та виконано патентний пошук згідно тематики проекту. Представлена концепція застосування ЧСТ тиску на базі ПРМТ для багатоканальної реєстрації пульсових коливань на різних артеріях з метою оцінки параметрів судин. Обґрунтована доцільність розробки ВП для перенесення спектру вихідного сигналу ЧСТ в діапазон НЧ з метою забезпечення його ефективної обробки засобами існуючої елементної бази. В другому розділі кваліфікаційного проекту було розроблено схему електричну структурну вимірювального перетворювача із деталізацією її компонентів. Запропоновано цільове призначення перетворювача – його інтеграція із вимірювальною платформою СФГ-вимірювань. Розглянуто та описано алгоритм калібрування перетворювача та температурної компенсації відхилення частоти. Розроблено схему електричну принципову перетворювача сигналів частотного сенсора тиску. Елементи структурної схеми були реалізовані у вигляді окремих складових частин принципової схеми використовуючи сучасну елементну базу. Вхідний та вихідний каскади були виконані на базі компараторів AD8611 та LM393AD відповідно. Помножувач частоти зібрано на базі мікросхеми NB3N3020, змішувач – на SA612A. В якості гетеродинна обрано багатфункціональний керований кварцовий генератор з цифровим інтерфейсом Si598. Представлено приклад практичного застосування вимірювального перетворювача для дослідження пульсової хвилі



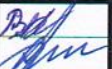
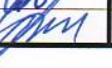
Підпис студента

02.06.2026

Дата

ЗМІСТ

Скорочення та умовні позначення.....	3
Вступ.....	4
1 Огляд літературних джерел та патентних матеріалів.....	5
1.1 Актуальність використання частотних перетворювачів тиску у складі телемедицини систем вимірювання пульсових коливань.....	5
1.2 Огляд літературних джерел.....	8
1.3 Огляд патентних матеріалів.....	11
Висновки до першого розділу.....	15
2 Розробка структури перетворювача сигналів.....	16
2.1 Концептуальна структура перетворювача у складі мікропроцесорної платформи.....	16
2.2 Розробка схеми електричної структурної перетворювача сигналів.....	18
2.3 Опис алгоритму калібрування перетворювача та температурної компенсації.....	20
2.5 Опис п'єзореzonансний сенсору пульсової хвилі для сфінгографічних досліджень.....	24
2.4 Висновки до 2-го розділу.....	28
3 Розробка схеми електричної принципової.....	29
3.1 Вибір та опис компонентів.....	29
3.2 Розробка елементів принципової схеми.....	32
3.3 Опис роз'ємів для підключення живлення та керування генератором.....	40
3.4 Опис реалізації мікропроцесорного модуля.....	41
3.5 Елементи практичної реалізації.....	45
3.7 Висновки до 3-го розділу.....	49
Загальні висновки до проекту.....	51
Перелік джерел посилання.....	52
Додаток А Копія схеми електричної принципової.....	55
Додаток Б Копія схеми електричної принципової.....	56

КвПТР.022071.01.02 ПЗ								
Зм.	Арк.	Модокум.	Підпис	Дата	Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску Пояснювальна записка	Літера	Арк.ш.	Арк.шіт.
Виконав	В.А. Берегела		02.06	16.06		н		51
Перевір.	С.К. Підченко							
Н.контр.	В.І. Стецюк		16.06	11.06				
Затвер.	С.К. Підченко					ХНУ, ТР2-22-1		

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАЧЕННЯ

АЦП	–	аналого-цифровий перетворювач
БЖ	–	блок живлення
БК	–	блок керування
ЕОМ	–	електронно обчислювальна машина
ІКТ	–	інформаційно-комунікаційні технології
МК	–	мікроконтролер
МП	–	мікропроцесор
ОЗП	–	оперативно запам'ятовуючий пристрій
ПЗ	–	програмне забезпечення
ПЗП	–	постійний запам'ятовуючий пристрій
ТТХ	–	тактико-технічні характеристики
ЦАП	–	цифро-аналоговий перетворювач
ШІМ	–	широтно-імпульсна модуляція

ВСТУП

Розвиток засобів телекомунікацій та інформаційних технологій штучного інтелекту спонукає до інтеграції цих компонентів із засобами вимірювальної техніки у різних застосування, призначених підвищити якість життя людей. Одним із прикладів таких напрямків є телемедицина.

Використання високоточних сенсорів тиску на базі п'єзореzonансним механотронів для вимірювання пульсових коливань тиску на стінках судин є одним із перспективних напрямків в галузі сфінгографії.

В рамках виконання кваліфікаційного проекту бакалавра за спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка було обрано тему проєктування, що стосується розробки вимірювального перетворювача тиску з частотним виходом для застосування у складі інтелектуальної медичної платформи Інтернету речей для вимірювання пульсових коливань.

Метою проєкту є розробка вимірювального перетворювача тиску з частотним виходом

Задачі проєктування:

1. Огляд існуючих літературних джерел та патентних матеріалів згідно теми проєкту
2. Аналіз концепції інтелектуальної платформи вимірювання пульсових коливань з позиції інтеграції вимірювального перетворювача.
3. Розробка схеми електричної структурної
4. Розробка схеми електричної принципової

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ПАТЕНТНИХ МАТЕРІАЛІВ

1.1 Актуальність використання частотних перетворювачів тиску у складі телемедичних систем вимірювання пульсових коливань

Вимірювальні частотні перетворювачі фізичних величин отримали широкого застосування у різноманітних галузях життєдіяльності людини. Зокрема, для реєстрації пульсових коливань тиску на судинах використовується частотний сенсори тиску (ЧСТ) з модульованим тиском міжелектродним зазором, який називається п'єзорезонансним механотроном (ПРМТ) і включається до схеми генератора [1]. Такий пристрій побудований на базі кварцового резонатора (КР), який збуджується в зазорі, що модулюється під дією тиску ΔP . Вихідним сигналом такого сенсору є електричне коливання частоти f , модульоване пропорційно ΔP . Схема такого ЧСТ показана на Рисунку 1.1.

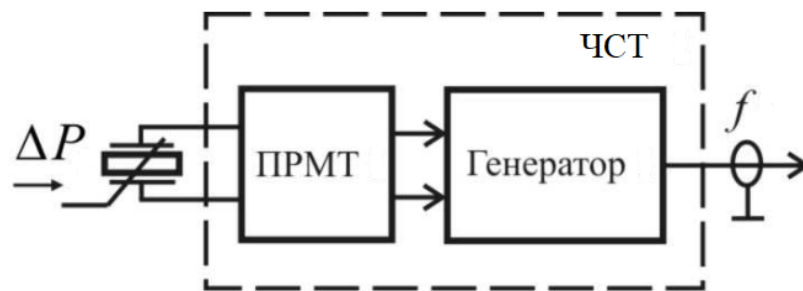
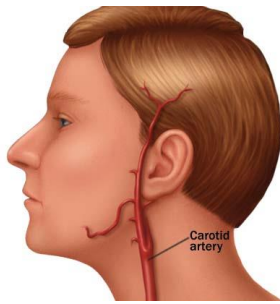


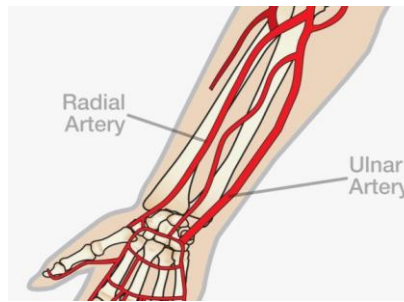
Рисунок 1.1 – Схема ЧСТ на базі ПРМТ

Концепція практичного застосування вищепри описаного ЧСТ показана на Рисунку 1.2. Вона полягає у високоточній реєстрації пульсових коливань на різних артеріях, наприклад, на сонній, променевої та стегновій артеріях (Рисунок 1.2, а), як незалежно, так і одночасно з метою оцінки стану судин за швидкістю поширення пульсової хвилі (Рисунок 1.2, б) [2]. Отримана таким чином крива пульсу має складну форму (Рисунок 1.2, в), що відповідає фазам кардіоциклу. Складна форма такого сигналу обумовлює актуальність проблеми підвищення точності вимірювання з метою досягнення кращих показників в аналізі форми (контурний аналіз) та спектральних компонентів (спектральний аналіз).

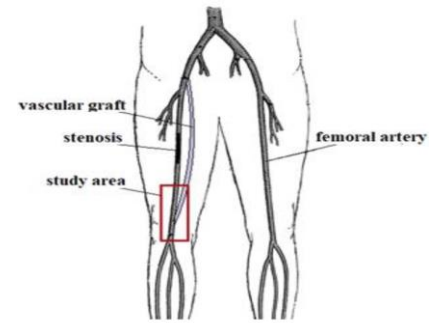
Сонна артерія



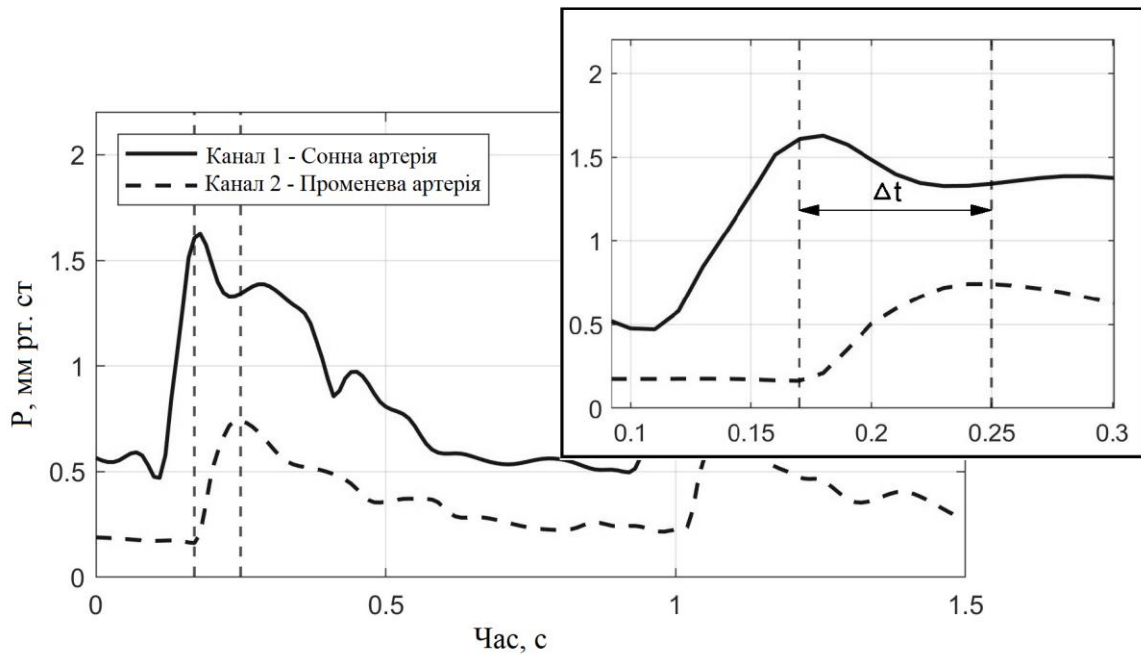
Променева артерія



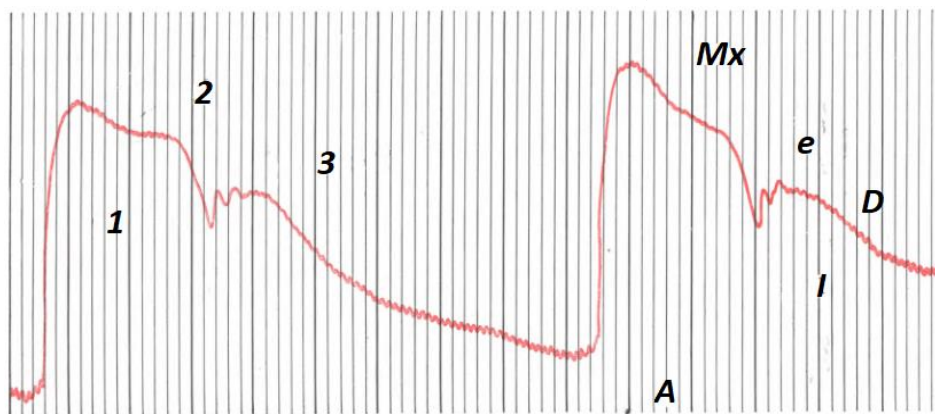
Стегнова артерія



а)



б)



1, 2 – Систолічна фаза; 3 – Діастолічна фаза; А – початок; Мх – вершина кривої; е – Кінець систолічної фази; І – Інцизура; D – відбита крива.

в)

Рисунок 1.2 – Концепція застосування ЧСТ: реєстрація пульсових коливань на різних артеріях (а); оцінка швидкості поширення пульсової хвилі за вимірами на сонній та променевій артеріях (б); типова форма кривої двох кардіоциклів пульсового коливання, знятого на сонній артерії здорової людини (в)

Відомо [3], що сигнал f на виході ЧСТ (Рисунок 1.1) без попередньої обробки лежить в діапазоні частот порядку 10 МГц, що відповідає першій (основній) резонансній моді КР. В той же час, крутизна перетворення розглянутого ЧСТ становить 15 Гц/мм рт. ст. Отже, прийнявши до уваги те, що тиск судини на мембрану ЧСТ лежить в діапазоні від 0,1 до 2,0 мм рт. ст. (Рисунок 1.2, б), для забезпечення достатньої роздільної здатності не гірше ніж 0,1 мм рт. ст., необхідно ефективно реєструвати девіацію основної частоти f , що для 10 МГц становить порядку $0,1 \times 10^{-6}$. Тому для обробки такого сигналу доцільно спроектувати вимірювальний перетворювач (ВП), який перенесе спектр вимірювального сигналу в діапазон низький частот (НЧ), наприклад 1 кГц.

В загальному вигляді структура телемедичної системи, яка використовує ЧСТ з ВП для реєстрації, обробки та передачі сигналів пульсових коливань на персональні комп'ютери (ПК) або розумні телефони (РТ), показана на Рисунку 1.3.

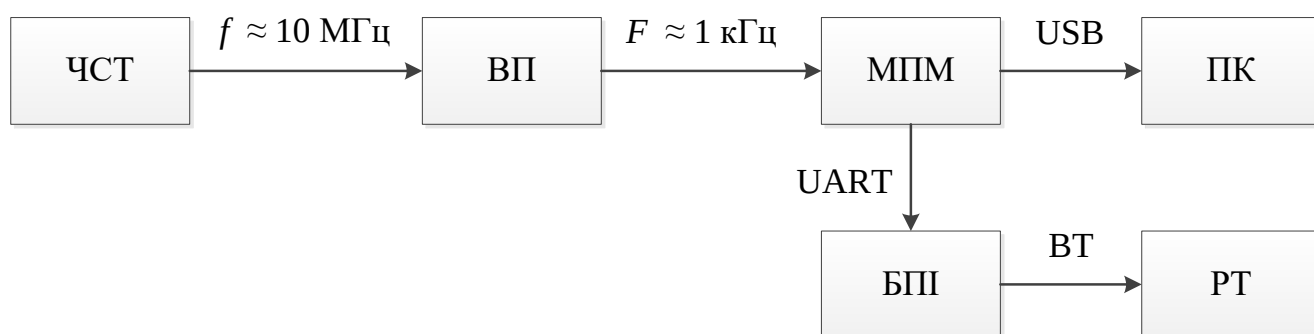


Рисунок 1.3 – Структура платформи вимірювання та передачі пульсових сигналів

Така система побудована на базі мікропроцесорного модуля (МПМ), який виконує постобробку сигналу, який надходить з ВП, а саме – вимірювання періоду НЧ-сигналу. Для комунікації із верхніми рівнями, що представлені програмним забезпеченням (ПЗ) для ПК і РТ, використовуються відповідно універсальна послідовна шина (universal series bus, USB) та безпроводовий інтерфейс (БПІ) Bluetooth (BT), що підключається до МКМ через універсальний асинхронний інтерфейс прийому-передачі (universal asynchronous receiver-transmitter, UART).

Вимірювальний канал системи, яка показана на Рисунку 1.3, представлений блоками ЧСТ та ВП. Очевидно, що для реалізації багатоканальної системи для одночасної реєстрації пульсових коливань на різних артеріях згідно концепції (Рисунок 1.2, а-б), необхідно забезпечити уніфікації ВП та параметрів його вихідного сигналу для подальшої коректної обробки цифровими пристроями.

1.2 Огляд літературних джерел

В ході аналізу літературних джерел було розглянуто ряд робіт, присвячених методам реєстрації та моделям пульсових хвиль [4, 5], а також перспективі використання швидкості поширення пульсової хвилі для діагностики серцево-судинних захворювань [6]; вимірювальним перетворювачам тиску [7-8], в тому числі на базі мікро-електро механічних систем (micro-electro-mechanical systems, MEMS) [8]. Розглянемо ці роботи більш детально.

В статті [4] приводиться порівняльний аналіз існуючих методів реєстрації пульсових коливань. Незважаючи на те, що в цій роботі автором надається перевага фотоплетизмографічному методу, сфігмографічний метод характеризується рядом переваг, до яких відносяться: простота методики дослідження, можливість тривалої неперервної реєстрації з фіксацією незначних змін швидкості поширення пульсових коливань артеріями; динаміка спостережень та відсутність травматизму [4].

Проблемам моделювання та перевірки адекватності моделей пульсового коливання присвячена робота [5]. В ній автори проводять аналіз існуючих біофізичних моделей пульсової хвилі. Увага приділяється гармонічній моделі пульсацій та моделі активної діастолі, як найбільш достовірним. Авторами запропоновано синтез цих двох моделей у вигляді уточненої трифазної моделі, яка досить точно співпадає із реальної сфігмограмою. Зокрема, розрахунок параметрів моделі та реального сигналу показав належність модельних значень в

межах номінальних, що підтверджує адекватність моделі [5]. Діагностичне значення оцінки швидкості поширення пульсової хвилі описано в роботі [6]. Авторами зокрема акцентується увага на використанні непрямих методів контурного аналізу та сфігмографії та необхідності розробки нових та удосконаленню існуючих методів оцінки жорсткості судин. Описується методика визначення швидкості пульсової хвилі між сонною та стегною артеріями шляхом одночасної реєстрації сфігмограм. Це дозволяє оцінити стан властивості артерій [6]. Також в роботі зазначено перспективу використання п'єзоелектричних сенсорів із одночасним накладанням двох або більше сенсорів (на ділянках сонної, стегнової і променевої артерій) із синхронним зняттям електрокардіограми та фонокардіограми [6].

До робіт технічного спрямування відносяться статті [7-8]. В роботі [7] авторами описується частотний перетворювач тиску на базі двостокового МДН-транзистора з активним індуктивним елементом, що дозволяє реалізувати схему за інтегральними технологіями [7]. На Рисунку 1.4 приводиться схема мікроелектронного перетворювача тиску з частотним виходом, описаного в роботі [7]. Первинним перетворювачем схеми є двостоковий МДН-транзистор, а пасивна індуктивність замінена коливального контуру замінена на активний індуктивний елемент. Схема запропонованого авторами перетворювача складається з двостокового МДН-тензотранзистора, двозатворного-МДН транзистората МДН транзистора. Активна складова повного опору на електродах стік-стік транзисторів VT1 і VT2 має від'ємне значення, а реактивна складова має ємнісний характер.

Підключення активної індуктивності до електродів стік-стік транзисторів VT1 і VT2 на основі транзистора VT3 та послідовного R3C2 кола дозволяє створити генератор електричних коливань, частота генерації якого залежить від зміни тиску (Рисунок 1.4) [7]. Автори також приводять результати експериментальних досліджень та залежність частоти генерування перетворювача від зміни тиску.

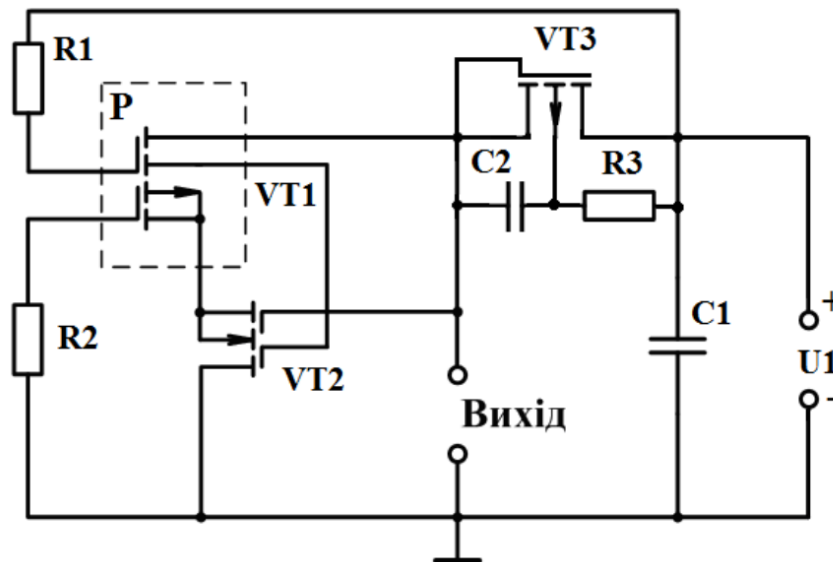


Рисунок 1.4 – Схема мікроелектронного перетворювача тиску з частотним виходом [7]

Частотний перетворювач тиску на базі біполярно-польової структури транзисторів з від’ємним опором та тензочутливого MEMS-конденсатора представлена авторами в роботі [8]. В цій роботі була розроблена динамічна математична модель радіовимірювального перетворювача, яка дозволяє визначити значення напруги і струму в будь-якій точці схеми в заданий момент часу під дією тиску. Схема електрична перетворювача показана на Рисунку 1.5

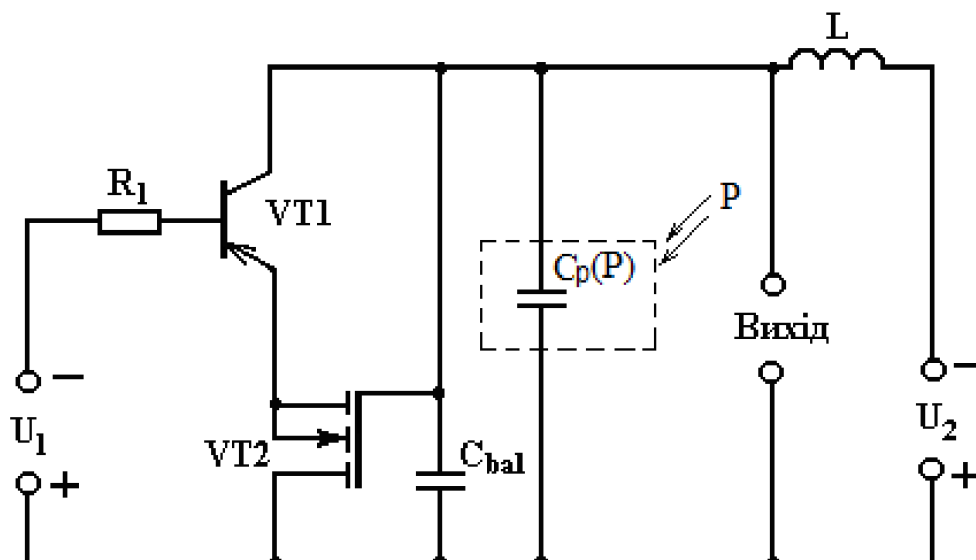


Рисунок 1.5 – Електрична схема вимірювального перетворювача тиску з чутливим MEMS-конденсатором [8]

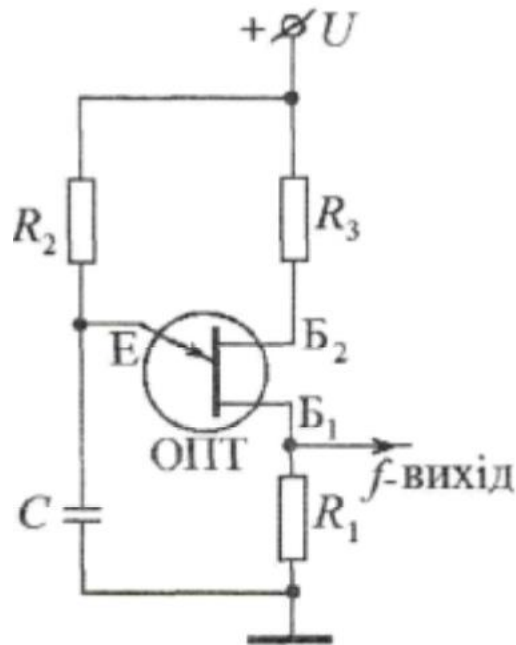
Перетворювач [8] подано у вигляді гібридної інтегральної схеми, яка складається з біполярного і польового транзисторів, опору R_1 , та MEMS-конденсатора. Коливальний контур перетворювача побудований на базі еквівалентної ємності повного опору на електродах колектора транзистора VT1, стоку транзистора VT2 та індуктивності L . На MEMS-конденсатор C_p діє тиск, який призводить до зміни еквівалентної ємності коливального контуру, що в свою чергу, викликає зміну резонансної частоти, а втрати енергії компенсуються за рахунок від'ємного опору. Для вибору оптимального режиму роботи радіовимірювального перетворювача тиску в схемі використовується два джерела живлення постійної напруги U_1 та U_2 [8].

1.3 Огляд патентних матеріалів

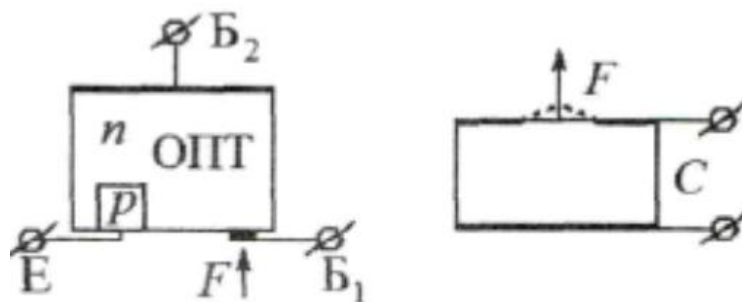
В результаті патентного пошуку було опрацьовано три патенти, які відповідають тематиці даного проекту.

Патент [9] пропонує електронний сенсор-перетворювач тиску на основі генератора на одноперехідному транзисторі з конденсатором в колі емітер-база, який відрізняється тим, що конденсатор є тензочутливим елементом зі змінною ємністю. На Рисунку 1.6, а показано генератор релаксаційних коливань на одноперехідному транзисторі (ОПТ), в емітерне коло якого ввімкнено конденсатор. На Рисунку 1.6, б показана структура ОПТ. Тензочутливим елементом ОПТ є контакт до бази B_1 , яким є шар металу, що нанесений на базу ОПТ n-типу. Такий контакт є бар'єром Шотткі. При зовнішньому тиску на шар металу опір контакту зменшується, як наслідок зменшується опір, в який він входить. Це приводить до зменшення напруги та зростання частоти вихідного сигналу при збільшенні тиску. Поставлена задача вирішується використанням у схемі генератора тензочутливого конденсатора C , який являє собою дві паралельні металеві площини, розділені одна від одної повітрям, або еластичним діелектриком (Рисунок 1.6, б). Під дією зовнішньої сили одна з пластин

вигинається що приводить до збільшення відстані між пластинами, зменшення ємності C та зростання частоти. Таким чином, під дією зовнішньої сили на ОПТ та конденсатор одночасно зменшуються напруга та ємність, що приводить до більшої зміни частоти і зростання тензочутливості [9].



а)

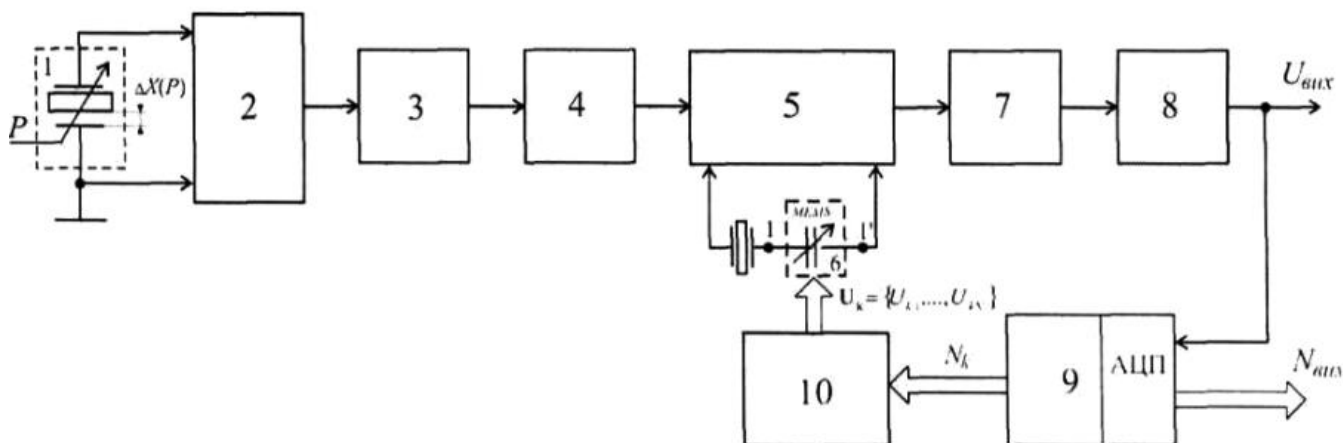


б)

Рисунок 1.6 – Схема генератор релаксаційних коливань на одноперехідному транзисторі (а) та його структура (б) відповідно до патенту [9]

В патенті [10] представлено ВП, що містить ЧСТ з КР, що збуджується у модульованому тиском зазорі, вимірювальний автогенератор, до частотозадавального кола якого включений КР, смуговий фільтр (СФ) для

виділення ційної частоти автогенератора, адаптивний кварцовий частотний детектор (дискримінатор) з колом ємнісного керування частотою дискримінації, підсилювач постійного струму для підсилення сигналу розузгодженості частотного детектора, вихід якого через схему формування напруги підключений до кола ємнісного керування і є виходом вимірюваного перетворювача [10]. Дана схема показана на Рисунку 1.7.



Рисунку 1.7 – Схема ВП з ЧСТ для сфінмографічних досліджень [10]

Пристрій [10] складається з п'єзоакустичного сенсора тиску 1; вимірювального автогенератора 2; смугового фільтра (СФ) 3; помножувача частоти 4, кварцового частотного детектора (дискримінатора) 5; ємнісного кола (MEMS-конденсатора) адаптивного налаштування частоти дискримінації 6, підсилювача постійного струму 7; фільтра нижніх частот (ФНЧ) 8; контролера адаптивного налаштування 9; схеми формування напруги керування MEMS-конденсатором 10. Ємнісне коло керування частотою дискримінації частотного детектора виконано на основі матричного MEMS-конденсатора з електростатичним керуванням, схема формування напруги є багатоканальною і забезпечує індивідуальне керування кожним елементарним електродом MEMS-конденсатора, додатково введені помножувач частоти, контролер адаптивного налаштування частотою дискримінації з аналого-цифровим перетворювачем

(АЦП) сигналу та фільтр нижніх частот (ФНЧ), причому вхід помножувача частоти підключений до виходу СФ, а вихід помножувача частоти підключений до входу частотного детектора (дискримінатора), вихід підсилювача постійного струму через ФНЧ підключений до входу АЦП сигналу контролера адаптивного налаштування, а цифровий вихід контролера підключений до багатоканальної схеми формування напруги керування МЕМС-конденсатором є виходом ВП [10].

Патент [11] представляє перетворювач тиску, що може бути використаний в пристроях автоматизованого керування технологічними процесами та кондиціонування мікроклімату. Схема перетворювача показана на Рисунку .1.8

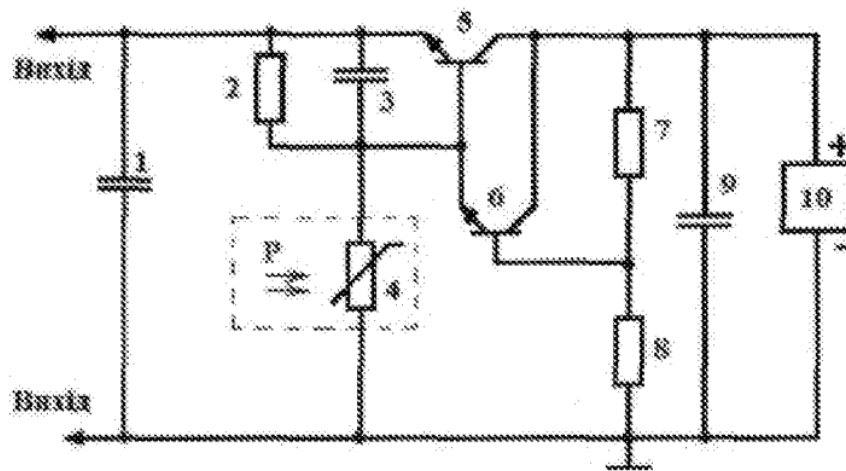


Рисунок 1.8 – Схема перетворювача тиску [11]

Перетворювач тиску [11] працює наступним чином. У початковому стані (відсутність тиску на чутливому резисторі 4) перший (5) та другий (6) біполярні транзистори утворюють активну індуктивність з динамічним від'ємним опором. Разом з конденсатором коливального контуру 1 вони створюють коливальний контур автогенератора. Чутливий до тиску резистор 4 включено в коло зворотного зв'язку. Конденсатор 3 і резистор 7 утворюють фазозсувне коло. Джерело постійної напруги 10 забезпечує режим роботи, за якого на переході емітер-база транзисторів виникає динамічний від'ємний опір, що призводить до самозбудження електричних коливань у контурі. Резистори 2, 7 та 8 забезпечують живлення схеми постійним струмом. При цьому струм живлення транзисторів 5 і

6 залежить від опору чутливого резистора 4, який змінюється під дією тиску. Конденсатор 9 блокує проходження змінного струму через джерело живлення 10. При дії тиску на чутливий резистор 4 змінюється ємнісна складова повного опору на ділянці емітер 5 - база 6, що спричиняє ефективну зміну частоти коливань контуру. Таким чином, тиск перетворюється в частотний сигнал.

Висновки до першого розділу

1. Проведено аналіз літературних джерел та виконано патентний пошук згідно тематики проекту.

2. Представлена концепція застосування ЧСТ тиску на базі ПРМТ для багатоканальної реєстрації пульсових коливань на різних артеріях з метою оцінки параметрів судин.

2. Обґрунтована доцільність розробки ВП для перенесення спектру вихідного сигналу ЧСТ в діапазон НЧ з метою забезпечення його ефективної обробки засобами існуючої елементної бази.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА СИГНАЛІВ

2.1 Концептуальна структура перетворювача у складі мікропроцесорної платформи

Вимірювальний перетворювач пропонується до використання у складі мікропроцесорної платформи Інтернету речей (IoT), що призначена для високоточної реєстрації, обробки та передачі сфігмосигналів (СФГ), отриманих від частотних сенсорів тиску.

Платформа складається з двох незалежних вимірювальних каналів, центрального мікроконтролерного модуля, модуля бездротового зв'язку Bluetooth, а також забезпечує обмін даними з мобільними пристроями (смартфонами, планшетами) та персональним комп'ютером. Кожен вимірювальний канал включає сфігмодатчик СФД, помножувач частоти, змішувач, вихідний формувач сигналу та синтезатор частоти G , який виконує роль гетеродина. Концептуальна структурна схема показана на Рисунку 2.1

Відповідно по структури, що зображена на Рисунку 2.1, сигнал з виходу СФГ-сенсору, частота якого пропорційна вимірюваному тиску і становить номінально близько 10 МГц з невеликою девіацією, спочатку надходить на вхід помножувача частоти. Підвищена частота подається на перший вхід змішувача, на другий вхід якого надходить сигнал від синтезатора частоти G . Частота синтезатора задається мікроконтролерним модулем через інтерфейс І²С залежно від поточної частоти сфігмодатчика, щоб різницева частота на виході змішувача стабільно знаходилася в діапазоні близько 1 кГц. Такий перенос спектру суттєво спрощує подальшу цифрову обробку. З виходу змішувача сигнал різницевої частоти проходить через вихідний формувач, виконаний за схемою компаратора з позитивним зворотним зв'язком (тригер Шмітта), який перетворює слабкий аналоговий сигнал у чіткі прямокутні імпульси з мінімальним джитером.

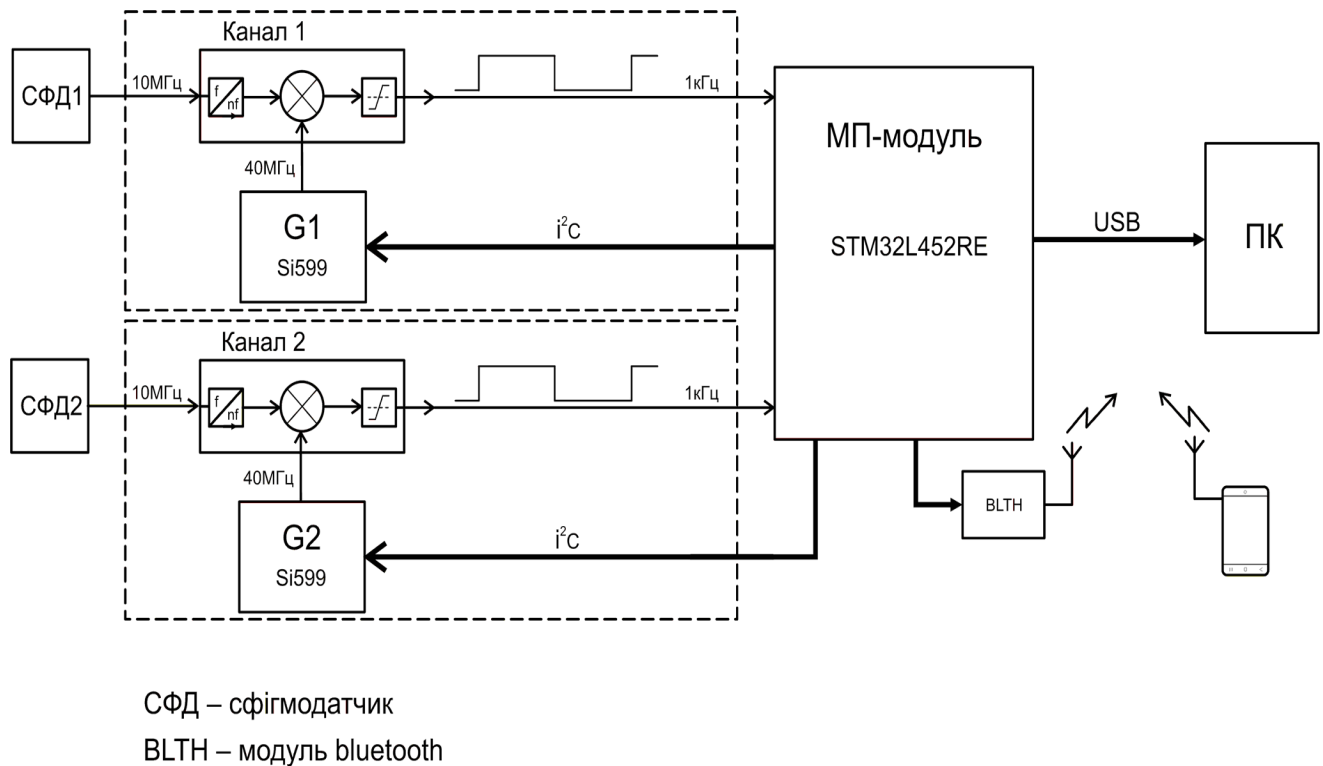


Рисунок 2.1 – Концептуальна структурна схема вимірювальної IoT платформи

Демодуляція вихідного сигналу здійснюється шляхом вимірювання частоти сигналу на виході змішувача. У мікроконтролері здійснюється цифрова обробка сигналів обох каналів, яка включає вимірювання періоду або частоти входних імпульсів з високою роздільною здатністю, цифрову фільтрацію, компенсацію температурного дрейфу та розрахунок фізичних величин тиску за калібрувальною характеристикою датчика. Оброблені дані пакуються та передаються в реальному часі по інтерфейсу USB на персональний комп'ютер для детального аналізу, візуалізації, зберігання в базі даних та подальшої медичної інтерпретації. Одночасно ті самі дані транслуються через модуль Bluetooth на мобільні пристрої користувача (смартфон або планшет), де можуть відображатися в спеціалізованому додатку у зручному для сприйняття вигляді, наприклад, у формі графіка зміни тиску в часі, числових значень систолічного та діастолічного тиску, частоти пульсу або сигналів тривоги при виході параметрів за встановлені межі.

Алгоритм керування платформою працює наступним чином. Після ввімкнення мікроконтролер виконує ініціалізацію всіх периферійних пристроїв, у тому числі синтезаторів частоти G обох каналів через шини I²C. Потім запускається основний робочий цикл, у якому мікроконтролер періодично або безперервно вимірює поточну частоту на входах обох каналів. На основі отриманих значень проводиться динамічне перерахування та встановлення частоти гетеродинів таким чином, щоб різницева частота залишалася в оптимальному для точного вимірювання діапазоні 1–2 кГц. Після цього виконується накопичення імпульсів або точне вимірювання періоду за допомогою апаратних таймерів/лічильників, обробка даних цифровими фільтрами, розрахунок тиску та формування пакетів даних. Готові дані передаються по USB та Bluetooth. Алгоритм також передбачає обробку команд, що надходять від зовнішніх пристроїв (наприклад, запуск/зупинка вимірювання, зміна параметрів фільтрації, калібрування), та реалізацію режимів низького енергоспоживання при тривалій автономній роботі. Така архітектура забезпечує високу точність, гнучкість та зручність використання вимірювального перетворювача в складі сучасної IoT-системи для медичного моніторингу артеріального тиску та інших параметрів.

Отже, для інтеграції перетворювача із вимірювальною платформою, необхідно реалізувати структурну схему перетворювача (вторинного перетворювача) та розробити її принципову схему.

2.2 Розробка схеми електричної структурної перетворювача сигналів

Схема електрична структурна вимірювального перетворювача представлена на Рисунку 2.2. Вона складається із трьох основних вузлів, до яких належать первинний перетворювач (керований кварцовий генератор із вихідним сигналом частоти, модульованим сенсором тиску), вторинний перетворювач (саме розробці

його принципової схеми присвячено наступний розділ проекту), а також мікропроцесорний модуль, що може бути реалізований, наприклад на базі сучасного мікроконтролера із вбудованим таймером/лічильником для вимірювання частоти вхідного сигналу.

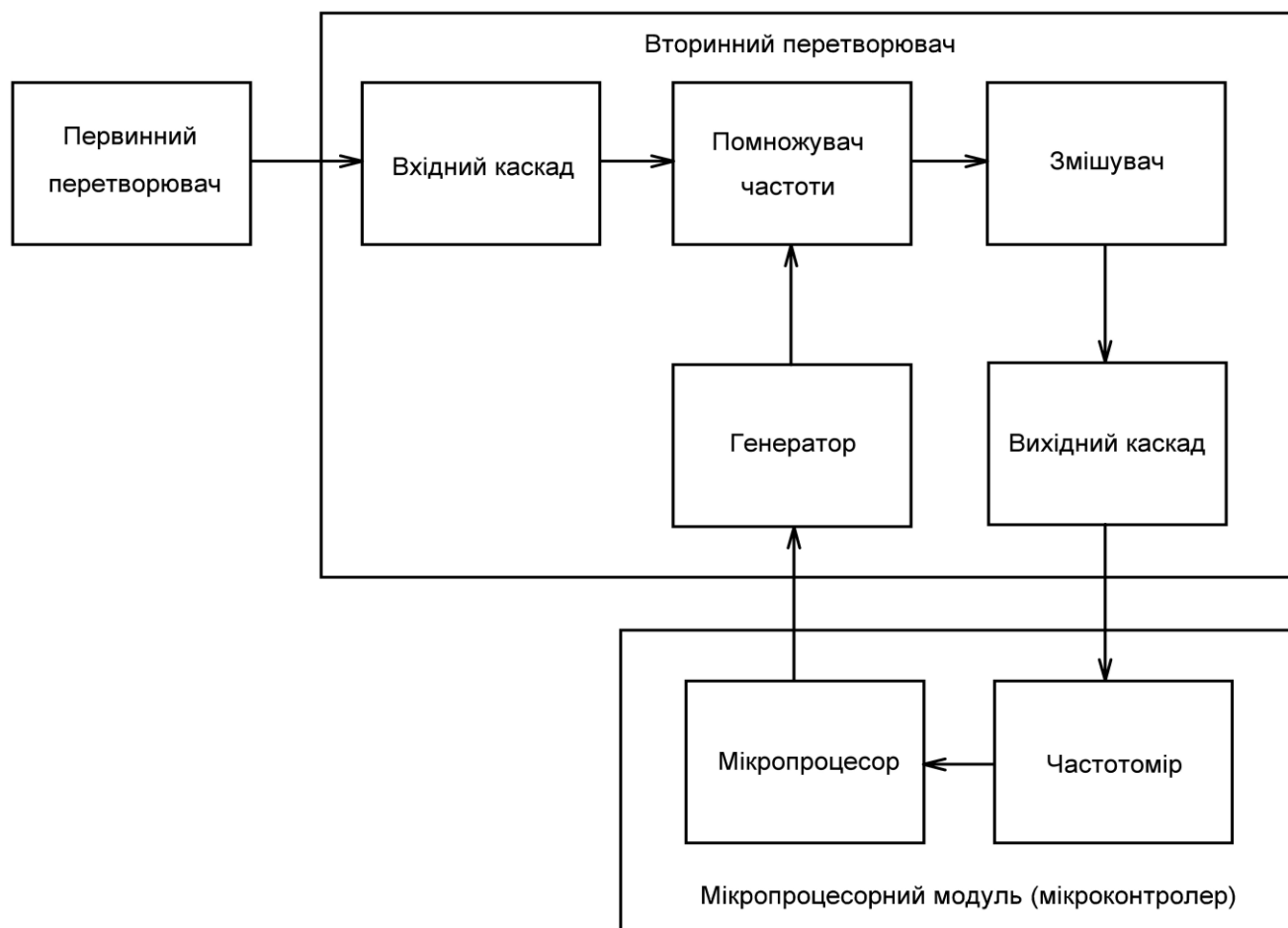


Рисунок 2.2 – Схема електрична структурна вимірювального перетворювача тиску

Схема вторинного перетворювача складається із наступних блоків: вхідний каскад, помножувач частоти, змішувач, генератор, вихідний каскад.

Вхідний каскад призначений для вирівнювання сигналу, що надходить від первинного перетворювача. Його функція полягає у перетворенні слабого квазісинусоїдального сигналу в чіткі прямокутні імпульси з крутими фронтами, а також забезпечує необхідну завадостійкість за рахунок введення гістерезису.

Помножувач частоти підвищує частоту вхідного сигналу в декілька разів, що дозволяє збільшити абсолютну девіацію частоти, пропорційну вимірюваному тиску, і тим самим покращити чутливість та роздільну здатність усього вимірювального тракту на подальших етапах обробки.

Змішувач здійснює частотне перенесення спектру шляхом перемноження сигналу підвищеної частоти з сигналом гетеродина. Основною функцією цього вузла є формування різницевої частоти, яка знаходиться в низькочастотному діапазоні, зручному для точного цифрового вимірювання, при цьому суттєво спрощуючи вимоги до швидкодії мікроконтролера.

Генератор (гетеродин) з цифровим керуванням по шині I²C генерує високочастотний сигнал з точно заданою частотою. Його головна функція полягає в забезпеченні динамічного налаштування частоти гетеродина залежно від поточного значення частоти сенсора, щоб різницева частота на виході змішувача залишалася в оптимальному діапазоні (близько 1–2 кГц) незалежно від зміни тиску.

Вихідний каскад виконує остаточне формування сигналу, перетворюючи низькочастотний сигнал після змішувача в стабільні прямокутні імпульси з чіткими логічними рівнями та підвищеною завадостійкістю завдяки застосуванню гістерезису. Він забезпечує надійну передачу сформованого сигналу на вхід мікропроцесорного модуля для подальшої цифрової обробки.

2.3 Опис алгоритму калібрування перетворювача та температурної компенсації

Алгоритм калібрування вимірювального перетворювача призначений для встановлення точної відповідності між частотою вихідного сигналу сенсора та реальним значенням тиску, а також для компенсації можливих температурних впливів і технологічного розкиду параметрів.

Калібрування виконується в лабораторних умовах на спеціальному стенді з еталонним джерелом тиску та термостатом для контролю температури. Процес починається з ініціалізації всієї системи: мікроконтролер встановлює початкову частоту гетеродинів Si598 через шину I²C таким чином, щоб різницева частота на виході змішувача знаходилася в робочому діапазоні 1–2 кГц при номінальному тиску. Після цього проводиться автоматична перевірка працездатності обох вимірювальних каналів.

Процес калібрування складається з кількох етапів. Спочатку датчик витримується при нормальній температурі (20 ± 2 °C) і на ньому встановлюється нульовий тиск (атмосферний або вакуум залежно від типу сенсора). Мікроконтролер протягом заданого часу (наприклад, 30–60 секунд) накопичує дані про період або частоту вихідного сигналу після вторинного перетворювача, усереднює їх для зменшення впливу шуму та записує отримане значення як нульову точку. Далі на датчик поетапно подаються декілька контрольних точок тиску в межах робочого діапазону (наприклад, 0 %, 25 %, 50 %, 75 % та 100 % від максимального значення). На кожній точці після стабілізації тиску проводиться серія вимірювань, результат яких усереднюється та зберігається у вигляді пар «тиск – частота». Отриманий масив калібрувальних точок обробляється за допомогою методу найменших квадратів для апроксимації залежності тиску від частоти поліномом другого або третього ступеня. Розраховані коефіцієнти полінома разом зі значеннями нульової частоти та коефіцієнтами температурної компенсації (якщо проводилося калібрування при кількох температурах) записуються в енергонезалежну пам'ять мікроконтролера. У разі наявності даних про температурний дрейф сенсора алгоритм також визначає коефіцієнти корекції, використовуючи вимірювання температури додатковим датчиком. Після запису параметрів виконується контрольна перевірка калібрування: на датчик подаються проміжні значення тиску, проводиться вимірювання і розрахунок тиску за калібрувальними коефіцієнтами, після чого оцінюється похибка. Якщо похибка

перевищує допустиму межу, процедура калібрування повторюється з коригуванням точок або коефіцієнтів. Завершується процес формуванням калібрувального сертифіката з фіксацією усіх вимірних значень і розрахункових параметрів. У робочому режимі мікроконтролер постійно використовує збережені калібрувальні коефіцієнти для перерахунку вимірної частоти (або періоду) у значення тиску в реальному часі, виконуючи при цьому додаткову цифрову фільтрацію та температурну компенсацію. Такий алгоритм забезпечує високу метрологічну точність перетворювача та можливість його подальшої періодичної повірки

В

умовах експлуатації.

Температурна компенсація сенсора є обов'язковим елементом забезпечення високої метрологічної точності вимірювального перетворювача, оскільки частота кварцового генератора первинного перетворювача залежить не тільки від прикладеного тиску, але й від температури навколишнього середовища. Кварцові резонатори, навіть спеціально зрізані (наприклад, АТ-зріз), мають певну температурно-частотну характеристику, яка проявляється у вигляді параболічної або більш складної залежності частоти від температури з максимумом у районі кімнатної температури. Без компенсації ця залежність може вносити суттєву додаткову похибку, порівнянну або навіть перевищуючу вплив самого тиску.

У розробленому перетворювачі температурна компенсація реалізується переважно на цифровому рівні в мікропроцесорному модулі, що є найбільш гнучким і точним рішенням для сучасних IoT-систем. Для цього в складі вимірювального каналу або безпосередньо біля первинного перетворювача встановлюється прецизійний температурний датчик (наприклад, DS18B20, TMP117, NTC-термістор з точним АЦП або вбудований температурний сенсор мікроконтролера). Мікроконтролер одночасно з вимірюванням частоти (або періоду) різницевого сигналу після вторинного перетворювача здійснює

регулярне опитування температури з періодом 1–5 секунд залежно від динаміки зміни умов експлуатації.

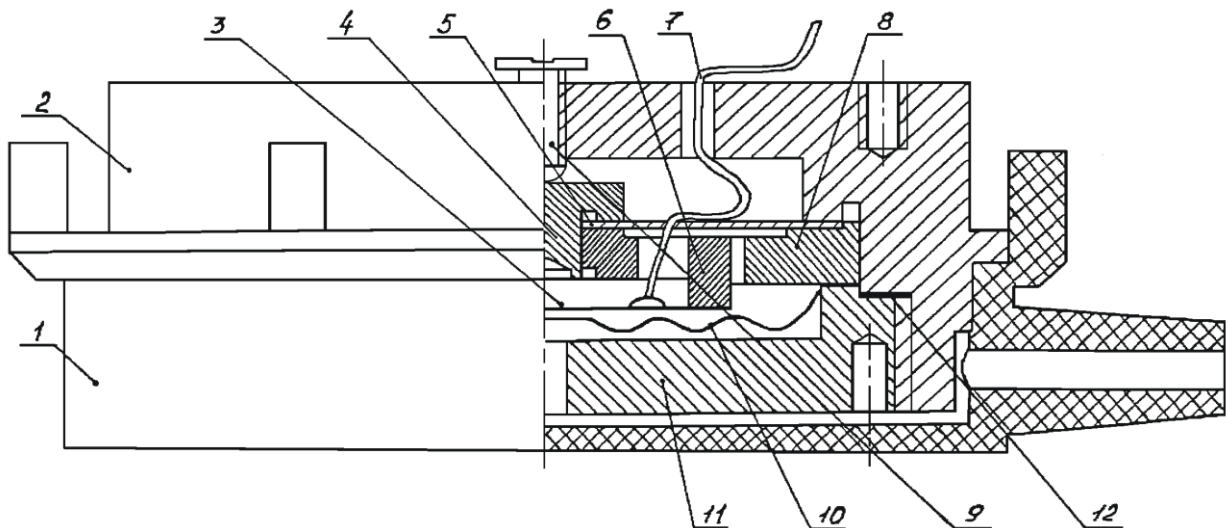
Алгоритм компенсації працює таким чином. Під час заводського калібрування сенсор піддається вимірюванням при кількох фіксованих температурах (наприклад, +5 °С, +20 °С, +35 °С, +50 °С) у всьому робочому діапазоні тиску. Отримані дані апроксимуються поліноміальною залежністю. Розраховані коефіцієнти полінома разом з базовими калібрувальними константами зберігаються в енергонезалежній пам'яті мікроконтролера. У робочому режимі мікроконтролер за поточними значеннями частоти після вторинного перетворювача та температури обчислює скориговане значення тиску, автоматично віднімаючи температурну складову. Додатково може застосовуватися динамічна фільтрація (наприклад, ковзне середнє або Калмановський фільтр) для зменшення впливу короточасних температурних флуктуацій. У разі використання двох вимірювальних каналів (наприклад, основний та компенсаційний) можлива реалізація диференціальної схеми компенсації, коли один канал працює як температурний референс. Такий підхід дозволяє знизити температурну похибку до рівня 0,01–0,05 % від повної шкали в широкому діапазоні температур (0...+60 °С або ширше), що є достатнім для медичних та промислових застосувань сфігмодатчиків. При необхідності підвищеної точності алгоритм може бути доповнений апаратними методами, наприклад, використанням термокомпенсованих кварцових елементів або аналогових схем корекції ємності варикапа в первинному генераторі.

Система температурної компенсації інтегрується безпосередньо в загальний алгоритм роботи мікропроцесорного модуля і працює в реальному часі без суттєвого збільшення енергоспоживання, забезпечуючи стабільність показань перетворювача в умовах змінної температури навколишнього середовища.

2.5 Опис п'єзореzonансний сенсору пульсової хвилі для сфiгмографiчних дослiджень

Первинним перетворювачем є п'єзореzonансний сенсору пульсової хвилі [10]. В даному розділі наводиться його короткий опис.

П'єзореzonансний сенсор пульсової хвилі (Рисунок 2.3) складається з корпусу 1, виготовленого з полістиролу, який містить штуцер та шість настановних штирів, що забезпечують надійне механічне закріплення датчика на монтажній платі. Корпус 1 за допомогою клею з'єднаний з металевою основою 2, виготовленою з матеріалу Д16 з хроматно-фосфатним покриттям.



1 – корпус; 2 – основа; 3 – п'єзоелемент; 4 – заклепка; 5 – пружний елемент;
6 – кварцоутримувач; 7 – вивід датчика; 8 – опорне кільце;
9 – регулювальний гвинт; 10 – мембрана; 11 – притискна гайка;
12 – ущільнювальне кільце

Рисунок 2.3 – П'єзореzonансний сенсор пульсової хвилі для сфiгмографiчних дослiджень

Між верхньою проточною основи 2 та притискною гайкою 11 встановлено ущільнювальне кільце 12. На виступі донної частини основи 2 розміщено вузол кварцоутримувача, який складається зі співвісно з'єднаних елементів: заклепки з циліндричною головкою 4, пружного елемента 5 у вигляді плоскої круглої прорізної шайби та кварцоутримувача 6. Елементи 4, 5 та 6 жорстко з'єднані між собою шляхом розвальцювання кінцевої частини заклепки 4. Пружний елемент 5 виготовлений зі сплаву 36НХТЮ.

На робочу поверхню кварцоутримувача 6 за допомогою клею співвісно встановлено плоский дисковий п'єзоелемент 3 АТ-зрізу. На поверхню п'єзоелемента, обернену до кварцоутримувача 6, напилено круглий електрод, який електрично з'єднаний з потенціальним виводом датчика 7 за допомогою проводу ПЕЛШО-0,25. Провід виведений назовні датчика через герметичний отвір у донній частині основи 2, проходячи через відповідні отвори в кварцоутримувачі 6 та пружному елементі 5.

Пружний елемент 5 защемлений по зовнішньому контуру між виступом основи 2 та металевим опорним кільцем 8 під дією зусилля, що створюється притискною гайкою 11. Це ж зусилля забезпечує одночасне защемлення по контуру і мембрани 10.

Опорне кільце 8 виготовлене з дотриманням високих вимог до паралельності опорних площин. Зовнішньою циліндричною поверхнею воно з'єднане по ходовій посадці з поверхнею внутрішньої проточки в основі 2.

Зусилля защемлення пружного елемента 5 і мембрани 10 створюється шляхом переміщення притискної гайки 11 по різьбовому з'єднанню з основою 2 і передається через ланцюг «виступ притискної гайки 11 – мембрана 10 – опорне кільце 8 – пружний елемент 5 – основа 2».

У притискній гайці 11 виконано наскрізний отвір для подачі повітря в камеру тиску, а також два глухих отвори під торцевий ключ.

Запропонована система жорсткої фіксації вузла кварцоутримувача та мембрани 10 забезпечує високу паралельність центральної частини мембрани відносно вільної поверхні п'єзоелемента 3, а також їх точну співвісність при мінімальній кількості деталей датчика та без застосування зварювальних операцій.

Величина початкового зазору між поверхнями п'єзоелемента 3 та мембрани 10 регулюється за допомогою регулювального гвинта 9. Гвинт встановлений у різьбовий отвір у центрі донної частини основи 2 і механічно контактує своєю сферичною кінцівкою з плоскою частиною головки заклепки 4.

Товщина опорного кільця 8 підібрана таким чином, що необхідний початковий зазор (41...42 мкм для частоти 10 МГц) досягається лише за умови контрольованого прогину пружного елемента 5 під дією підтискання, яке створюється регулювальним гвинтом 9.

Точковий контакт між сферичним кінцем регулювального гвинта 9 та поверхнею головки заклепки 4 забезпечує плоскопаралельне переміщення п'єзоелемента 3 навіть при наявності незначних відхилень осі гвинта від осі датчика. Крім того, така конструкція повністю усуває виникнення моменту кручення відносно осі гвинта 9, який міг би впливати на вузол кварцоутримувача під час налагодження сенсора.

Реакція деформованного пружного елемента 5 на регулювальний гвинт 9 усуває люфти різьбового з'єднання останнього з основою 2, забезпечуючи постійність встановленого початкового зазору в процесі експлуатації сенсора.

В донній частині основи 2 містяться три технологічних глухих отвори з різьбою, які призначені для фіксації основи в процесі зборки датчика.

Зібраний датчик встановлюється в отвір в печатній платі приладу: більше – по діаметру основи 2 і шість малих – по діаметру штирів кріплення. Поверхня зовнішнього виступу основи 2 виконує роль корпусного електроду датчика і контактує з корпусною шиною на печатній платі приладу.

Робота сенсора пульсової хвилі полягає у наступному. За відсутності надлишкового по відношенню до атмосферного тиску повітря в манжеті, що під'єднана трубкою до штуцерної частини корпусу 1, деформація мембрани 10 відсутня, так як внутрішній об'єм основи 2 не герметичний і тиск на мембрану 10 з обох сторін однаковий. Кварцовий резонатор, який створений п'єзоелементом 3 та металічною мембраною 10, і включений в схему автогенератора первинного вимірювального перетворювача (не показаний) потенціальним виводом 7 та корпусним загальним виводом датчика – поверхнею зовнішнього виступу основи 2, збуджується на частоті, що відповідає нульовому надлишковому тиску. З виходу автогенератора знімається інформаційний сигнал, частота якого відповідає початку градувальної характеристики сенсора.

За тиску в манжеті, який перевищує атмосферний, відбувається прогин мембрани 10, в результаті чого величина зазору між вільною поверхнею п'єзоелемента 3 і поверхнею центральної частини мембрани зменшується. Це призводить до зниження резонансної частоти кварцового резонатора зі змінним зазором та зниження в порівнянні з попередньою ситуацією частоти інформаційного сигналу, що знімається з виходу автогенератора і подається на вхід вторинного вимірювального перетворювача, або безпосередньо реєструється частотоміром.

Величина переміщення центральної частини мембрани 10 з високим ступенем точності прямо пропорційна надлишковому тиску, а перетворення цього переміщення в частоту визначається як

$$f(X) = f_0 \sqrt{1 + m / (1 + h_{ne} / \varepsilon_{ne} X)} = f_0 (1 + 0.5m / (1 + h_{ne} / \varepsilon_{ne} X)); \quad (2.1)$$

$$X = X_0 - X_M, \quad (2.2)$$

де X , X_0 та X_M – поточний, початковий зазор між мембраною і кварцовим п'єзоелементом та хід мембрани під дією вимірювального тиску відповідно;

f_0 – номінальне значення частоти датчика для $X = 0$;

h_{ne} і ε_{ne} – товщина кварцового п'єзоелемента і його діелектрична проникливість ($\varepsilon_{ne} = 4,5$).

Практично повна відсутність гистерезису, стабільність характеристик обох перетворень та можливість оптимального вибору початкового зазору забезпечують досягнення підвищення близько на порядок точності та розрізнявальної здатності сенсора пульсової хвилі у порівнянні з відомими аналогами [10].

2.4 Висновки до 2-го розділу

В другому розділі кваліфікаційного проекту було розроблено схему електричну структурну вимірювального перетворювача із деталізацією її компонентів. Також було запропоновано цільове призначення перетворювача – його інтеграція із вимірювальною платформою СФГ-вимірювань.

Розглянуто та описано алгоритм калібрування перетворювача та температурної компенсації відхилення частоти

3 Розробка схеми електричної принципової

3.1 Вибір та опис компонентів

Для практичної реалізації компонентів структурної схеми були обрані компоненти, що відповідають сучасним вимогам, доступні на ринку України та мають хороші ТТХ. В Таблиці 3.1 подано співставлення елементів структурної схеми перетворювача сигналів (вторинного перетворювача) із компонентами на базі яких вони реалізовані у схемі електричній принциповій. Пасивні елементи та роз'єми на даному етапі не описуються. Далі наводиться короткий опис цих компонентів.

Таблиця 1.3 – Співставлення структурних елементів та елементів схеми
принципової

№	Структурний елемент	Компонент для реалізації
1	Вхідний каскад	AD8611
2	Помножувач частоти	NB3N3020
3	Змішувач	SA612A
4	Генератор	Si598
5	Вихідний каскад	LM393AD

Мікросхема AD8611 являє собою високошвидкісний одноканальних компараторів з функцією затискача (latch) та комплементарними виходами, що забезпечує час поширення сигналу близько 4 нс при живленні від однополярного джерела. Компаратор AD8611 спеціально призначений для високошвидкісних застосувань, таких як відновлення тактових сигналів, обробка високочастотних

сигналів від сенсорів, фазові детектори та перетворення аналогових сигналів у цифрові прямокутні імпульси з мінімальними викривленнями. Мікросхема виконана в компактному корпусі MSOP-8 (ARM), працює в діапазоні живлення від 3 В до 5 В, має низьке енергоспоживання та відмінні динамічні характеристики, що робить її ідеальним вибором для обробки сигналу частотою близько 10 МГц з невеликою девіацією від кварцового генератора сенсора тиску [12].

Мікросхема NB3N3020 є високоточним програмованим помножувачем з функцією PLL, призначеним для генерації вихідного сигналу з кратною частотою відносно вхідного. Мікросхема працює від однополярного живлення 3,3 В, підтримує вхідний сигнал у діапазоні 5–27 МГц (для кварца) або 2–210 МГц (для зовнішнього LVCMOS/LVTTL-сигналу) і формує на виході диференційний LVPECL-сигнал та однополярний LVCMOS/LVTTL-сигнал. Ключовою особливістю є вбудована фазова петля автопідстроювання (PLL) з вбудованим VCO, що забезпечує низький фазовий шум та високу стабільність, а також три трирівневі входи вибору множника (Sel0, Sel1, Sel2), які дозволяють вибрати один з 26 можливих коефіцієнтів множення частоти. Це робить NB3N3020 відмінним рішенням для задач перенесення спектру, де потрібно підвищити вхідну частоту ~10 МГц перед подальшим змішуванням для отримання низькочастотного сигналу в діапазоні 1–2 кГц [13].

Мікросхема SA612A є монолітною подвійно-балансованою змішувальною мікросхемою з низьким енергоспоживанням (double-balanced mixer) з вбудованим генератором та стабілізатором напруги, яка виконана за архітектурою комірки Гільберта (Gilbert cell). Ця мікросхема класично застосовується в радіоприймальних пристроях, перетворювачах частоти, прямих перетворювачах з пониженням частоти (direct conversion) та інших ВЧ-пристроях завдяки високому коефіцієнту перетворення (conversion gain близько 14 дБ на частотах до 45 МГц), відмінній ізоляції між портами, низькому рівні шумів та можливості роботи в діапазоні до 500 МГц. SA612A працює від однополярного живлення 4,5–8 В,

споживає всього близько 2,4 мА, має вбудований регулятор напруги для стабілізації режиму та дозволяє легко реалізовувати балансні схеми, що суттєво зменшує рівень паразитних продуктів змішування. У контексті даного проєкту мікросхема виконує ключову функцію перенесення спектру – перетворення високої частоти після помножувача (десятки МГц) у низьку різницеву частоту 1–2 кГц шляхом змішування з сигналом гетеродина [14].

Мікросхема Si598 є високостабільним, низькофазовим програмованим кварцовим генератором (ХО) з архітектурою DSPLL®, що дозволяє користувачеві встановлювати практично будь-яку вихідну частоту в діапазоні від 10 МГц до 810 МГц з надзвичайно високою роздільною здатністю – до 28 частин на трильйон (ppt). Мікросхема працює від однополярного живлення 3,3 В, має вбудований кварцовий резонатор та повністю інтегрований fractional-N синтезатор частоти, що забезпечує відмінні спектральні характеристики: фазовий шум нижче -140 дБс/Гц на відстані 10 кГц від несучої та джиттер менше 0,5–1 пс. Керування частотою здійснюється через двопровідну шину I²C, що робить Si598 ідеальним рішенням для задач, де потрібна точна, стабільна та динамічно перебудовувана частота гетеродина, як у даному випадку для точного перенесення спектру високої частоти (після помножувача) у низький діапазон 1–2 кГц. Мікросхема поставляється в компактному корпусі (зазвичай 5×7 мм або MSOP-подібному) і підтримує LVPECL, LVDS, CML або CMOS-виходи залежно від модифікації; у даній версії CBC000121DG використовується диференційний вихід.

Мікросхема LM393AD є класичним прецизійним подвійним аналоговим компаратором з відкритим колектором на виході, що працює в широкому діапазоні живлення від 2 В до 36 В і характеризується дуже низьким споживанням струму (близько 0,4 мА на компаратор). Мікросхема виконана в корпусі SOIC-8 (AD), має високу швидкість спрацьовування та відмінну точність порогу порівняння, завдяки чому широко застосовується для перетворення аналогових сигналів у цифрові, формування меандру, реалізації тригерів Шмітта та

відновлення форми сигналу після частотних перетворювачів. Відкритий колектор дозволяє легко узгоджувати вихід з мікроконтролером на рівні 3,3 В, а також підключати підтяжку до потрібної напруги. У даній реалізації задіяно лише один з двох компараторів мікросхеми.

3.2 Розробка елементів принципової схеми

3.2.1 Вхідне коло перетворювача

Вхідний каскад вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі ультрашвидкого компаратора AD8611ARM (DA1) фірми Analog Devices [12].

У запропонованій схемі (Рисунок 3.1) вхідний сигнал IN (синусоїдальний або квазісинусоїдальний сигнал з сенсора частотою номінально 10 МГц з невеликою девіацією в кілька герц) подається через розділювальний конденсатор C1 на інвертуючий вхід (вивід 3, IN-) компаратора. Резистор R1, підключений від цього входу до землі, забезпечує постійну складову на рівні землі та запобігає накопиченню статичного заряду, одночасно формуючи разом з C1 високочастотний фільтр, що пропускає корисний сигнал і подавляє низькочастотні перешкоди, що дає можливість відокремити постійну складову та працювати лише зі змінною.

На неінвертуючий вхід (вивід 2, IN+) подається сигнал зворотного зв'язку з інверсного виходу QA (вивід 7) через подільник напруги на резисторах R3 та R2. Це класичне рішення для введення невеликої позитивної гістерезису (hysteresis), яке підвищує завадостійкість компаратора при роботі з повільно змінюваними або зашумленими сигналами на рівні 10 МГц. Подільник задає ширину петлі гістерезису в межах десятків-сотень мілівольт залежно від амплітуди вихідного сигналу, що запобігає множинним перемиканням (chatter) на фронтах і забезпечує чіткі перепади на виході навіть при слабкому або зашумленому вхідному сигналі від сенсора.

Виводи 5 (Latch), 4 (V-) та 6 (GND) з'єднані безпосередньо з загальною землею, що вмикає режим latch (фіксації стану) та переводить компаратор у постійний порівнювальний режим. Живлення VCC 3,3 В подається на вивід 1 (V+), а паралельно до живлення встановлений блокувальний конденсатор C2, що рекомендується розміщений якомога ближче до корпусу мікросхеми. Цей конденсатор забезпечує низькоімпедансний шлях для високочастотних струмів, що виникають під час швидких перемикань виходу, і запобігає збудженню компаратора та проникненню перешкод по колу живлення.

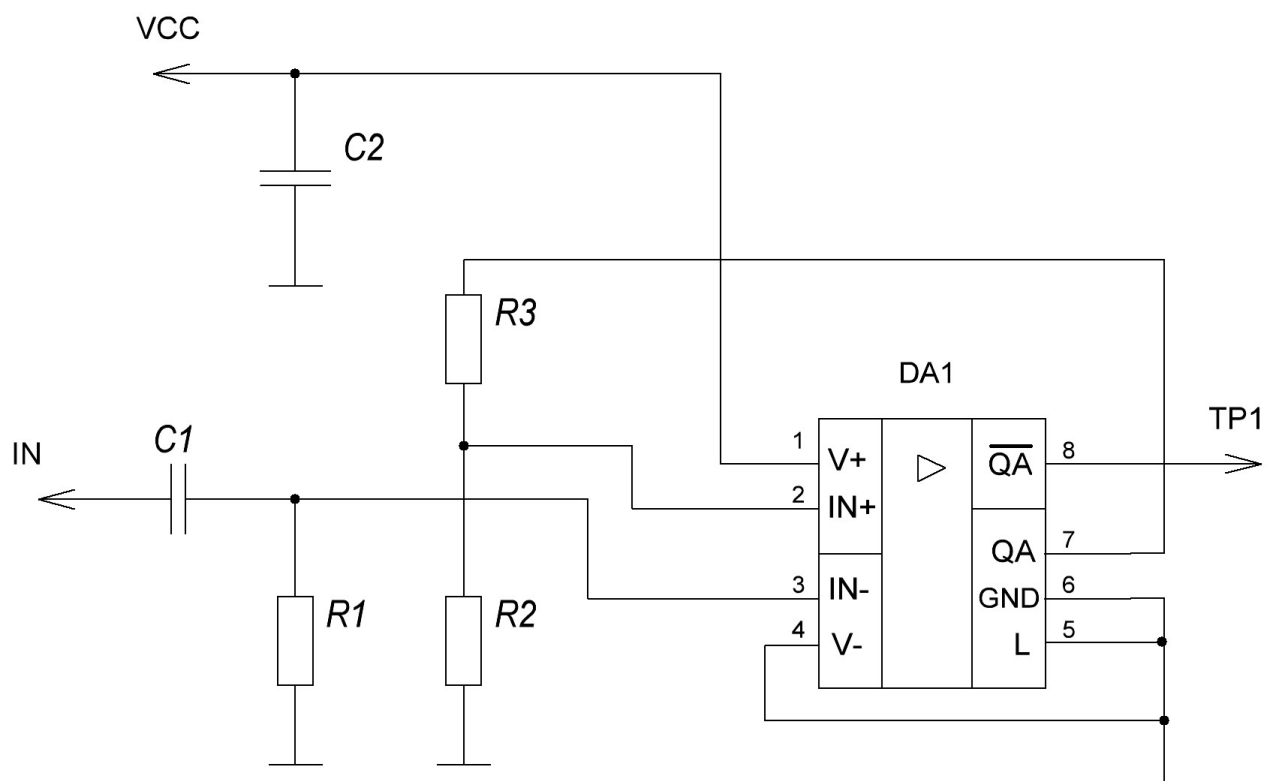


Рисунок 3.1 – Схема вхідного каскаду

Вихідний сигнал TP1 знімається з інверсного виходу QA (вивід 8). AD8611 має комплементарні виходи (прямий та інверсний), виконані за технологією, сумісною з TTL/CMOS рівнями при живленні 3,3 В, що дозволяє безпосередньо підключати сигнал до наступного каскаду – помножувача частоти. Використання

саме інверсного виходу у даній конфігурації обумовлено необхідністю отримання правильної полярності для подальшої обробки або компенсації фазового зсуву. Дана реалізація вхідного каскаду забезпечує надійне перетворення слабкого високочастотного сигналу від кварцового сенсора у стабільні прямокутні імпульси з крутими фронтами, мінімальним джитером та необхідною завадостійкістю, що є критичним для точності кола перенесення спектру вторинного перетворювача.

3.2.2 Каскад помножувача частоти

Каскад помножувача частоти (Рисунок 3.2) вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі мікросхеми NB3N3020 (DA2) виробництва onsemi (колишня ON Semiconductor) [13].

У даній схемі сигнал TP1 з виходу вхідного компаратора DA1 подається безпосередньо на вхідний вивід 2 (X1/CLK) мікросхеми DA2. Цей вхід має високу чутливість і сумісний з LVCMOS/LVTTL-рівнями, що дозволяє надійно приймати сигнал після компаратора без додаткових узгоджувальних елементів у більшості випадків. Вихідний сигнал після множення знімається з виводу 10 (CLK1), який є однополярним LVCMOS/LVTTL-виходом, зручним для подальшої обробки в змішувачі.

Для фільтрації вихідного сигналу від високочастотних гармонік та шумів PLL після виводу 10 встановлено пасивний RC-фільтр низьких частот. Сигнал проходить через послідовний резистор R9 та прохідний конденсатор C4, утворюючи основний ланцюг передачі до наступного вузла TP2. У точці з'єднання R9 і C4 до землі підключений паралельний RC-ланцюг – фільтр на резисторі R10 з конденсатором C5 – з метою подавлення паразитних гармоніки та високочастотні перешкоди.

Живлення мікросхеми здійснюється від джерела VCC 3,3 В. Виводи 1, 11 та 15 (VDD) з'єднані з живленням, при цьому встановлений блокувальний

конденсатор C3 (рекомендовано 100 нФ або більше, розміщений максимально близько до виводів) для фільтрації високочастотних пульсацій по колу живлення та запобігання збудженню PLL. Напруга VCC 3,3 В подається на виводи вибору множника 6 (Sel0), 5 (Sel1) та 4 (Sel2) через індивідуальні запобіжні/обмежувальні резистори R4–R8.

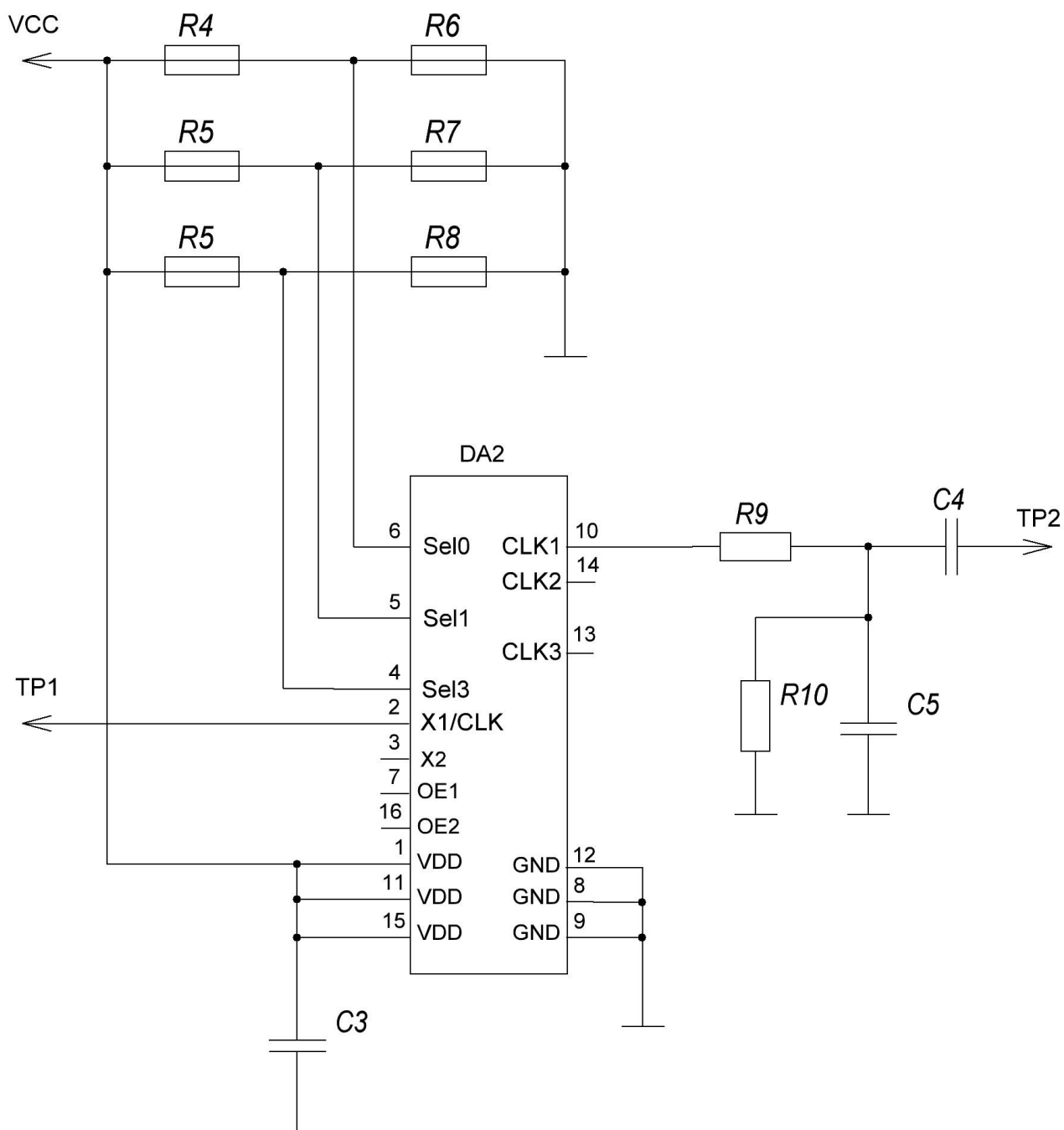


Рисунок 3.2 – Схема помножувача частоти

Таке підключення дозволяє гнучко встановлювати логічні рівні (високий, низький або високий імпеданс) для програмування потрібного коефіцієнта множення частоти, при цьому резистори забезпечують захист від коротких замикань та обмежують струм.

Виводи 12, 8 та 9 з'єднані безпосередньо з загальною землею, що відповідає стандартним вимогам заземлення аналогових та цифрових частин PLL для забезпечення стабільної роботи та мінімального шуму. Інші виводи (наприклад, диференційний LVPECL-вихід CLK2) у даній реалізації не задіяні, що є типовим при використанні лише однополярного виходу CLK1. Така реалізація помножувача частоти на NB3N3020 забезпечує надійне підвищення частоти вхідного сигналу з мінімальним внесенням фазового шуму, що критично важливо для збереження точності вимірювання невеликої девіації частоти сенсора тиску (кілька герц). Завдяки вбудованій PLL мікросхема добре тримає стабільність навіть при зміні умов навколишнього середовища.

3.2.3 Змішувач

Змішувач вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі мікросхеми SA612A (DA3) виробництва NXP Semiconductors [14].

У запропонованій схемі (Рисунок 3.3) вхідний сигнал TP2 з виходу помножувача частоти (після фільтра) подається на вивід 2 (IN_B) мікросхеми SA612A. Це один з диференціальних входів змішувача. Для забезпечення правильного режиму роботи інший вхід (вивід 1, IN_A) через конденсатор C6 підключено до землі, що перетворює диференціальний вхід у несиметричний (single-ended), що є типовим варіантом підключенням при роботі з однополярним сигналом після попередніх каскадів.

Сигнал гетеродина TP3 подається через прохідний конденсатор C7 на вивід 6 (OSC_B). У даній реалізації використовується зовнішній

сигнал гетеродина з цифровим керуванням, тому вбудований осцилятор SA612A не задіяний.

Живлення мікросхеми здійснюється напругою VCC5 (5 В), яка подається на вивід 8 (VCC). Паралельно до виводу живлення встановлений блокувальний конденсатор C6 для ефективного подавлення високочастотних перешкод по колу живлення. Вивід OUT_B (вивід 5) через конденсатор C8 підключено до землі, що заземлює один з диференціальних виходів змішувача та переводить вихід у несиметричний режим

Вихідний сигнал знімається з виводу 4 (OUT_A) – це основний вихід змішувача, на якому формується сигнал різницевої (а також сумарної) частоти. Для очищення сигналу від небажаних продуктів змішування (сумарна частота, гармоніки, залишки несучої) після виводу 4 встановлено П-подібний фільтр низьких частот на елементах R11, R12, C8, C9, C10. Цей фільтр забезпечує необхідну смугу пропускання в районі 1–2 кГц, ефективно пригнічує високочастотні складові та узгоджує вихід змішувача з наступним каскадом (вихідний компаратор).

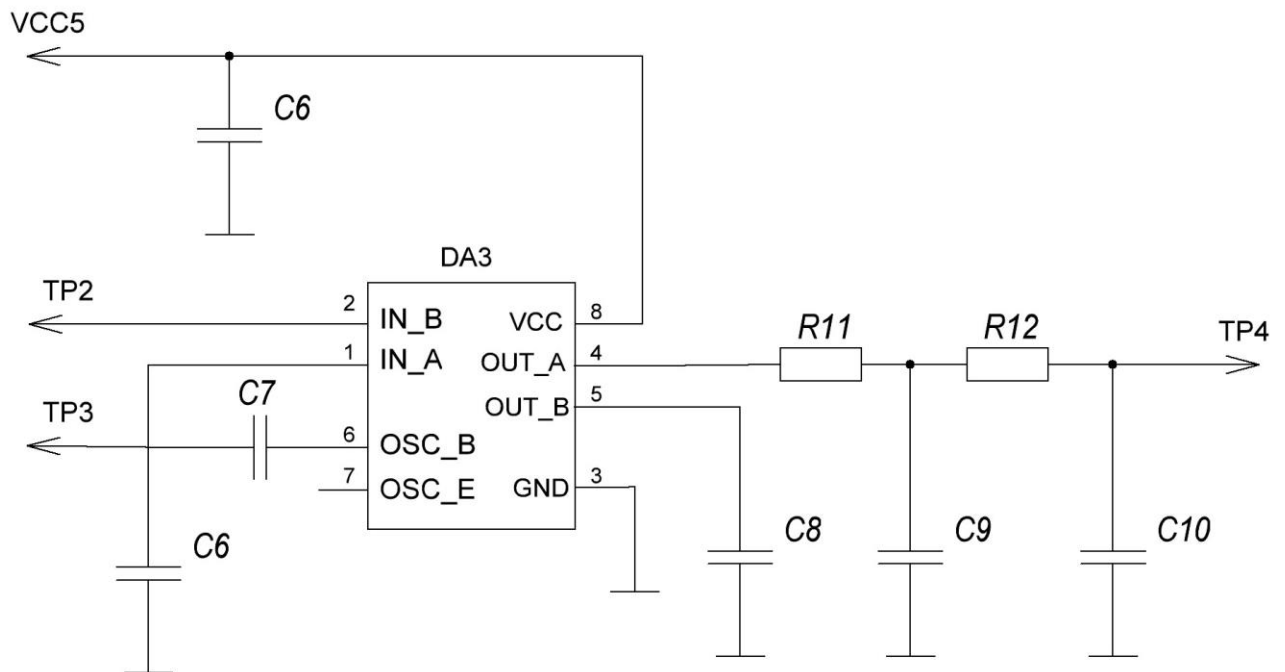


Рисунок 3.3 – Схема змішувача

3.2.3 Гетеродин

Гетеродин вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі програмованого генератора Si598CBC000121DG (DA4) виробництва Silicon Laboratories (Skyworks Solutions) [14]. Схема підключення цього генератора показана на Рисунку 3.4.

У даній схемі вихідний сигнал гетеродина знімається з виводу 4 (CLK+), який є додатним диференціальним виходом. Для узгодження та первинної фільтрації сигнал проходить через RC-фільтр на резисторах R14, R13 та конденсаторі C11, що дозволяє придушити високочастотні шуми та гармоніки, а також узгодити рівень і імпеданс для подачі на вхід змішувача SA612A (вузол TP3). Ця фільтрація є важливою для мінімізації паразитних продуктів змішування та забезпечення чистоти різницевої частоти на виході змішувача.

Вивід 1 (NC) не задіяний, а вивід 3 (GND) підключений безпосередньо до загальної землі для правильного заземлення аналогової та цифрової частин мікросхеми. Живлення VCC 3,3 В подається на вивід 6 (VDD) та вивід 2 (OE - Output Enable). Паралельно до ланцюгів живлення встановлені блокувальні конденсатори C12 та C13, розміщені якомога ближче до виводів мікросхеми. Це забезпечує стабільну роботу PLL та мінімальний внесок шуму від джерела живлення.

Для програмування та динамічного керування частотою гетеродина використовуються виводи 7 (SDA) та 8 (SCL), на які подаються сигнали шини I²C від мікроконтролера. Це дозволяє в реальному часі (або при ініціалізації) встановлювати частоту гетеродина таким чином, щоб різницева частота на виході змішувача точно потрапляла в потрібний діапазон 1–2 кГц залежно від поточної частоти сенсора. Si598 підтримує збереження конфігурації в енергонезалежній пам'яті, що спрощує старт системи. Використання Si598CBC000121DG як гетеродина забезпечує високу точність, низький фазовий шум та гнучкість налаштування, що є критичним для високоточної обробки сигналу з кварцового

частотного сенсора тиску, де навіть невеликі відхилення частоти гетеродина можуть суттєво вплинути на загальну похибку вимірювання.

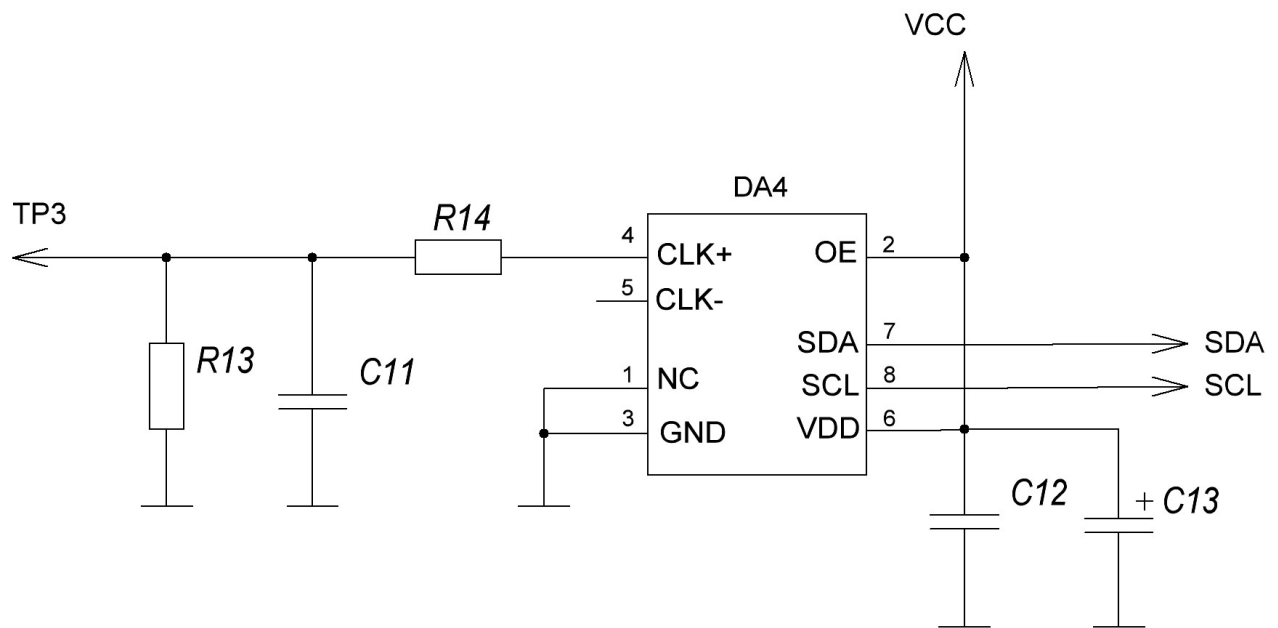


Рисунок 3.4 – Схема гетеродина

3.2.5 Вихідний каскад

Вихідний каскад вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі подвійного компаратора LM393AD (DA5) виробництва Texas Instruments [16].

Вхідний сигнал TP4 із виходу змішувача (Рисунок 3.5), що несе інформацію про девіацію частоти сенсора, проходить через розділювальний конденсатор C14 та послідовний резистор R17 і подається на інвертуючий вхід 2 (1IN-) компаратора.

Для формування чіткого прямокутного сигналу з крутими фронтами і підвищення завадостійкості в схемі організовано зворотний зв'язок з виходу 1 (1OUT) на обидва входи компаратора. Зокрема, сигнал з виходу через резистор R19 та R15 подається назад на інвертуючий вхід 1IN-, а через резистори R20 та R16 – на неінвертуючий вхід 1IN+.

Живлення каскаду здійснюється напругою VCC 3,3 В, яка подається на вивід 8 (Vcc) через блокувальний конденсатор C15 для ефективного пригнічення перешкод по ланцюгу живлення. Крім того, напруга 3,3 В заводиться на вузол, що з'єднує резистори R15 та R16, забезпечуючи необхідне зміщення постійної складової на неінвертуючому вході.

Вихідний сигнал OUT знімається безпосередньо з виводу 1 (1OUT).

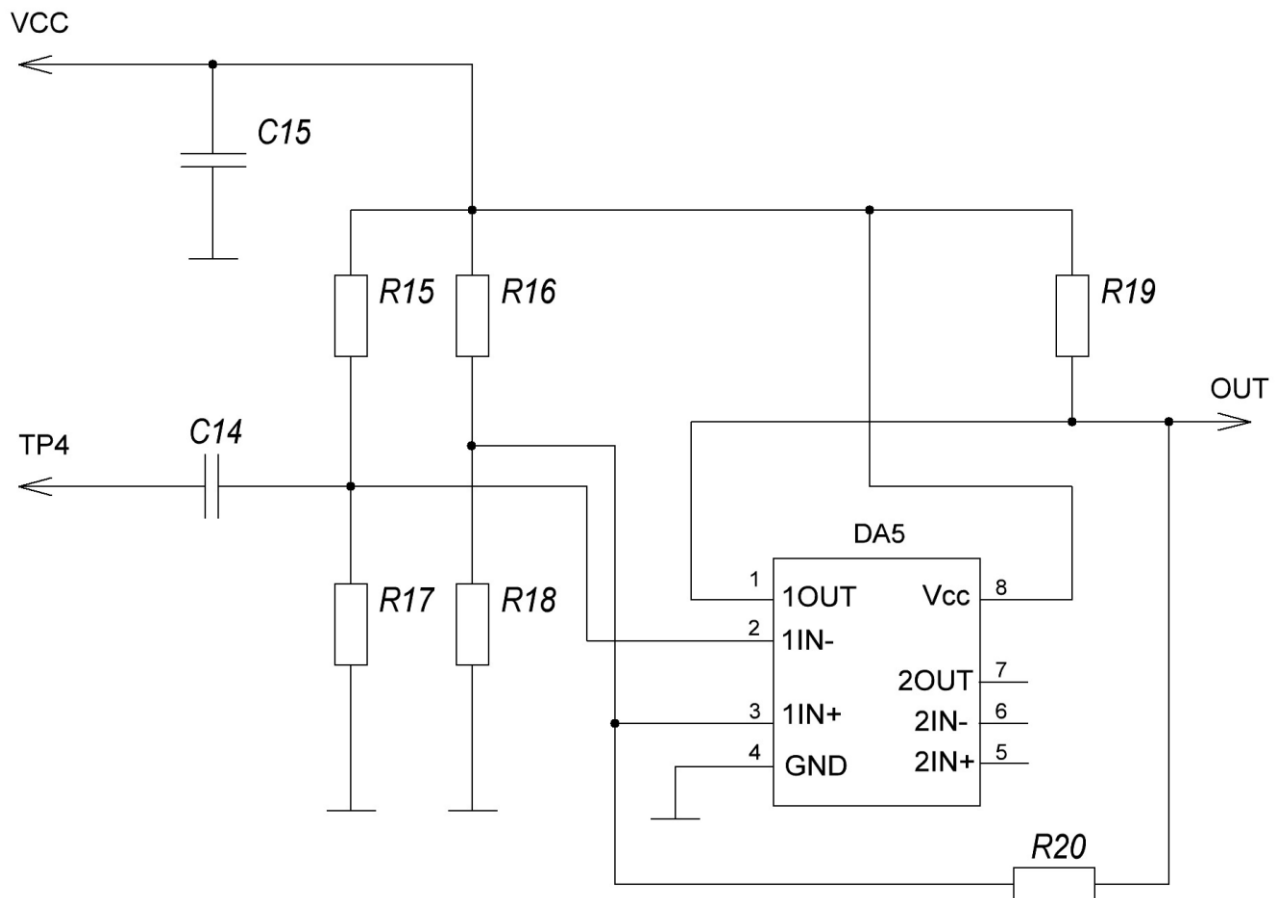


Рисунок 3.5 – Схема вихідного каскаду

3.3 Опис роз'ємів для підключення живлення та керування генератором

Для підключення зовнішнього живлення (VCC) 3,3 В та (VCC5) 5 В, подачі та зняття вхідного (IN) та вихідного (OUT) сигналів частоти, а також для

цифрового керування генератором (SDA, SCL), принципова схема додатково оснащена роз'ємом на 7 контакті (Рисунок 3.6).

Загалом перетворювач сигналів частотного сенсора тиску пропонується до реалізації у вигляді лабораторного стенду-протопопу для подальших досліджень та удосконалень.

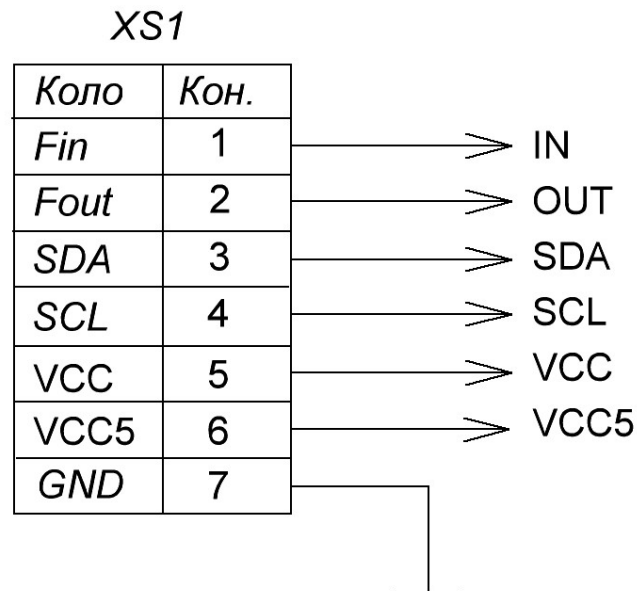


Рисунок 3.6 – Схема контактів роз'єму

3.4 Опис реалізації мікропроцесорного модуля

Мікропроцесорний модуль реалізовано на базі мікроконтролера STM32L452RET6, що представляє собою ультранизькоспоживальний пристрій, побудований на базі високопродуктивного 32-розрядного RISC-ядра Arm® Cortex®-M4 з максимальною тактовою частотою 80 МГц. Ядро Cortex-M4 оснащено блоком операцій з плаваючою комою одинарної точності (FPU), який забезпечує повну підтримку відповідних інструкцій та типів даних Arm® для ефективної обробки чисел з плаваючою комою. Крім того, ядро містить розширений набір DSP-інструкцій, а також модуль захисту пам'яті (MPU), що суттєво підвищує рівень безпеки програмного забезпечення (Рисунок 3.7).

Мікроконтролер STM32L452RET6 оснащений високошвидкісною флеш-пам'яттю об'ємом 512 Кбайт та 160 Кбайт статичної оперативної пам'яті (SRAM). Пристрій також містить інтерфейс Quad SPI для підключення зовнішньої флеш-пам'яті, розвинену систему периферійних модулів вводу-виводу, дві матриці шин АНВ та багатошинову 32-бітну архітектуру multi-АНВ, що забезпечує високу пропускну здатність та ефективність передачі даних між периферійними пристроями.

Мікросхема STM32L452RET6 реалізує комплекс механізмів захисту вбудованої пам'яті, зокрема захист флеш-пам'яті та SRAM від читання, від запису, захист від зчитування пропрієтарного коду (Proprietary Code Readout Protection), а також апаратний міжмережевий екран (firewall), що суттєво підвищує рівень безпеки системи.

Периферійні можливості мікроконтролера включають швидкодіючий 12-бітовий аналого-цифровий перетворювач з максимальною частотою дискретизації 5 Msps, два аналогових компаратори, один операційний підсилювач, один цифро-аналоговий перетворювач, вбудований буфер опорної напруги, малопотужний таймер реального часу (RTC), один універсальний 32-бітний таймер, один 16-бітовий таймер з ШІМ для керування двигунами, чотири 16-бітові таймери загального призначення та два 16-бітові низькоенергоспоживальні таймери.

Крім того, мікроконтролер STM32L452RET6 підтримує до 21 каналу ємнісного сенсорного зчитування (Capacitive Sensing).

Пристрій оснащений широким набором стандартних і розширених інтерфейсів зв'язку, а саме: чотирма модулями I²C, трьома модулями SPI, трьома модулями USART, одним UART, одним малопотужним UART (LPUART), одним послідовним аудіоінтерфейсом SAI, одним контролером SDMMC, одним контролером CAN та одним повношвидкісним USB-пристроєм.

Мікроконтролер STM32L452RET6 забезпечує роботу в діапазоні температур від -40 °C до +85 °C з можливістю розширення до +105 °C. Напруга живлення VDD становить від 1,71 В до 3,6 В при використанні вбудованого

лінійного стабілізатора LDO, а напруга VDD12 – від 1,05 В до 1,32 В при підключенні зовнішнього імпульсного джерела живлення SMPS. Наявність повного набору апаратних режимів зниженого енергоспоживання дозволяє створювати пристрої з вкрай низьким рівнем енергоспоживання.

Мікросхема підтримує незалежні домени живлення. Передбачено окремий аналоговий домен живлення для АЦП, ЦАП, операційного підсилювача та компараторів. Вхід VBAT забезпечує резервне живлення таймера реального часу (RTC) та резервних регістрів. Виділений домен VDD12 дає можливість обходити внутрішній стабілізатор LDO при живленні від зовнішнього джерела SMPS.

Мікросхема STM32L452RET6 виконана у 64-вивідному корпусі типу LQFP [17].

Для макетної реалізації прототипу використано налагоджувальну плату STM32 Nucleo-64 MCU, на базі вищеописаного МК (Рисунок 3.8).

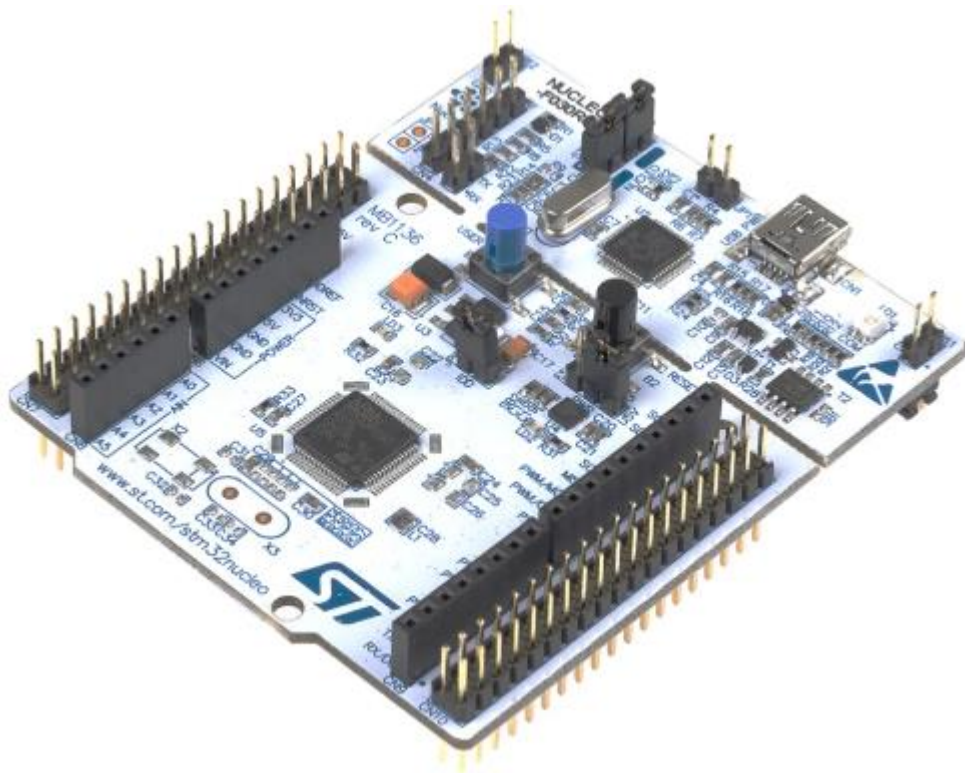


Рисунок 3.8 – Зовнішній вигляд налагоджувальної плати STM32 Nucleo-64

3.5 Елементи практичної реалізації

Зовнішній вигляд дослідних зразків п'єзореzonансних сенсорів надлишкового тиску та мікропроцесорного модуля IoT-платформи для передачі телемедицинських даних представлені на Рисунку 3.9. Система забезпечує реєстрацію локальних і об'ємних сфігмограм для вирішення завдань контурного і спектрального аналізу, оцінку варіабельності серцевого ритму, оцінки ригідності артерій та швидкості розповсюдження пульсової хвилі.

Основні технічні характеристики:

- динамічний діапазон, мм рт.ст. (0...300);
- основна похибка, не більше, % 0,2;
- роздільна здатність, не гірше, мм рт.ст. 0.05;
- інтервал робочих температур, °C (10...50);
- температурна похибка, не більше, %..... 0,3;
- кількість каналів, шт. 2;
- можливість вибору одиночного пульсового коливання і його контурного та спектрального аналізу;
- придушення артефактів;
- можливість комплексування з електрокардіографами;
- визначення індексу аугментації та швидкості розповсюдження пульсової хвилі;
- визначення варіабельності кардіоінтервалу;
- протоколювання й створення бази даних обстежень.

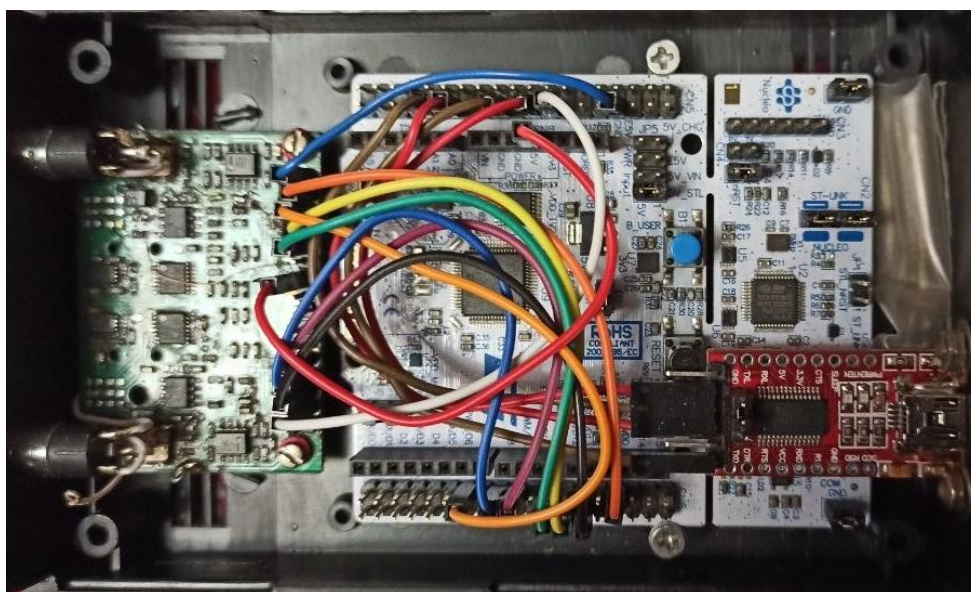
Розроблена система відрізняється від існуючих використанням в первинному вимірювальному перетворювачі прецизійного п'єзореzonансного датчика нового покоління з модульованим міжелектродним зазором, який забезпечує роздільну здатність при вимірюванні повітряного тиску на рівні (0,05...0,08) мм рт.ст.

Використання IoT-платформи надає нові можливості по реєстрації та обробці сигналів пульсових коливань, дозволяє виявляти патології (атеросклеротичні зміни) серцево-судинної системи людини на ранніх стадіях і

дозволяє суттєво підвищити діагностичну цінність існуючих процедур (в складі полікардіографічних комплексів) [10].



а)



б)

Рисунок 3.10 – Комплект сенсорів надлишкового тиску (а) та мікропроцесорний модуль (б) IoT-платформи для передачі телемедичних даних

3.6 Вимірювання сфігмографічних параметрів серцево-судинної системи людини

Розглянемо реальні вимірювання, які були проведені на основі сфїгмографїчної IoT-платформи й оброблені прикладним програмним забезпеченням STM32_Sphygmo. Програмне забезпечення дозволяє провести автоматичний розрахунок часових й амплїтудних характеристик пульсової хвилї. Для аналізу в часї видїляються такї основнї дїлянки (Рисунок 3.11):

– АБ – промїжок часу пїдйому анакрати вїд початку сфїгмограми (СГ) до її вершини;

– БВ – промїжок часу падїння катакрати вїд вершини СГ до початку дикротичного зубця;

– ВГ – промїжок часу вїд початку дикротичного зубця до його вершини;

– ГА/ – промїжок часу вїд вершини дикротичного зубця до кїнця СГ.

Тривалїсть вїдрїзку АВ визначає тривалїсть систоли, а ВА/ – дїастоли. Вїдрїзок ВА/ найбїльш вразливий при змїні частоти пульсу.

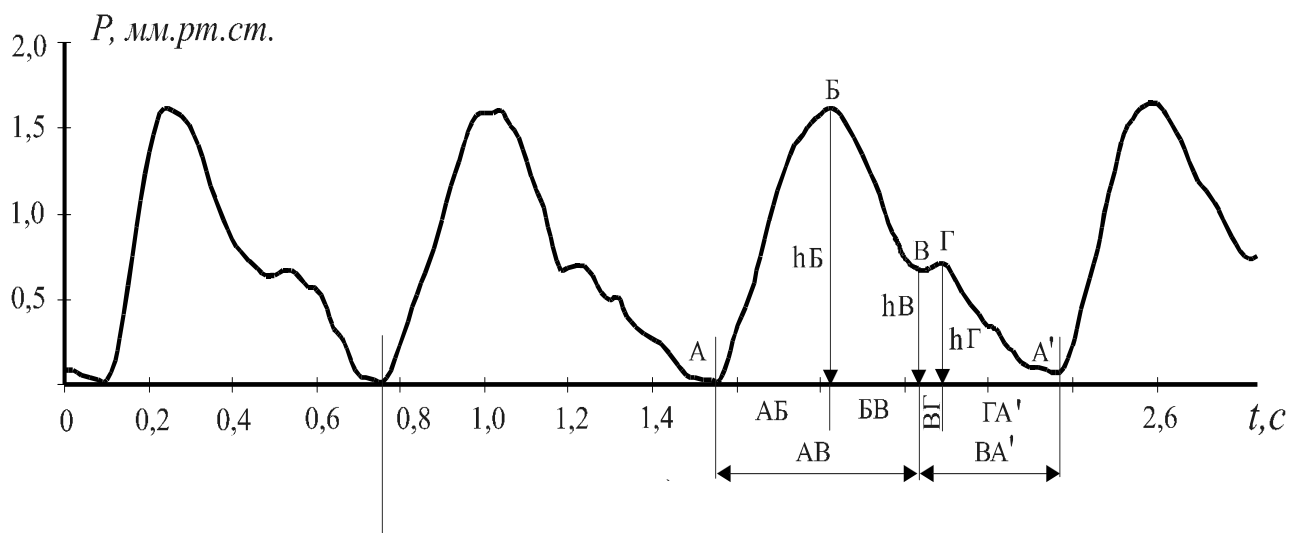


Рисунок 3.11 – Визначення параметрів нормальнї сфїгмографїчної кривої на соннїй артерїї

Для визначення зазначених промїжкїв часу одна хвиля сфїгмограми АА/ приймається за 100 %, а всї їншї промїжки обраховуються по вїдношенню до неї

в відсотках. Визначивши величину відмітки часу на записаній СГ, можна перерахувати тривалість відрізків СГ, які нас цікавлять, в секундах.

Для отримання співвідношення висоти окремих елементів СГ висота основної хвилі h_B приймається за 100 %, а висоти інших елементів h_V , h_Γ обраховуються в відсотках по відношенню до неї.

Згідно середніх даних, тривалість систолічного відрізка АВ сфівмограми у здорових осіб (спортсменів) складає 40 %, а ділянки ВА/ (діастоли) – 60 %; висота h_V від основної хвилі (h_B) не перевищує 35 %, а висота h_Γ – 50 %.

При декомпенсації серця тривалість ділянки АВ збільшується до 60 %, а проміжок ВА скорочується до 40 %; висота розміщення початкової частини (h_Γ) відповідно дорівнювала 51,2 та 45,6 %.

На Рисунку 3.12 наведені приклади цифрових сфівмографічних кривих та результати, які зняті у пацієнтів без суттєвих відхилень в роботі серцево – судинної системи (Рисунок 3.12, а – е) та з суттєвими відхиленнями (рисунок 3.12, ж, к).

Аналіз представлених даних показує, що застосування кварцових п'єзореzonаторів з модульованим міжелектродним зазором в якості первинних вимірювальних перетворювачів повітряного тиску забезпечує високу достовірність відтворення пульсової хвилі артеріального тиску.

Поєднання даних первинних перетворювачів з мікропроцесорною технікою відкриває широкі перспективи по створенню електронних апаратів і систем для діагностики параметрів пульсових хвиль артеріального тиску, що дозволяє виявляти патології серцево-судинної системи людини на ранніх стадіях, а також підвищувати діагностичну цінність існуючих процедур [10].

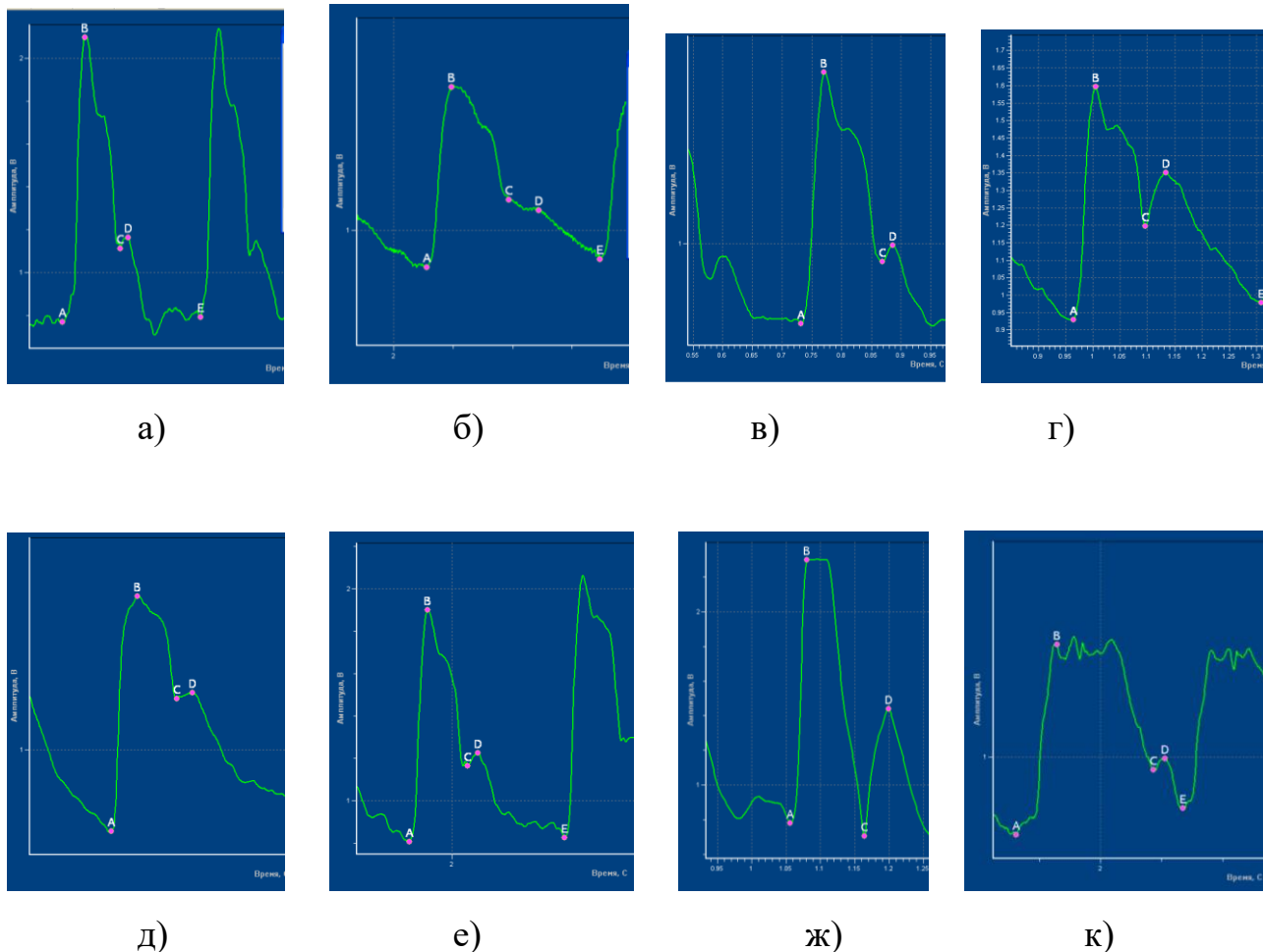


Рисунок 3.12 – Приклади цифрових сфігмографічних кривих для пацієнтів:

(а)-(е) – без суттєвих відхилень в роботі серцево – судинної системи;

(ж),(к) – з суттєвими відхиленнями

3.7 Висновки до 3-го розділу

В третьому розділі дипломного проекту було розроблено схему електричну принципову перетворювача сигналів частотного сенсору тиску. Елементи структурної схеми були реалізовані у вигляді окремих складових частин принципової схеми використовуючи сучасну елементну базу. Вхідний та вихідний каскади були виконані на базі компараторів AD8611 та LM393AD відповідно. Помножувач частоти зібрано на базі мікросхеми NB3N3020, змішувач

– на SA612A. В якості гетеродинна обрано багатофункціональний керований кварцовий генератор з цифровим інтерфейсом Si598.

					КПТР.022071.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		50

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ДО ПРОЄКТУ

Проведено аналіз літературних джерел та виконано патентний пошук згідно тематики проекту. Представлена концепція застосування ЧСТ тиску на базі ПРМТ для багатоканальної реєстрації пульсових коливань на різних артеріях з метою оцінки параметрів судин. Обґрунтована доцільність розробки ВП для перенесення спектру вихідного сигналу ЧСТ в діапазон НЧ з метою забезпечення його ефективної обробки засобами існуючої елементної бази. В другому розділі кваліфікаційного проекту було розроблено схему електричну структурну вимірювального перетворювача із деталізацією її компонентів. Також було запропоновано цільове призначення перетворювача – його інтеграція із вимірювальною платформою СФГ-вимірювань. Розглянуто та описано алгоритм калібрування перетворювача та температурної компенсації відхилення частоти

В третьому розділі дипломного проекту було розроблено схему електричну принципову перетворювача сигналів частотного сенсору тиску. Елементи структурної схеми були реалізовані у вигляді окремих складових частин принципової схеми використовуючи сучасну елементну базу. Вхідний та вихідний каскади були виконані на базі компараторів AD8611 та LM393AD відповідно. Помножувач частоти зібрано на базі мікросхеми NB3N3020, змішувач – на SA612A. В якості гетеродинна обрано багатофункціональний керований кварцовий генератор з цифровим інтерфейсом Si598.

В проекті також представлено приклад практичного застосування вимірювального перетворювача для дослідження пульсової хвилі.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Підченко С. К. Теорія і реалізаційні основи інваріантних багаточастотних п'єзореzonансних пристроїв та систем. Хмельницький : ХНУ, 2014. 400 с.
2. Берегела В. та ін. Smart-технологія телемоніторингу гемодинамічних показників людини : електронний ресурс / керівник С. Підченко. – Хмельницький : ХНУ, [б. г.]. – Режим доступу: <https://skb.khmnu.edu.ua/smart-tehnologiya-telemonitoryngu-gemodynamichnyh-pokaznykiv-lyudyny/> (дата звернення: 17.05.2026).
3. Taranchuk A., Pidchenko S. Quartz pulse wave sensor with a capacitive control for healthcare solutions // IEEE Sensors Journal. 2021. Vol. 21, No 6. P. 8613–8620 – DOI: 10.1109/JSEN.2020.3049065.
4. Нікітчук Т. М. Порівняльний аналіз методів реєстрації пульсової хвилі // Вісник ЖДТУ. – 2013. – № 1 – С. 183–186.
5. Гніліцький В. В., Мужичка Н. В. Уточнення гармонічної моделі пульсової хвилі для експрес-діагностики за пульсограмами // Вісник ЖДТУ. – 2010. – № 4 (55). – С. 28–38.
6. Золотарьова Н. А., Гуненко І. І., Парасківа Д. Г. Швидкість поширення пульсової хвилі та її діагностичне значення при серцево-судинних захворюваннях. Огляд літератури та результати власних спостережень // Український терапевтичний журнал. – 2021. – № 3. – С. 81–86. – DOI: 10.30978/UTJ2021-3-81
7. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Осадчук Я. О. Частотний перетворювач тиску з активним індуктивним елементом на основі двостокового МДН тензотранзистора // Вісник Хмельницького національного університету. – 2014. – № 6 (219). – С. 144–147.
8. Осадчук О. В., Осадчук В. С., Осадчук Я. О. Радіовимірjuвальний перетворювач тиску з чутливим MEMS конденсатором // Вісник Хмельницького національного університету. – 2016. – № 2 (235). – С. 7–13.

9. Вікулін І. М. Електронний сенсор-перетворювач тиску : пат. 150287 Україна, МПК G01L 9/04, H01L 29/00. – № u202103073 ; заявл. 07.06.2021 ; опубл. 26.01.2022, Бюл. № 4/2022. – 6 с. : іл.

10. Таранчук А. А., Підченко С. К., Акулінічев А. А., Співак А. В., Жизневський А. І. Вимірювальний перетворювач на основі механотронного п'єзоакустичного датчика тиску : пат. 133686 Україна, МПК G 01 L 9/08, G 01 L 9/12. – № u 2018 07922 ; заявл. 16.07.2018 ; опубл. 25.04.2019, Бюл. № 8.

11. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Крилик Л. В., Осадчук Я. О., Червак О. П. Автогенераторний перетворювач тиску : пат. 124907 Україна, МПК G01L 9/04, G01L 21/00. – № а 2020 02223 ; заявл. 03.04.2020 ; опубл. 08.12.2021, Бюл. № 49. – 8 с. : іл.

12. Analog Devices. AD8611/AD8612 : Ultrafast, 4 ns Single-Supply Comparators : даташит [Електронний ресурс]. – Rev. В. – Режим доступу: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8611_8612.pdf (дата звернення: 17.06.2026).

13. NB3N3020. 3.3 V, LVPECL/LVCMOS Clock Multiplier [Електронний ресурс] : даташит / onsemi. – Режим доступу: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/nb3n3020-d.pdf> (дата звернення: 17.06.2026).

14. SA612A. Double-balanced mixer and oscillator [Електронний ресурс] : даташит / NXP Semiconductors. – Режим доступу: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/SA612A.pdf> (дата звернення: 17.06.2026).

15. Si598/Si599. I²C Programmable XO/VCXO [Електронний ресурс] : даташит / Skyworks Solutions. – Режим доступу: https://www.mouser.com/datasheet/3/564/1/si598_99.pdf (дата звернення: 17.06.2026).

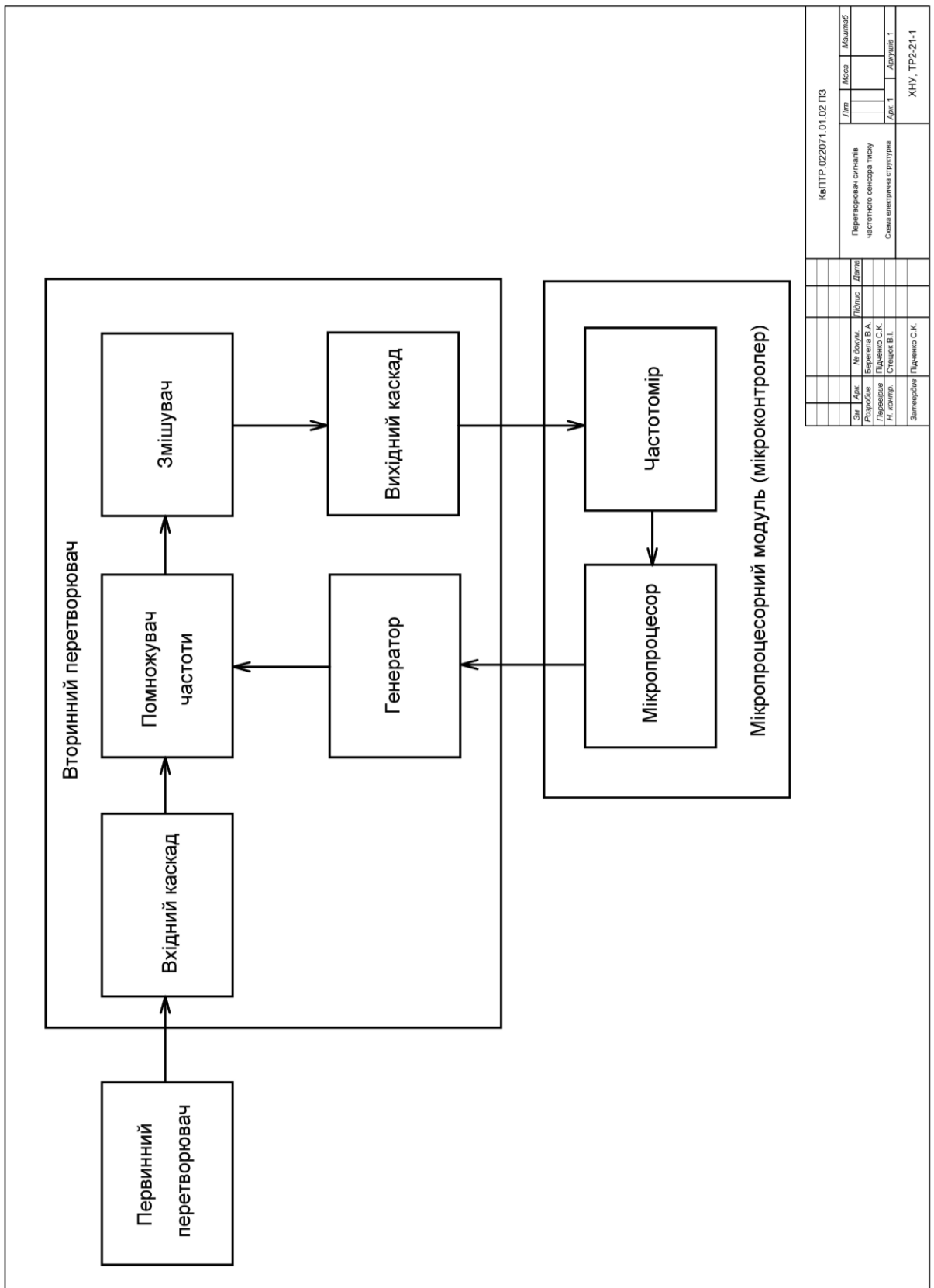
16. Texas Instruments. LM393B, LM2903B, LM193, LM293, LM393 and LM2903 : Dual Comparators : даташит [Електронний ресурс]. – Rev. АН. – April 30, 2025. – Режим доступу: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm393.pdf> (дата звернення: 17.06.2026).

17. STM32L452xx. Ultra-low-power Arm® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU, 100 DMIPS, 512 KB Flash, 160 KB SRAM, USB OTG FS, analog, 21 capacitive sensing channels [Електронний ресурс] : даташит / STMicroelectronics. – Режим доступу: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l452re.pdf> (дата звернення: 17.06.2026).

					КПТР.022071.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		54

ДОДАТОК А

Копія схеми електричної структурної



Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску

Матеріали до захисту
кваліфікаційного проєкту рівня
«бакалавр»

172 Телекомунікації та радіотехніка

Виконав: студент IV курсу, група ТР2-22-1 В. А. Бергела

Вступ

Розвиток засобів телекомунікацій та інформаційних технологій штучного інтелекту спонукає до інтеграції цих компонентів із засобами вимірювальної техніки у різних застосування, призначених підвищити якість життя людей. Одним із прикладів таких напрямків є телемедицина.

Використання високоточних сенсорів тиску на базі п'єзореzonансним механотронів для вимірювання пульсових коливань тиску на стінках судин є одним із перспективних напрямків в галузі сфігмографії.

В рамках виконання кваліфікаційного проєкту бакалавра за спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка було обрану тему проєктування, що стосується розробки вимірювального перетворювача тиску з частотним виходом для застосування у складі інтелектуальної медичної платформи Інтернету речей для вимірювання пульсових коливань.

Метою проєкту є розробка вимірювального перетворювача тиску з частотним виходом

Задачі проєктування:

1. Огляд існуючих літературних джерел та патентних матеріалів згідно теми проєкту
2. Аналіз концепції інтелектуальної платформи вимірювання пульсових коливань з позиції інтеграції вимірювального перетворювача.
3. Розробка схеми електричної структурної
4. Розробка схеми електричної принципової

Актуальність використання частотних перетворювачів тиску у складі телемедичних систем вимірювання пульсових коливань

Вимірювальні частотні перетворювачі фізичних величин отримали широкого застосування у різноманітних галузях життєдіяльності людини. Зокрема, для реєстрації пульсових коливань тиску на судинах використовується частотний сенсори тиску (ЧСТ) з модульованим тиском міжелектродним зазором, який називається п'єзорезонансним механотроном (ПРМТ) і включається до схеми генератора [1]. Такий пристрій побудований на базі кварцового резонатора (КР), який збуджується в зазорі, що модулюється під дією тиску ΔP . Вихідним сигналом такого сенсору є електричне коливання частоти f , модульоване пропорційно ΔP . Схема такого ЧСТ показана на Рисунку 1.1.

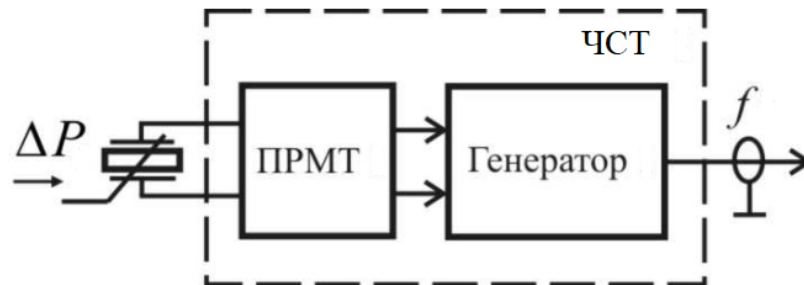
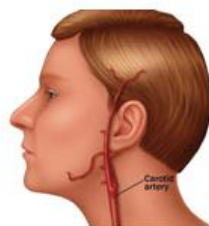


Рисунок 1.1 – Схема ЧСТ на базі ПРМТ

Концепція практичного застосування вищепри описаного ЧСТ показана на Рисунку 1.2. Вона полягає у високоточній реєстрації пульсових коливань на різних артеріях, наприклад, на сонній, променевій та стегновій артеріях (Рисунок 1.2, а), як незалежно, так і одночасно з метою оцінки стану судин за швидкістю поширення пульсової хвилі (Рисунок 1.2, б) [2]. Отримана таким чином крива пульсу має складну форму (Рисунок 1.2, в), що відповідає фазам кардіоциклу. Складна форма такого сигналу обумовлює актуальність проблеми підвищення точності вимірювання з метою досягнення кращих показників в аналізі форми (контурний аналіз) та спектральних компонентів (спектральний аналіз).

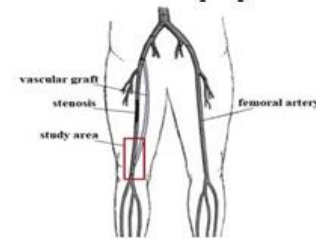
Сонна артерія



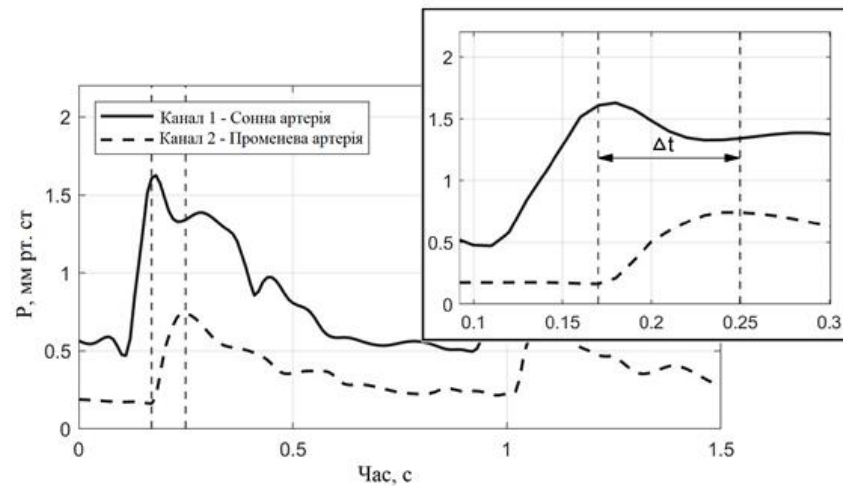
Променева артерія



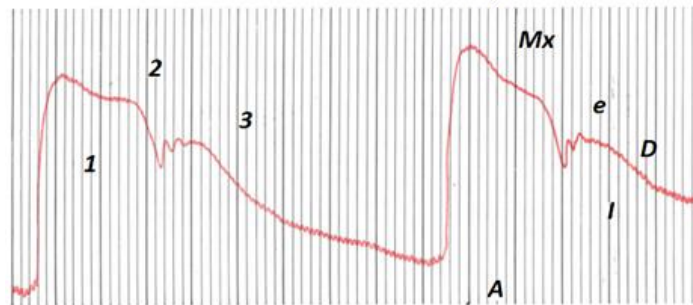
Стегнова артерія



а)



б)



1, 2 – Систолічна фаза; 3 – Діастолічна фаза; А – початок; Мх – вершина кривої; е – Кінець систолічної фази; І – Інцизура; D – відбита крива.

Рисунок 1.2 – Концепція застосування ЧСТ: реєстрація пульсових коливань на різних артеріях (а); оцінка швидкості поширення пульсової хвилі за вимірами на сонній та променевій артеріях (б); типова форма кривої двох кардіоциклів пульсового коливання, знятого на сонній артерії здорової людини (в)

Відомо [3], що сигнал f на виході ЧСТ (Рисунок 1.1) без попередньої обробки лежить в діапазоні частот порядку 10 МГц, що відповідає першій (основній) резонансній моді КР. В той же час, крутизна перетворення розглянутого ЧСТ становить 15 Гц/мм рт. ст. Отже, прийнявши до уваги те, що тиск судини на мембрану ЧСТ лежить в діапазоні від 0,1 до 2,0 мм рт. ст. (Рисунок 1.2, б), для забезпечення достатньої роздільної здатності не гірше ніж 0,1 мм рт. ст., необхідно ефективно реєструвати девіацію основної частоти f , що для 10 МГц становить порядку $0,1 \times 10^{-6}$. Тому для обробки такого сигналу доцільно спроектувати вимірювальний перетворювач (ВП), який перенесе спектр вимірювального сигналу в діапазон низький частот (НЧ), наприклад 1 кГц.

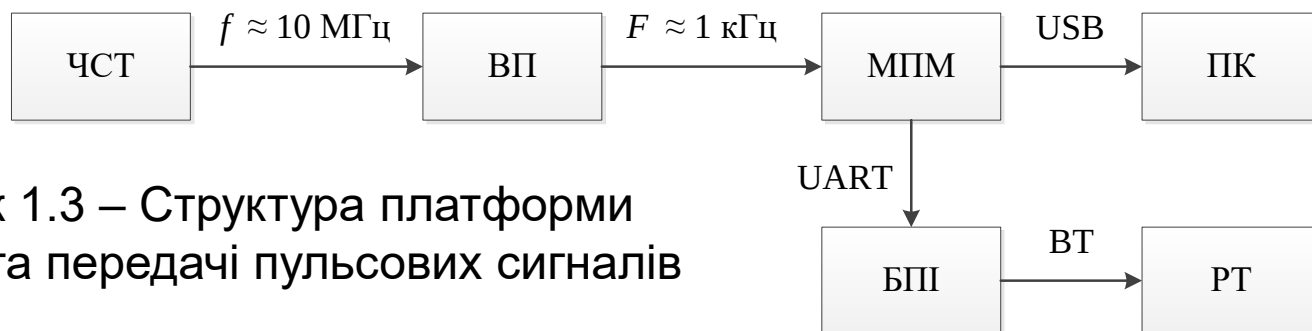


Рисунок 1.3 – Структура платформи вимірювання та передачі пульсових сигналів

Така система побудована на базі мікропроцесорного модуля (МПМ), який виконує постобробку сигналу, який надходить з ВП, а саме – вимірювання періоду НЧ-сигналу. Для комунікації із верхніми рівнями, що представлені програмним забезпеченням (ПЗ) для ПК і РТ, використовуються відповідно універсальна послідовна шина (universal series bus, USB) та безпроводовий інтерфейс (БПІ) Bluetooth (BT), що підключається до МКМ через універсальний асинхронний інтерфейс прийому-передачі (universal asynchronous receiver-transmitter, UART).

Структурна схема вимірювального перетворювача



Схема електрична структурна вимірювального перетворювача представлена на Рисунку 2.2. Вона складається із трьох основних вузлів, до яких належать первинний перетворювач (керований кварцовий генератор із вихідним сигналом частоти, модульованим сенсором тиску), вторинний перетворювач (саме розробці його принципової схеми присвячено наступний розділ проекту), а також мікропроцесорний модуль, що може бути реалізований, наприклад на базі сучасного мікроконтролера із вбудованим таймером/лічильником для вимірювання частоти вхідного сигналу.

Рисунок 2.2 – Схема електрична структурна вимірювального перетворювача тиску

Структурна схема (продовження)

Схема вторинного перетворювача складається із наступних блоків: вхідний каскад, помножувач частоти, змішувач, генератор, вихідний каскад.

Вхідний каскад призначений для вирівнювання сигналу, що надходить від первинного перетворювача. Його функція полягає у перетворенні слабкого квазісинусоїдального сигналу в чіткі прямокутні імпульси з крутими фронтами, а також забезпечує необхідну завадостійкість за рахунок введення гістерезису.

Помножувач частоти підвищує частоту вхідного сигналу в декілька разів, що дозволяє збільшити абсолютну девіацію частоти, пропорційну вимірюваному тиску, і тим самим покращити чутливість та роздільну здатність усього вимірювального тракту на подальших етапах обробки.

Змішувач здійснює частотне перенесення спектру шляхом перемноження сигналу підвищеної частоти з сигналом гетеродина. Основною функцією цього вузла є формування різницевої частоти, яка знаходиться в низькочастотному діапазоні, зручному для точного цифрового вимірювання, при цьому суттєво спрощуючи вимоги до швидкодії мікроконтролера.

Генератор (гетеродин) з цифровим керуванням по шині I²C генерує високочастотний сигнал з точно заданою частотою. Його головна функція полягає в забезпеченні динамічного налаштування частоти гетеродина залежно від поточного значення частоти сенсора, щоб різницева частота на виході змішувача залишалася в оптимальному діапазоні (близько 1–2 кГц) незалежно від зміни тиску.

Вихідний каскад виконує остаточне формування сигналу, перетворюючи низькочастотний сигнал після змішувача в стабільні прямокутні імпульси з чіткими логічними рівнями та підвищеною завадостійкістю завдяки застосуванню гістерезису. Він забезпечує надійну передачу сформованого сигналу на вхід мікропроцесорного модуля для подальшої цифрової обробки.

Вибір компонентів принципової схеми

Для практичної реалізації компонентів структурної схеми були обрані компоненти, що відповідають сучасним вимогам, доступні на ринку України та мають хороші ТТХ. В Таблиці 3.1 подано співставлення елементів структурної схеми перетворювача сигналів (вторинного перетворювача) із компонентами на базі яких вони реалізовані у схемі електричній принциповій. Пасивні елементи та роз'єми на даному етапі не описуються. Далі наводиться короткий опис цих компонентів.

Таблиця 1.3 – Співставлення структурних елементів та елементів схеми принципової

№	Структурний елемент	Компонент для реалізації
1	Вхідний каскад	AD8611
2	Помножувач частоти	NB3N3020
3	Змішувач	SA612A
4	Генератор	Si598
5	Вихідний каскад	LM393AD

Опис компонентів (мікросхем)

1 Мікросхема AD8611 являє собою високошвидкісний одноканальний компараторів з функцією затискача (latch) та комплементарними виходами, що забезпечує час поширення сигналу близько 4 нс при живленні від однополярного джерела. Компаратор AD8611 спеціально призначений для високошвидкісних застосувань, таких як відновлення тактових сигналів, обробка високочастотних сигналів від сенсорів, фазові детектори та перетворення аналогових сигналів у цифрові прямокутні імпульси з мінімальними викривленнями. Мікросхема виконана в компактному корпусі MSOP-8 (ARM), працює в діапазоні живлення від 3 В до 5 В, має низьке енергоспоживання та відмінні динамічні характеристики, що робить її ідеальним вибором для обробки сигналу частотою близько 10 МГц з невеликою девіацією від кварцового генератора сенсора тиску [12].

2 Мікросхема NB3N3020 є високоточним програмованим помножувачем з функцією PLL, призначеним для генерації вихідного сигналу з кратною частотою відносно вхідного. Мікросхема працює від однополярного живлення 3,3 В, підтримує вхідний сигнал у діапазоні 5–27 МГц (для кварца) або 2–210 МГц (для зовнішнього LVCMOS/LVTTL-сигналу) і формує на виході диференційний LVPECL-сигнал та однополярний LVCMOS/LVTTL-сигнал. Ключовою особливістю є вбудована фазова петля автопідстроювання (PLL) з вбудованим VCO, що забезпечує низький фазовий шум та високу стабільність, а також три трирівневі входи вибору множника (Sel0, Sel1, Sel2), які дозволяють вибрати один з 26 можливих коефіцієнтів множення частоти. Це робить NB3N3020 відмінним рішенням для задач перенесення спектру, де потрібно підвищити вхідну частоту ~10 МГц перед подальшим змішуванням для отримання низькочастотного сигналу в діапазоні 1–2 кГц [13].

3 Мікросхема SA612A є монолітною подвійно-балансованою змішувальною мікросхемою з низьким енергоспоживанням (double-balanced mixer) з вбудованим генератором та стабілізатором напруги, яка виконана за архітектурою комірки Гільберта (Gilbert cell). Ця мікросхема класично застосовується в радіоприймальних пристроях, перетворювачах частоти, прямих перетворювачах з пониженням частоти (direct conversion) та інших ВЧ-пристроях завдяки високому коефіцієнту перетворення (conversion gain близько 14 дБ на частотах до 45 МГц), відмінній ізоляції між портами, низькому рівні шумів та можливості роботи в діапазоні до 500 МГц. SA612A працює від однополярного живлення 4,5–8 В, споживає всього близько 2,4 мА, має вбудований регулятор напруги для стабілізації режиму та дозволяє легко реалізовувати балансні схеми, що суттєво зменшує рівень паразитних продуктів змішування. У контексті даного проєкту мікросхема виконує ключову функцію перенесення спектру – перетворення високої частоти після помножувача (десятки МГц) у низьку різницеву частоту 1–2 кГц шляхом змішування з сигналом гетеродина [14].

4 Мікросхема Si598 є високостабільним, низькофазовим програмованим кварцовим генератором (XO) з архітектурою DSPLL®, що дозволяє користувачеві встановлювати практично будь-яку вихідну частоту в діапазоні від 10 МГц до 810 МГц з надзвичайно високою роздільною здатністю – до 28 частин на трильйон (ppt). Мікросхема працює від однополярного живлення 3,3 В, має вбудований кварцовий резонатор та повністю інтегрований fractional-N синтезатор частоти, що забезпечує відмінні спектральні характеристики: фазовий шум нижче -140 дБс/Гц на відстані 10 кГц від несучої та джиттер менше 0,5–1 пс. Керування частотою здійснюється через двопровідну шину I²C, що робить Si598 ідеальним рішенням для задач, де потрібна точна, стабільна та динамічно перебудовувана частота гетеродина, як у даному випадку для точного перенесення спектру високої частоти (після помножувача) у низький діапазон 1–2 кГц. Мікросхема поставляється в компактному корпусі (зазвичай 5×7 мм або MSOP-подібному) і підтримує LVPECL, LVDS, CML або CMOS-виходи залежно від модифікації; у даній версії CBC000121DG використовується диференційний вихід.

5 Мікросхема LM393AD є класичним прецизійним подвійним аналоговим компаратором з відкритим колектором на виході, що працює в широкому діапазоні живлення від 2 В до 36 В і характеризується дуже низьким споживанням струму (близько 0,4 мА на компаратор). Мікросхема виконана в корпусі SOIC-8 (AD), має високу швидкість спрацьовування та відмінну точність порогу порівняння, завдяки чому широко застосовується для перетворення аналогових сигналів у цифрові, формування меандру, реалізації тригерів Шмітта та відновлення форми сигналу після частотних перетворювачів. Відкритий колектор дозволяє легко узгоджувати вихід з мікроконтролером на рівні 3,3 В, а також підключати підтяжку до потрібної напруги. У даній реалізації задіяно лише один з двох компараторів мікросхеми.

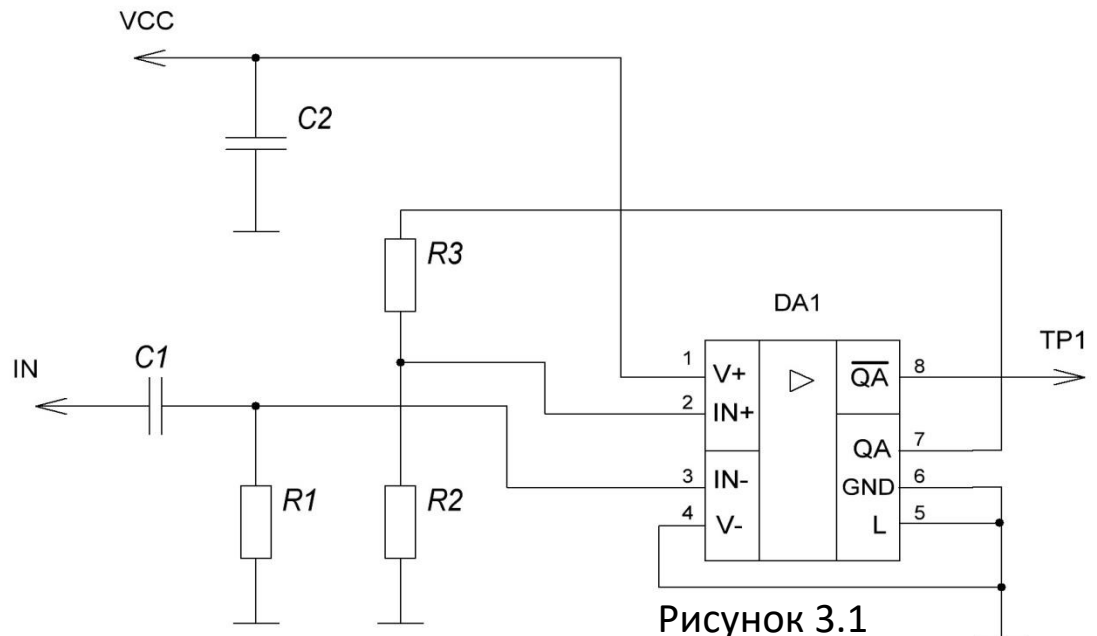
Опис елементів принципової схеми

Вхідний каскад

Вхідний каскад вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі ультрашвидкого компаратора AD8611ARM (DA1) фірми Analog Devices [12].

У запропонованій схемі (Рисунок 3.1) вхідний сигнал IN (синусоїдальний або квазісинусоїдальний сигнал з сенсора частотою номінально 10 МГц з невеликою девіацією в кілька герц) подається через розділювальний конденсатор C1 на інвертуючий вхід (вивід 3, IN-) компаратора. Резистор R1, підключений від цього входу до землі, забезпечує постійну складову на рівні землі та запобігає накопиченню статичного заряду, одночасно формуючи разом з C1 високочастотний фільтр, що пропускає корисний сигнал і подавляє низькочастотні перешкоди, що дає можливість відокремити постійну складову та працювати лише зі змінною.

На неінвертуючий вхід (вивід 2, IN+) подається сигнал зворотного зв'язку з інверсного виходу QA (вивід 7) через подільник напруги на резисторах R3 та R2. Це класичне рішення для введення невеликої позитивної гістерезису (hysteresis), яке підвищує завадостійкість компаратора при роботі з повільно змінюваними або зашумленими сигналами на рівні 10 МГц. Подільник задає ширину петлі гістерезису в межах десятків-сотень мілівольт залежно від амплітуди вихідного сигналу, що запобігає множинним перемиканням (chatter) на фронтах і забезпечує чіткі перепади на виході навіть при слабкому або зашумленому вхідному сигналі від сенсора.



Вхідний каскад (продовження)

Виводи 5 (Latch), 4 (V-) та 6 (GND) з'єднані безпосередньо з загальною землею, що вимикає режим latch (фіксації стану) та переводить компаратор у постійний порівнювальний режим. Живлення VCC 3,3 В подається на вивід 1 (V+), а паралельно до живлення встановлений блокувальний конденсатор C2, що рекомендується розміщений якомога ближче до корпусу мікросхеми. Цей конденсатор забезпечує низькоімпедансний шлях для високочастотних струмів, що виникають під час швидких перемикань виходу, і запобігає збудженню компаратора та проникненню перешкод по колу живлення.

Вихідний сигнал TP1 знімається з інверсного виходу QA (вивід 8). AD8611 має комплементарні виходи (прямий та інверсний), виконані за технологією, сумісною з TTL/CMOS рівнями при живленні 3,3 В, що дозволяє безпосередньо підключати сигнал до наступного каскаду – помножувача частоти. Використання саме інверсного виходу у даній конфігурації обумовлено необхідністю отримання правильної полярності для подальшої обробки або компенсації фазового зсуву. Дана реалізація вхідного каскаду забезпечує надійне перетворення слабого високочастотного сигналу від кварцового сенсора у стабільні прямокутні імпульси з крутими фронтами, мінімальним джитером та необхідною завадостійкістю, що є критичним для точності кола перенесення спектру вторинного перетворювача.

Каскад помножувача частоти

Каскад помножувача частоти (Рисунок 3.2) вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі мікросхеми NB3N3020 (DA2) виробництва onsemi (колишня ON Semiconductor) [13].

У даній схемі сигнал TP1 з виходу вхідного компаратора DA1 подається безпосередньо на вхідний вивід 2 (X1/CLK) мікросхеми DA2. Цей вхід має високу чутливість і сумісний з LVCMOS/LVTTL-рівнями, що дозволяє надійно приймати сигнал після компаратора без додаткових узгоджувальних елементів у більшості випадків. Вихідний сигнал після множення знімається з виводу 10 (CLK1), який є однополярним LVCMOS/LVTTL-виходом, зручним для подальшої обробки в змішувачі.

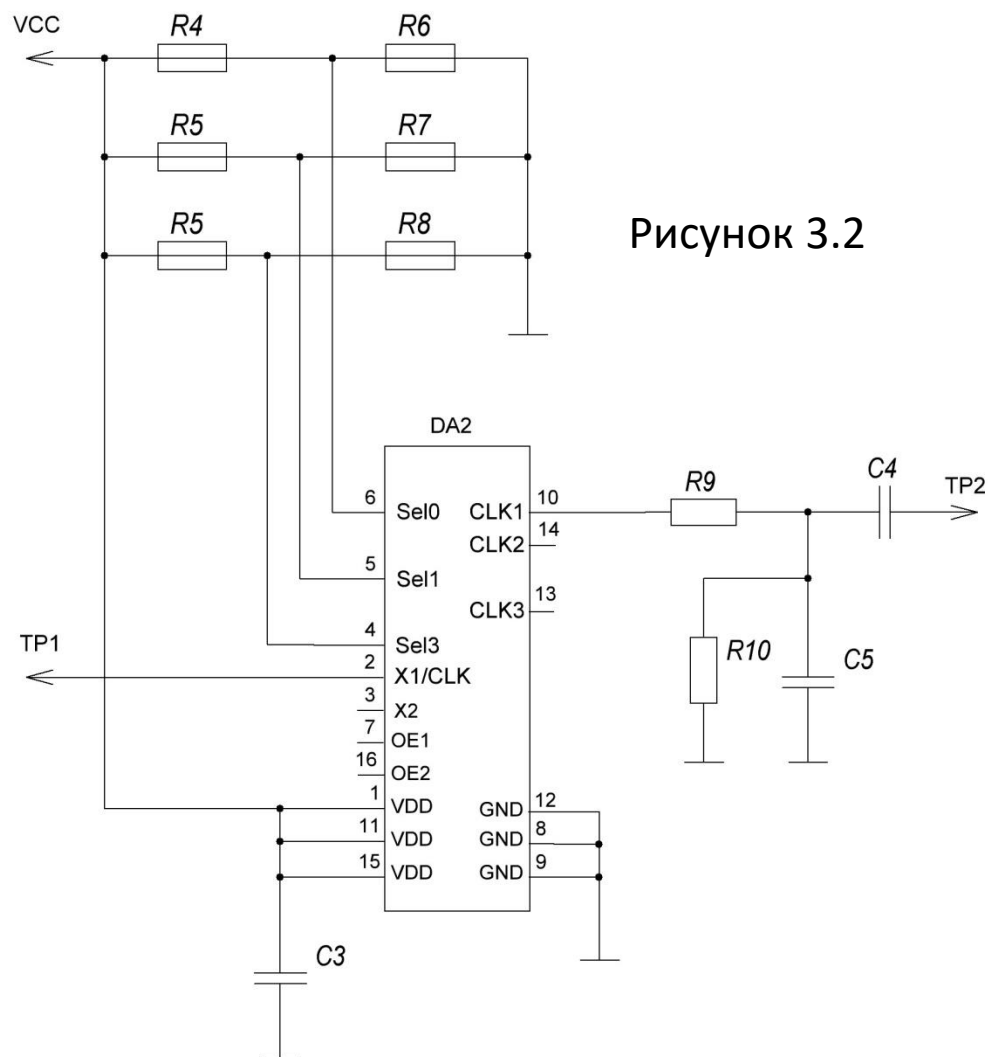


Рисунок 3.2

Каскад помножувача частоти (продовження)

Для фільтрації вихідного сигналу від високочастотних гармонік та шумів PLL після виводу 10 встановлено пасивний RC-фільтр низьких частот. Сигнал проходить через послідовний резистор R9 та прохідний конденсатор C4, утворюючи основний ланцюг передачі до наступного вузла TP2. У точці з'єднання R9 і C4 до землі підключений паралельний RC-ланцюг – фільтр на резисторі R10 з конденсатором C5 – з метою подавлення паразитних гармоніки та високочастотні перешкоди.

Живлення мікросхеми здійснюється від джерела VCC 3,3 В. Виводи 1, 11 та 15 (VDD) з'єднані з живленням, при цьому встановлений блокувальний конденсатор C3 (рекомендовано 100 нФ або більше, розміщений максимально близько до виводів) для фільтрації високочастотних пульсацій по колу живлення та запобігання збудженню PLL. Напруга VCC 3,3 В подається на виводи вибору множника 6 (Sel0), 5 (Sel1) та 4 (Sel2) через індивідуальні запобіжні/обмежувальні резистори R4–R8. Таке підключення дозволяє гнучко встановлювати логічні рівні (високий, низький або високий імпеданс) для програмування потрібного коефіцієнта множення частоти, при цьому резистори забезпечують захист від коротких замикань та обмежують струм.

Виводи 12, 8 та 9 з'єднані безпосередньо з загальною землею, що відповідає стандартним вимогам заземлення аналогових та цифрових частин PLL для забезпечення стабільної роботи та мінімального шуму. Інші виводи (наприклад, диференційний LVPECL-вихід CLK2) у даній реалізації не задіяні, що є типовим при використанні лише однополярного виходу CLK1. Така реалізація помножувача частоти на NB3N3020 забезпечує надійне підвищення частоти вхідного сигналу з мінімальним внесенням фазового шуму, що критично важливо для збереження точності вимірювання невеликої девіації частоти сенсора тиску (кілька герц). Завдяки вбудованій PLL мікросхема добре тримає стабільність навіть при зміні умов навколишнього середовища.

Змішувач

Змішувач вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі мікросхеми SA612A (DA3) виробництва NXP Semiconductors [14].

У запропонованій схемі (Рисунок 3.3) вхідний сигнал TP2 з виходу помножувача частоти (після фільтра) подається на вивід 2 (IN_B) мікросхеми SA612A. Це один з диференціальних входів змішувача. Для забезпечення правильного режиму роботи інший вхід (вивід 1, IN_A) через конденсатор C6 підключено до землі, що перетворює диференціальний вхід у несиметричний (single-ended), що є типовим варіантом підключенням при роботі з однополярним сигналом після попередніх каскадів. Сигнал гетеродина TP3 подається через прохідний конденсатор C7 на вивід 6 (OSC_B). У даній реалізації використовується зовнішній сигнал гетеродина з цифровим керуванням, тому вбудований осцилятор SA612A не задіяний.

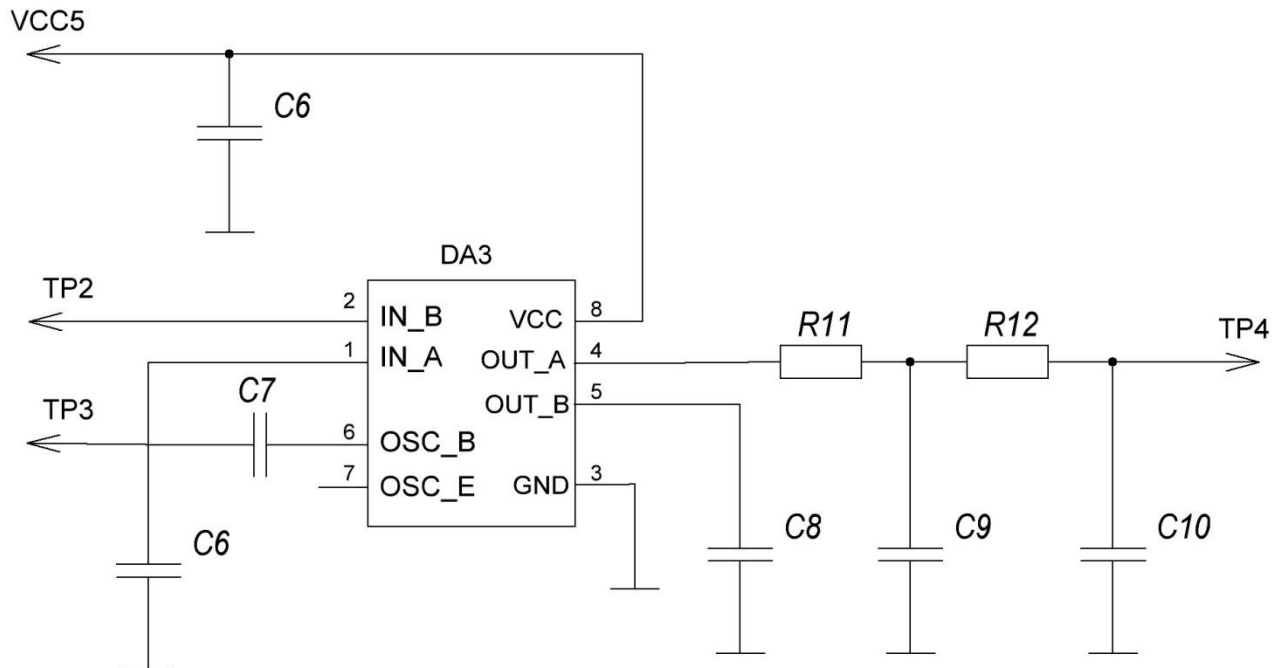


Рисунок 3.3

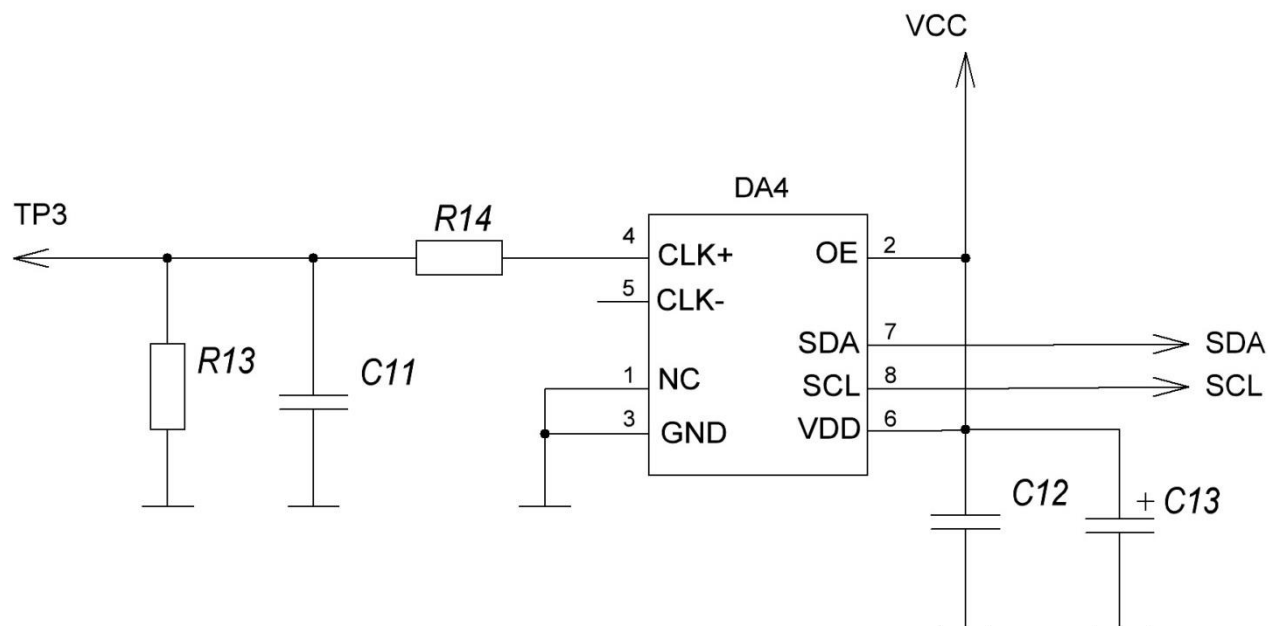
Змішувач (продовження)

Живлення мікросхеми здійснюється напругою VCC5 (5 В), яка подається на вивід 8 (VCC). Паралельно до виводу живлення встановлений блокувальний конденсатор С6 для ефективного подавлення високочастотних перешкод по колу живлення. Вивід OUT_V (вивід 5) через конденсатор С8 підключено до землі, що заземлює один з диференціальних виходів змішувача та переводить вихід у несиметричний режим

Вихідний сигнал знімається з виводу 4 (OUT_A) – це основний вихід змішувача, на якому формується сигнал різницевої (а також сумарної) частоти. Для очищення сигналу від небажаних продуктів змішування (сумарна частота, гармоніки, залишки несучої) після виводу 4 встановлено П-подібний фільтр низьких частот на елементах R11, R12, С8, С9, С10. Цей фільтр забезпечує необхідну смугу пропускання в районі 1–2 кГц, ефективно пригнічує високочастотні складові та узгоджує вихід змішувача з наступним каскадом (вихідний компаратор).

Гетеродин

Гетеродин вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі програмованого генератора Si598CBC000121DG (DA4) виробництва Silicon Laboratories (Skyworks Solutions) [14]. Схема підключення цього генератора показана на Рисунку 3.4.



Рисунку 3.4.

Гетеродин (продовження)

У даній схемі вихідний сигнал гетеродина знімається з виводу 4 (CLK+), який є додатним диференціальним виходом. Для узгодження та первинної фільтрації сигнал проходить через RC-фільтр на резисторах R14, R13 та конденсаторі C11, що дозволяє придушити високочастотні шуми та гармоніки, а також узгодити рівень і імпеданс для подачі на вхід змішувача SA612A (вузол TP3). Ця фільтрація є важливою для мінімізації паразитних продуктів змішування та забезпечення чистоти різницевої частоти на виході змішувача.

Вивід 1 (NC) не задіяний, а вивід 3 (GND) підключений безпосередньо до загальної землі для правильного заземлення аналогової та цифрової частин мікросхеми. Живлення VCC 3,3 В подається на вивід 6 (VDD) та вивід 2 (OE - Output Enable). Паралельно до ланцюгів живлення встановлені блокувальні конденсатори C12 та C13, розміщені якомога ближче до виводів мікросхеми. Це забезпечує стабільну роботу PLL та мінімальний внесок шуму від джерела живлення.

Для програмування та динамічного керування частотою гетеродина використовуються виводи 7 (SDA) та 8 (SCL), на які подаються сигнали шини I²C від мікроконтролера. Це дозволяє в реальному часі (або при ініціалізації) встановлювати частоту гетеродина таким чином, щоб різницева частота на виході змішувача точно потрапляла в потрібний діапазон 1–2 кГц залежно від поточної частоти сенсора. Si598 підтримує збереження конфігурації в енергонезалежній пам'яті, що спрощує старт системи. Використання Si598CBC000121DG як гетеродина забезпечує високу точність, низький фазовий шум та гнучкість налаштування, що є критичним для високоточної обробки сигналу з кварцового частотного сенсора тиску, де навіть невеликі відхилення частоти гетеродина можуть суттєво вплинути на загальну похибку вимірювання.

Вихідний каскад

Вихідний каскад вторинного перетворювача сигналів реалізований на базі подвійного компаратора LM393AD (DA5) виробництва Texas Instruments [16]. Вхідний сигнал TP4 із виходу змішувача (Рисунок 3.5), що несе інформацію про девіацію частоти сенсора, проходить через розділювальний конденсатор C14 та послідовний резистор R17 і подається на інвертуючий вхід 2 (1IN-) компаратора.

Для формування чіткого прямокутного сигналу з крутими фронтами і підвищення завадостійкості в схемі організовано зворотний зв'язок з виходу 1 (1OUT) на обидва входи компаратора. Зокрема, сигнал з виходу через резистор R19 та R15 подається назад на інвертуючий вхід 1IN-, а через резистори R20 та R16 – на неінвертуючий вхід 1IN+.

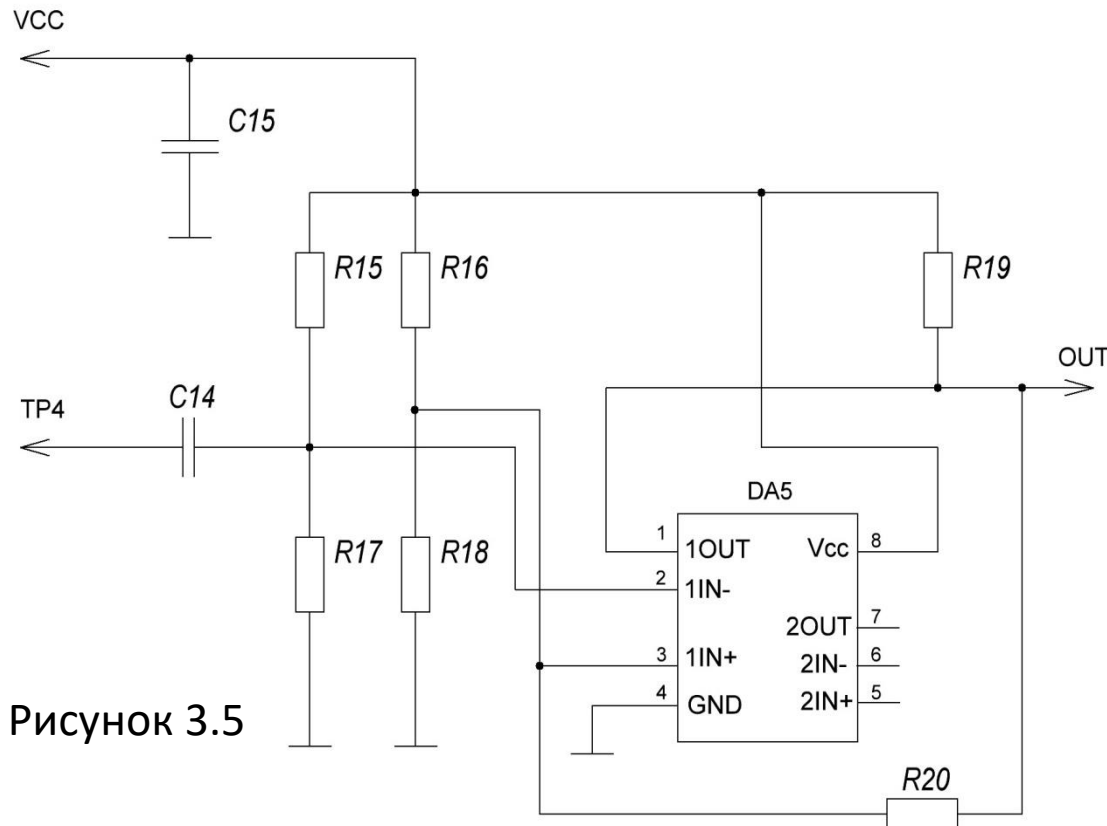


Рисунок 3.5

Живлення каскаду здійснюється напругою VCC 3,3 В, яка подається на вивід 8 (Vcc) через блокувальний конденсатор C15 для ефективного пригнічення перешкод по ланцюгу живлення. Крім того, напруга 3,3 В заводиться на вузол, що з'єднує резистори R15 та R16, забезпечуючи необхідне зміщення постійної складової на неінвертуючому вході. Вихідний сигнал OUT знімається безпосередньо з виводу 1 (1OUT).

Опис роз'ємів

Для підключення зовнішнього живлення (VCC) 3,3 В та (VCC5) 5 В, подачі та зняття вхідного (IN) та вихідного (OUT) сигналів частоти, а також для цифрового керування генератором (SDA, SCL), принципова схема додатково оснащена роз'ємом на 7 контакті (Рисунок 3.6).

Загалом перетворювач сигналів частотного сенсора тиску пропонується до реалізації у вигляді лабораторного стенду-протопопу для подальших досліджень та удосконалень.

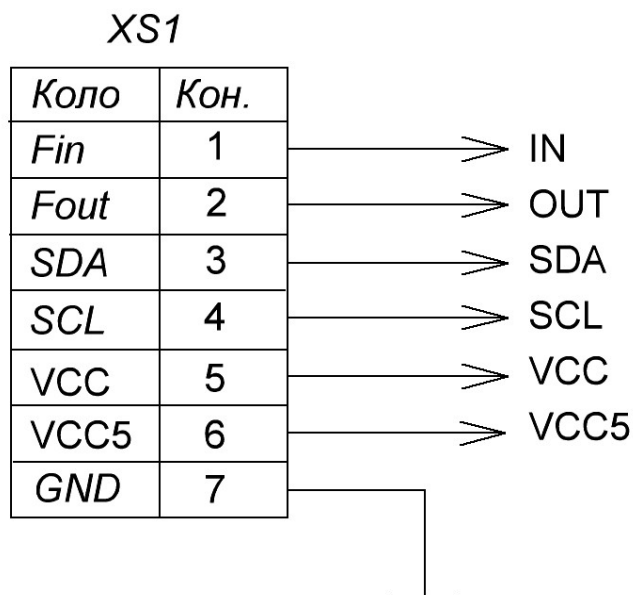
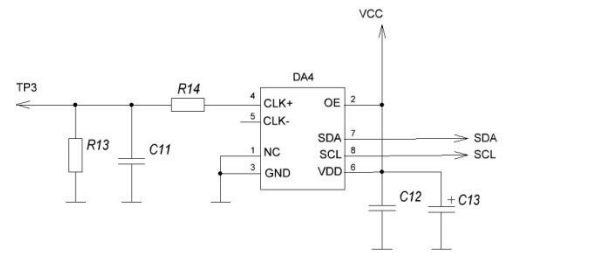
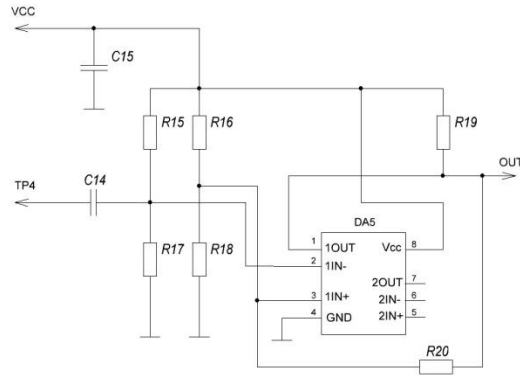
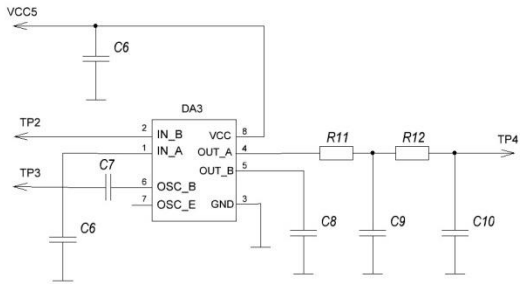
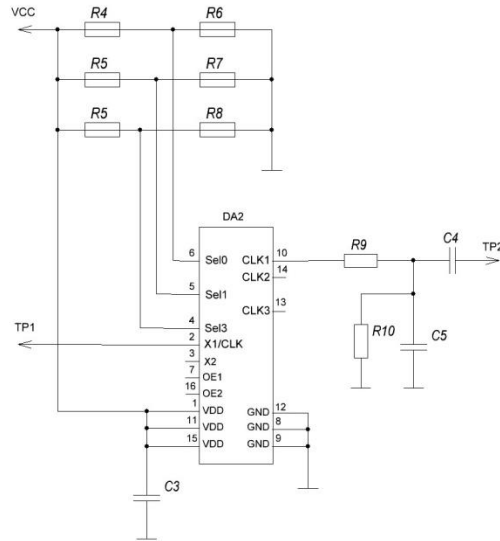
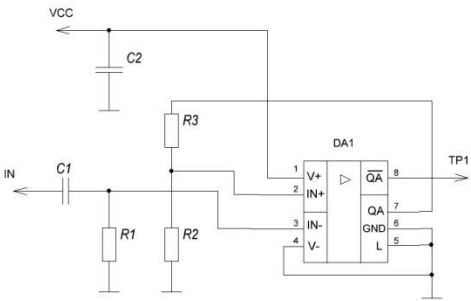


Рисунок 3.6 – Схема контактів роз'єму

Схема електрична принципова (повна)



XS1		
Коло	Кон.	
Fin	1	IN
Fout	2	OUT
SDA	3	SDA
SCL	4	SCL
VCC	5	VCC
VCC5	6	VCC5
GND	7	

Поз. познач.	Найменування	Кіл.	Примітки
Мікросхеми			
DA1	Компаратор AD8611ARM	1	
DA2	Помножувач частоти NB3N3020	1	
DA3	Змішувач SA612A	1	
DA4	Генератор Si598CBC000121DG	1	10-160 МГц, I2C
DA5	Компаратор LM393AD	1	

Резистори SMD ±5%			
R1,R2	0805 1kОм	2	
R3	0805 27kОм	1	
R9,R14	0805 10kОм	2	
R28	0825 3kОм	1	
R10-R13	0825 3kОм	4	
R29	0825 10kОм	1	

Роз'єми			
XS1	ISP 2x7 (IDC-10, 2.54мм)	1	

Кондексатори керамічні SMD ±5%			
C1-C7	0805 10нФ	7	
C8-C12	0805 5нФ	5	
C14-C15	0805 50нФ	2	

Конденсатори танталові SMD ±10%			
C13	Case D 22мкФ 10В	1	

КвПТР. 022071.01.02 Е1									
Зм. Арк. Розробив. Перевірено. Н. контр. Затвердив.							№ док. Підпис. Дата.		
Перетворення сигналів частотного сенсора тиску							Лит. Маса. Маштаб.		
Схема електрична принципова							Арк. 1 Аркуше 1		
Підченко С.К.							ХНУ, ТР2-22-1		

Висновок

Проведено аналіз літературних джерел та виконано патентний пошук згідно тематики проекту. Представлена концепція застосування ЧСТ тиску на базі ПРМТ для багатоканальної реєстрації пульсових коливань на різних артеріях з метою оцінки параметрів судин. Обґрунтована доцільність розробки ВП для перенесення спектру вихідного сигналу ЧСТ в діапазон НЧ з метою забезпечення його ефективної обробки засобами існуючої елементної бази. В другому розділі кваліфікаційного проекту було розроблено схему електричну структурну вимірювального перетворювача із деталізацією її компонентів. Також було запропоновано цільове призначення перетворювача – його інтеграція із вимірювальною платформою СФГ-вимірювань. Розглянуто та описано алгоритм калібрування перетворювача та температурної компенсації відхилення частоти

В третьому розділі дипломного проекту було розроблено схему електричну принципову перетворювача сигналів частотного сенсору тиску. Елементи структурної схеми були реалізовані у вигляді окремих складових частин принципової схеми використовуючи сучасну елементну базу. Вхідний та вихідний каскади були виконані на базі компараторів AD8611 та LM393AD відповідно. Помножувач частоти зібрано на базі мікросхеми NB3N3020, змішувач – на SA612A. В якості гетеродинна обрано багатофункціональний керований кварцовий генератор з цифровим інтерфейсом Si598.

В проекті також представлено приклад практичного застосування вимірювального перетворювача для дослідження пульсової хвилі.

Дякую за увагу!

Завідувачу кафедри
телекомунікацій, медійних та
інтелектуальних технологій (ТМІТ)
Сергію ПІДЧЕНКУ
студента 4 курсу, гр. ТР2-22-1
Владислав БЕРЕГЕЛА

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 (StrikePlagiarism 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.

1.06.2021.
дата


підпис

Берегела В.А.

Anti-Plagiarism (<http://ap.km.ua>) v-16.718

Максимальне співпадіння з одним документом 3.0%

Словники перевірки: UA, US, RU. Помилки в документах: 12%

ID: 275800 Назва: Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску Додано в БД: 2026-06-18 Автора: Берегела Владислав Анатолійович Керівники: Підченко Сергій Костянтинович Консультанти: Опоненти:	Документ		Сумарний збіг по Базі Даних	
	Символи	Лексеми	Символи	Лексеми
	65993	441	3688 (6%)	52 (12%)

Джерело плагіату

ID	Опис	Наявність плагіату в документі	
		Символи	Лексеми

Протокол аналізу звіту подібності науковим керівником

Заявляю, що я ознайомився (-лась) з Повним звітом подібності, який був згенерований Системою виявлення і запобігання плагіату щодо роботи:

Автор: Владислав БЕРЕГЕЛА_TP2-22-1

Співавтор:

Назва: Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску

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

Підрозділ: Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Коефіцієнт подібності 1:10.48%

Коефіцієнт подібності 2:3.86%

Мікропробіли: 1

Заміна букв: 2

Інтервали: 0

Білі знаки: 0

Дата створення звіту: 2026-06-18 08:15:55.0

Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

☐ Запозичення, виявлені в роботі є законними і не є плагіатом. Рівень подібності не перевищує допустимої межі. Таким чином робота незалежна і приймається.

☐ Запозичення не є плагіатом, але перевищено граничне значення рівня подібностей. Таким чином робота повертається на доопрацювання.

☐ Виявлено запозичення і плагіат або навмисні текстові спотворення (маніпуляції), як передбачувані спроби укриття плагіату, які роблять роботу невідповідною вимогам законодавства (Ст. 32. ЗУ Про вищу освіту, пункт 3.1, Ст. 42. ЗУ Про освіту) та вимог НАЗЯВО (Критерій 5), а також кодексу етики і процедур. Таким чином робота не приймається.

Обґрунтування:

Дата 18.06.26.

експерт  Олег ПІВОВАР

РІШЕННЯ ЕКСПЕРТНОЇ КОМІСІЇ
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДІЙНИХ ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Назва: Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску

Автор: Берегела Владислав Анатолійович

Освітня програма: Телекомунікації, медійні технології та інтелектуальні мережі

Рівень вищої освіти перший (бакалаврський) рівень

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

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

На основі аналізу кваліфікаційної роботи на дотримання вимог академічної доброчесності (у т.ч. відсутності ознак академічного плагіату) з урахуванням результатів перевірки роботи спеціалізованим програмним засобом(ами) комісія зробила такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Ознаки академічного плагіату	
1.1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є академічним плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних, якщо потрібно). Робота приймається до захисту.	+
1.2	Виявлені запозичення не є академічним 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.	
1.3	Виявлені запозичення не є академічним плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. Робота може бути допущена до захисту після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
1.4	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.	
2	Інші види порешень академічної доброчесності	

Підтвердження: *Виявлені запозичення не являються академічним плагіатом, коефіцієнти подібності складають 10,48% та 386%, мають походження на перелік літературних джерел.*

«18» 06 2026 р.

Завідувач кафедри

Гарант освітньої програми

Керівник кваліфікаційної роботи

Підпис

Підпис

Підпис

Сергій ПІДЧЕНКО

Олег ПИВОВАР

Сергій ПІДЧЕНКО

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ГОЛОВІ ЕКЗАМЕНАЦІЙНОЇ КОМІСІЇ

Направляється студент Берегела Владислав Анатолійович на захист кваліфікаційної роботи

(прізвище, ім'я, по батькові)

за спеціальністю 172 - Телекомунікації та радіотехніка

На тему: Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску

Кваліфікаційна робота, рецензія і довідка про перевірку на академічні запозичення додаються.

В.О. Декан факультету



Сергій Мисенко

(ім'я, прізвище)

ДОВІДКА УСПІШНОСТІ

Берегела В.А. з 2022 по 2025 роки повністю виконав навчальний план спеціальності з таким розподілом оцінок за:

національною шкалою: відмінно 13,04 %, добре 21,74 %, задовільно 65,22 %.

шкалою ЄКТС: А 13,04 %, В 4,35 %, С 17,39 %, D 17,39 %, E 47,83 %.

Методист факультету

(підпис)

Тетяна Косар

(ім'я, прізвище)

ВИСНОВОК КЕРІВНИКА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ТА ОБГРУНТУВАННЯ ОЦІНКИ

Студент

Берегела Владислав Анатолійович виконав кваліфікаційний проєкт «Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску» з новітніми відхиленнями до технічного завдання. Проєкт виконано на достатньому науково-технічному рівні з використанням сучасних інформаційних технологій. Рекомендується до захисту.

Оцінка кваліфікаційної роботи

Керівник кваліфікаційної роботи

(підпис)

(ім'я, прізвище)

" 18 " 06 2026 р.

ВИСНОВОК КАФЕДРИ ПРО КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Кваліфікаційну роботу розглянуто. Студент Берегела В.А. допускається до її захисту на екзаменаційній комісії.

Завідувач кафедри

ТМІТ

(назва)

(підпис, ім'я, прізвище)

" 18 " 06 2026 р.

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

РЕЦЕНЗІЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЕКТ

Дипломник: Берегела Владислав Анатолійович

Тема роботи: «Перетворювач сигналів частотного сенсора тиску»

Спеціальність: 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Обсяг кваліфікаційного проекту 71

Кількість листів креслень: 2

Кількість сторінок записки: 60

1. Короткий зміст роботи та прийнятих рішень в результаті виконаного наукового дослідження

У кваліфікаційному проекті представлена концепція застосування частотного сенсора тиску (ЧСТ) тиску на базі ПРМТ для багатоканальної реєстрації пульсових коливань на різних артеріях з метою оцінки параметрів судин. Обґрунтована доцільність розробки ВП для перенесення спектру вихідного сигналу ЧСТ в діапазон НЧ з метою забезпечення його ефективної обробки засобами існуючої елементної бази. В другому розділі кваліфікаційного проекту було розроблено схему електричну структурну вимірювального перетворювача із деталізацією її компонентів. Запропоновано цільове призначення перетворювача – його інтеграція із вимірювальною платформою СФГ-вимірювань. Розглянуто та описано алгоритм калібрування перетворювача та температурної компенсації відхилення частоти. Розроблено схему електричну принципову перетворювача сигналів частотного сенсору тиску. Елементи структурної схеми були реалізовані у вигляді окремих складових частин принципової схеми використовуючи сучасну елементну базу. Вхідний та вихідний каскади були виконані на базі компараторів AD8611 та LM393AD відповідно. Помножувач частоти зібрано на базі мікросхеми NB3N3020, змішувач – на SA612A. В якості гетеродинна обрано багатофункціональний керований кварцовий генератор з цифровим інтерфейсом Si598. Представлено приклад практичного застосування вимірювального перетворювача для дослідження пульсової хвилі.

2. Висновок про відповідність роботи дипломному завданню

Кваліфікаційний проєкт виконано відповідно до виданого завдання. Усі поставлені завдання виконані у повному обсязі, а отримані результати відповідають темі та меті роботи.

3. Характеристика виконання кожного розділу, ступінь використання останніх досягнень науки та техніки і передових методів роботи

У першому розділі проведено аналіз сучасних літературних джерел та патентних матеріалів та визначено основні недоліки існуючих рішень. У другому розділі сформульовано технічні вимоги до розроблюваного пристрою, обґрунтовано вибір структури перетворювача сигналів та елементної бази. У третьому розділі виконано розробку схеми електричної принципової пристрою. У роботі використано сучасні мікроконтролерні технології, зокрема мікроконтролер STM32L452RET6 та налагоджувальну плату STM32 Nucleo-64 MCU.

4. Позитивні сторони роботи

Актуальність тематики проєкту. Комплексний підхід до розробки апаратної та програмної частин системи. Використання сучасного мікроконтролера STM32L452RET6 та налагоджувальної плати STM32 Nucleo-64 MCU. Наявність інженерних розрахунків та практична спрямованість роботи. Якісне виконання графічної частини проєкту.

5. Негативні сторони роботи

До недоліків роботи можна віднести відсутність результатів практичних випробувань виготовленого дослідного зразка та експериментального підтвердження окремих розрахункових параметрів. Проте зазначені недоліки не мають суттєвого впливу на загальну оцінку роботи.

6. Оцінка графічного оформлення та пояснювальної записки роботи

Пояснювальна записка оформлена відповідно до встановлених вимог. Графічна частина виконана на належному технічному рівні, креслення та схеми є інформативними, логічно побудованими та відповідають змісту проєкту.

7. Відгук про роботу в цілому

Кваліфікаційний проєкт є завершеною інженерною розробкою, виконаною на достатньо високому технічному рівні. Автор продемонстрував належні знання за спеціальністю, уміння самостійно вирішувати поставлені інженерні завдання та застосовувати сучасні технічні рішення при проєктуванні електронних систем.

8. Інші зауваження

Суттєвих зауважень до змісту та оформлення роботи немає.

9. Оцінка дипломної роботи

Кваліфікаційний проєкт відповідає вимогам, що висуваються до бакалаврських робіт за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка», а його автор заслуговує на присвоєння освітнього ступеня бакалавра.

Оцінка: «добре».

10. Рецензент

Завідувач кафедри кібербезпеки

к.т.н., доцент

«16» 06 2026 р.

Юрій КЛЬОЦ