

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
Кафедра електроніки і комп'ютерної техніки

**ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА**

до випускної кваліфікаційної роботи магістра на тему:

**«ЕЛЕКТРОННА СИСТЕМА ЛАЗЕРНОГО ВИМІРЮВАННЯ  
ВІДСТАНИ»**

Завідувач кафедри ЕКТ

Опанасюк А. С.

Керівник роботи

Гриненко В. В.

Консультант з економічної частини

Маценко О. М.

Розробив студент гр. ЕС.м-11

Бойко Б. Р.

Суми 2022

СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

КАФЕДРА ЕЛЕКТРОНІКИ І КОМП'ЮТЕРНОЇ ТЕХНІКИ

Факультет ЕЛІТ Спеціальність 8.1710010 «Електронні системи та компоненти»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою Опанасюк А. С.

«\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

ЗАВДАННЯ

на випускню кваліфікаційну роботу магістра студенту:

Бойку Богдану Руслановичу

1. Тема роботи: «Електронна система лазерного вимірювання відстані»

Затверджено наказом по кафедрі від «27» 10 2022 р. № 0963-VI

2. Термін здачі студентом закінченої роботи: 23. 12. 2022 р.

3. Вихідні дані до роботи: 1. Реалізувати систему лазерного вимірювання відстані. 2. Основні компоненти: мікроконтролер, мікросхема виміру часу, лазерний діод, фотодіод, РК-індикатор, енергонезалежна пам'ять, клавіатура, годинник реального часу.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які підлягають розробці): 1. Огляд літератури та постановка завдання; 2. Науково-дослідна робота; 3. Розробка алгоритму роботи та структурної схеми; 4. Розробка функціональної схеми; 5. Розробка та розрахунок принципних електричних схем та блоків пристрою; 6. Техніко-економічна частина; Висновок; Список літератури.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): 1. Схеми алгоритму функціонування; 2. Схеми електрична структурна; 3. Схеми електрична функціональна; 4. Схеми електрична принципова.

Консультанти з кваліфікаційної роботи:

Розділи	Консультант	Завдання видано	Завдання прийнято
Техніко-економічна частина	Маценко О. М.		

6. Дата видачі завдання: 24.10.2022р.

Керівник роботи

Гриненко В. В.

Завдання прийняв до виконання

Бойко Б. Р.

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Термін виконання етапів кваліфікаційної роботи	Примітка
1	Огляд літератури та постановка завдання	07.11.2022	
2	Науково-дослідна частина	09.11.2022	
3	Розроблення алгоритму роботи та структурної схеми	16.11.2022	
4	Розробка функціональної схеми	19.11.2022	
5	Розроблення та розрахунок блоків системи	22.11.2022	
6	Техніко-економічна частина	4.12.2022	
7	Формування висновків та остаточне оформлення роботи	10.12.2022	
8	Оформлення графічних матеріалів	16.12.2022	
9	Здача кваліфікаційної роботи на рецензію	23.12.2022	

Студент \_\_\_\_\_ Бойко Б. Р.

Керівник роботи \_\_\_\_\_ Гриненко В. В.

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022 р.

## РЕФЕРАТ

Випускна кваліфікаційна робота магістра сформована з 95 сторінок, 54 рисунків, 15 таблиць, 23 літературних джерел.

Об'єктом дослідження роботи є лазерний імпульсний далекомір. Предмет дослідження - лазерний імпульсний далекомір з напівпровідниковим лазером.

В ході виконання роботи були представлені теоретичні та експериментальні дослідження напівпровідникового лазера, запропоновано методи та способи збільшення діапазонів вимірювання дальності.

За основу системи було взято мікросхему виміру часу TDC-GP21, мікроконтролер AT89C51RE2, лазерний діод SPL PL90\_3, драйвер затвора UCC27511DBVR, підсилювальний імпульсний регулятор MIC2288YD5-TR, компаратор ADCMP600, фотодіод МТАРD-07-013, трансімпедансний підсилювач MAX3658, зсувний регістр sn74198n для блока клавіатури, індикатор GDM1602A на базі контролера KS0066U, годинника реального часу з послідовним інтерфейсом MAX6902, енергонезалежна пам'ять AT25640. Під час виконання роботи було розроблено алгоритм функціонування; структурну, функціональну та принципову схеми.

## ЗМІСТ

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП .....	6
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ ТА ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ.....	8
1.1 Принцип дії лазерного імпульсного далекоміра .....	8
1.2 Методи вимірювання часових інтервалів .....	10
1.3 Основи світлоенергетичного розрахунку .....	18
імпульсних далекомірів .....	18
2 НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА .....	21
2.1 Дослідження методів обробки сигналів в лазерних системах вимірювання відстані.....	21
2.2 Моделювання вимірювання дальності сигналу .....	25
2.3 Методи підвищення точності імпульсних лазерних далекомірів.....	30
2.4 Моделювання приймального тракту з некогерентним накопиченням...	37
3 РОЗРОБЛЕННЯ АЛГОРИТМУ РОБОТИ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРОЕКТОВАНОЇ СИСТЕМИ .....	40
3.1 Алгоритм роботи системи лазерного вимірювання відстані .....	40
3.2 Структурна схема системи лазерного вимірювання відстані .....	40
4 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ.....	46
5 РОЗРОБЛЕННЯ ТА РОЗРАХУНОК ПРИНЦИПОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СХЕМ ВУЗЛІВ ТА БЛОКІВ СИСТЕМИ .....	48

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>						
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	<i>Електронна система лазерного вимірювання відстані Пояснювальна записка</i>			Літ.	Аркуш	Аркушів	
Розроб.	Бойко Б.Р.									3	
Перевір.	Гриненко В.В.										
Реценз.											
Н. контр.											
Затвердж.	Опанасюк А.С.				<i>СумДУ, гр. ЕС.м-11</i>						

5.1 Блок мікроконтролера.....	48
5.2 Блок виміру часу.....	57
5.3 Блок імпульсного лазера.....	61
5.4 Блок фотоприймача.....	67
5.5 Блок клавіатури.....	70
5.6 Блок індикатора.....	73
5.7 Блок годинника реального часу.....	79
5.8 Блок енергонезалежної пам'яті.....	81
6. ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	84
6.1 Інструменти та методи менеджменту промислових підприємств.....	84
6.2 Розрахунок повної собівартості системи лазерного вимірювання відстані .....	87
6.3 Розрахунок ціни системи.....	91
ВИСНОВОК.....	93
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	94

## СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

ВЧІ – вимірювач часових інтервалів.

TOF (англ. time -of -flight) – час польоту.

TDC (англ. Time-To-Digital Converter) - перетворювач часу в цифровий сигнал.

АЦП - аналогово-цифровий перетворювач.

ЦАП - цифро-аналоговий перетворювач.

ФПП – фотоприймальний пристрій.

ПКД – приймальний канал далекоміру.

PLD (англ. pulse laser diode) – імпульсний лазерний діод.

APD (англ. avalanche photodiode) – лавинний фотодіод.

TIA (англ. Transimpedance Amplifier) – трансімпедансний підсилювач.

SPI (англ. Serial Peripheral Interface) – послідовний периферійний інтерфейс.

RTC (англ. real-time clock) – годинник реального часу.

RAM (англ. Random Access Memory) – пам'ять з довільним доступом.

РКІ – рідкокристалічний індикатор.

DC/DC converter (англ. direct current) – електронна схема, що перетворює вихід джерела постійного струму (DC) від одного рівня напруги до іншого.

КМОН – кремнієво метал-окисел напівпровідникова структура.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата		5

## ВСТУП

На сьогоднішній день майже у всіх галузях виробництва, а також повсякденному житті, виникає необхідність у вимірюванні відстані до об'єкта за допомоги вимірювача, з максимальною швидкістю, з найменшою похибкою та без безпосередньої участі у процесі вимірювання та на відстані. На виробництві часто неможливо знаходитися поблизу вимірюваного об'єкта чи системи вимірювання. Для задоволення цих потреб було розроблено лазерні далекоміри.

Лазерні далекоміри за принципом роботи можна поділити на три основні групи:

1. Триангулярні. Далекіміри цього типу визначають відстань, використовуючи закони геометрії.
2. Фазові. У цих далекомірах світло лазера модулюється високочастотним сигналом.
3. Імпульсні. Далекімір вимірює час польоту спалаху світла до об'єкта і назад.

Імпульсні лазерні далекоміри — це системи високої роздільної здатності, які використовуються для вимірювання цілей, відстань яких коливається від міліметрів до кілометрів. Імпульсний лазерний далекомір працює за принципом виміру часу польоту (час затримки) світла від імпульсного лазера, яке відбивається від цілі та повертається до приймача. Вимірюючи час польоту (TOF) лазерного сигналу, можна визначити дальність, оскільки значення швидкості світла точно встановлено. Перевага імпульсного методу TOF перед багатьма іншими методами вимірювання відстані, такі як триангуляція або фазова модуляція, полягає в тому, що лазер використовується в імпульсному режимі, що дозволяє формувати імпульси надвеликої потужності. За рахунок цього можна виміряти дуже великі відстані.

									Арк.
									6
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата	ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ				



Цей тип приладів для вимірювання відстані використовується в різних сферах застосування, наприклад:

- Військові для вимірювання великих відстаней.
- Візуальні датчики роботів або автоматично керований транспортний засіб.
- Будівельна промисловість, як цифрова вимірювальна стрічка.
- Датчик безпеки для вимірювання відстані до небезпечного обладнання.
- Для вимірювання висоти малих літальних апаратів.

Як правило, імпульсні лазерні далекоміри TOF складаються з:

- Схема випромінювання імпульса – ця схема містить імпульсний лазерний діод (PLD) як джерело світла та схему керування для керування PLD та виведення світлового імпульсного вимірювання тривалістю кілька наносекунд.
- Схема приймача імпульса – ця схема включає лавинний фотодіод (APD) для фотоелектричного перетворення отриманого світла та посилення відбитого сигналу, фотоелектрично перетвореного APD.
- Блок вимірювання часу – складається з цифрового перетворювача часу (TDC), який використовується для вимірювання TOF випромінюваного лазерного імпульса.
- Мікропроцесор – використовується для розрахунку відстані та керування системою.

Зараз на ринку представлено велику кількість електронних систем вимірювання відстані. Дані системи відрізняються за принципом роботи, граничною відстанню вимірювання, точністю, додаткових функцій, варіантом живлення, ціною та можливістю підключення до ПК.

# 1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ ТА ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ

## 1.1 Принцип дії лазерного імпульсного далекоміра

Робота лазерних імпульсних далекомірів заснована на методі вимірювання інтервалу часу між моментом випромінювання зондуєчого лазерного моноімпульса (старт-імпульс) і моментом прийому відбитого від об'єкта випромінювання (стоп-імпульс). Осередком випромінювання в таких приладах є імпульсний лазер (зазвичай твердотільний або напівпровідниковий), випромінювання якого фокусується за допомогою оптичної формуючої установки [1].

Під час формування лазерного імпульсу частина лазерного випромінювання відводиться на фотоприймальному пристрої. Відбите від об'єкта випромінювання потрапляє в приймальний канал, що складається з приймача випромінювання і підсилювача сигналу. Вимірювач часових інтервалів (ВЧІ) починає роботу в момент випромінювання сформованого лазерного імпульсу і завершує її в момент прийому відбитого випромінювання на приймаючому пристрої, потім формується цифровий код отриманого результату.

Блок синхронізації і управління здійснює інтерпретацію і підвищення точності отриманих результатів для подальшого формування сигналу на індикаторі, а також отримує команди від блоків керування.

Дальність до об'єкта розраховується при постійній швидкості поширення електромагнітного випромінювання в шарі заданого середовища (атмосфера, космос, вода). При цьому враховується, що лазерне випромінювання проходить подвійну відстань, вираз має наступний вигляд:

$$L = \frac{c\Delta t}{2n}, \quad (1.1)$$

де  $c$  – швидкість світла у вакуумі;

$\Delta t$  – інтервал часу між моментом відправки і прийманням випромінювання лазерного імпульсу;

$n$  – показник заломлення середовища.

Щоб мінімізувати похибку вимірювання відстані до необхідного об'єкта потрібно забезпечити сталу швидкість поширення випромінювання в шарі середовища і прямолінійність лазерного імпульсу. Але дані умови не завжди можуть бути забезпечені: наприклад, при розташуванні далекоміра на літальному апараті і під час скануванні їм об'єктів на поверхні Землі, враховується явище рефракції, яке приводить до спотворення оптичного шляху лазерного випромінювання. При лазерній локації в турбулентних середовищах оптичний маршрут лазерного випромінювання також суттєво відрізняється від прямолінійного. Основна частина похибок вимірювання дальності до об'єкта складається з похибок, що виникають під час виміру тимчасового інтервалу між моментом відправки і прийманням випромінювання зондуючого імпульсу.

Існують такі похибки:

- систематична похибка, яка спричинена різним часом затримки сигналу в каналах запису випромінюваного (старт-) і прийнятого (стоп-) імпульсів;

- похибка, що обмежена кінцевою дискретністю вимірювача часових інтервалів;

- похибка тимчасової фіксації випромінюваних імпульсів.

Систематичну похибку, яка спричинена різницею часом затримки сигналу в каналах фіксації випромінюваного (старт) і прийнятого (стоп-) імпульсів, можна мінімізувати або врахувати при вимірюванні тимчасового інтервалу, внаслідок систематичності характеру цієї похибки. Мінімізація представленої похибки відбувається при схемній компенсації, а при схемі суміщеного старту, коли старт- і стоп- імпульси приймаються на один приймач випромінювання, похибка повністю компенсується. У лазерних системах без поєднаного старту дану систематичну похибку враховують за рахунок багаторазового вимірювання каліброваної дистанції.

Вплив дискретності вимірювача часових інтервалів при несинхронності його внутрішньої тактової частоти з моментами випромінювання зондуєчого імпульсу оцінюється по дисперсії пов'язаної з нею похибки за допомогою наступного виразу:

$$D = \frac{\Delta d^2}{6}, \quad (1.2)$$

де  $\Delta d$  – дискретність вимірювача часових інтервалів в одиницях дальності.

Середнє квадратичне відхилення оцінки дальності  $\delta = 0,408\Delta d$ . Під час користування тактовим генератором для вимірювача часових інтервалів з робочою частотою від 150 Гц до 300 МГц похибка, що викликана дискретністю, складе від 0,1 до 0,2 метра.

Отже, лазерні імпульсні далекоміри проектується для вимірювання відстані до об'єкта від часток метра до десятків кілометрів, що відповідає часу вимірювального тимчасового інтервалу від наносекунд до мілісекунд. Час вимірювання лазерними далекомірами незмінний і визначається оператором. Це безпосередню полегшує отримання задовільної сталої роздільної здатності і суттєво скорочує вимоги до вимірювача часових інтервалів.

Для збільшення точності вимірювання відстані використовуються методи вимірювання часових інтервалів.

## 1.2 Методи вимірювання часових інтервалів

**Метод безпосереднього рахунку.** Сутність даного методу полягає в представленні вимірюваного інтервалу часу  $T_{\text{вим}}$  ( $T_{\text{вим}} = T_x$ ), що задається двома імпульсами - старт- і стоп-, як послідовності деякого числа лічильних імпульсів з відомим зразковим періодом слідування  $T_{\text{сл}}$ . За кількістю рахункових імпульсів судять про розмір вимірюваного інтервалу. Представлений принцип ілюстрований на рисунку 1.1. Вимірюваний інтервал

часу, заданий старт- і стоп-імпульсами (рис. 1.1, *a*), перетворюється на прямокутний імпульс (рис. 1.1, *б*), який «вирізає» з періодичної послідовності лічильних імпульсів (рис. 1.1, *в*) ділянку, що містить  $m$  імпульсів (рис. 1.1, *г*). Значення вимірюваного інтервалу часу визначається як:

$$T_x = mT_{сл}. \quad (1.3)$$

Структурна схема ВЧІ, яка реалізує цей метод, наведена на рисунку 1.2. Між генератором лічильних імпульсів і лічильником увімкнений часовий селектор, через який лічильні імпульси проходять на лічильник тільки тоді, 2коли на нього впливає стробуючий імпульс тривалість  $T_x$ , сформований блоком формування з старт- і стоп-імпульсів. Такий метод відрізняється задовільною лінійністю та великим динамічним діапазоном. Власний дозвіл методу безпосереднього рахунку становить  $\pm T_{сл}$ , наприклад  $\pm 5$  нс при частоті слідування лічильних імпульсів 200 МГц, що відповідає відстані  $\pm 0,75$  м.

Роздільну здатність можна покращити за допомогою усереднення, але одночасно з цим збільшується час вимірювання [4,5].

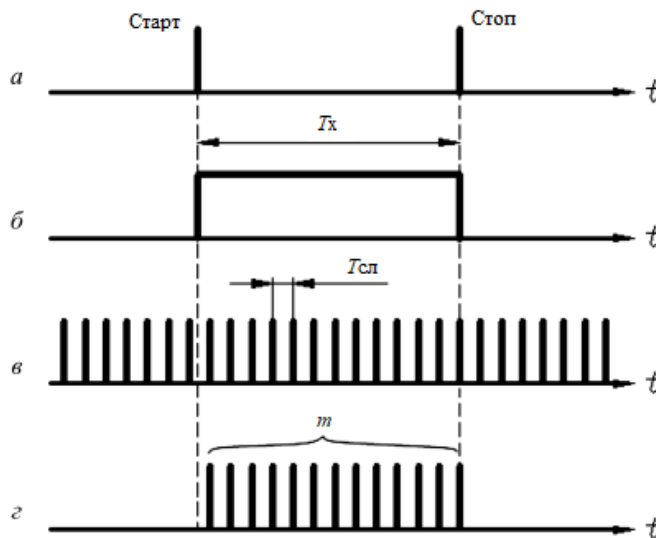


Рисунок 1.1 – Діаграми вимірювання часових інтервалів методом безпосереднього рахунку імпульсів: *a* – старт- і стоп-імпульси; *б* – прямокутний імпульс; *в* - періодична послідовність лічильних імпульсів; *г* –  $m$  вирізаних імпульсів

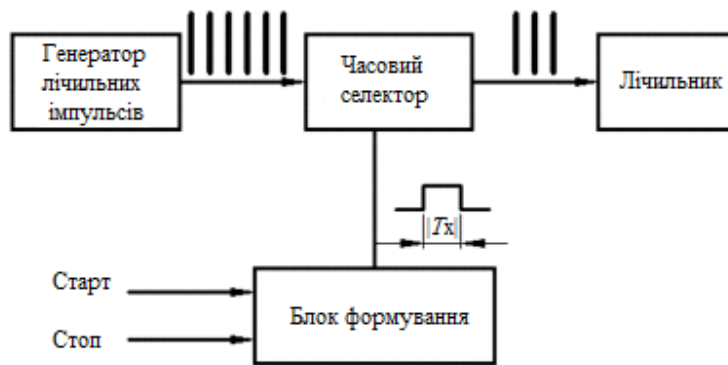


Рисунок 1.2 – Структурна схема вимірювання часових інтервалів методом безпосереднього рахунку імпульсів

**Аналоговий метод.** При аналоговому методі вимірювання часових інтервалів конденсатор схеми ВЧІ заряджається або розряджається постійним струмом протягом часового інтервалу. Напруга з конденсатора надходить на аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Конструкція керуючого пристрою або цифрової частини аналогового перетворювача часу в амплітуду залежить від специфіки його застосування. Найбільш важлива перевага аналогового методу вимірювання часових інтервалів — його власна стійка роздільна здатність, яка може становити лише кілька пікосекунд. Типова лінійність методу дорівнює 0,1%, і через цю причину важко досягти точності хоча б 100 пс (1,5 см) за проміжок часу, більший за 100 нс (15 м). Таким чином, цей метод найбільше підходить для вимірювань на коротких дистанціях. Ще одним недоліком методу є температурний дрейф [4,5].

**Інтерполяційні методи.** Застосування методу безпосереднього рахунку в ланцюзі інтерполяції показує гарні результати при вимірюванні тимчасових інтервалів.

Сутність методу полягає в тому, що крім цілого числа періодів рахункових імпульсів, що заповнюють вимірюваний інтервал часу, враховуються і дробові частини періоду, укладені між старт-імпульсом та першим рахунковим імпульсом, а також між останнім рахунковим імпульсом та стоп-імпульсом.

Принцип реалізації цього методу ілюструє рисунок 1.3. Старт- і стоп-імпульси задають вимірюваний інтервал часу  $T_{\text{вим}}$  (рис. 1.3, а). Лічильні імпульси з періодом  $T_{\text{сл}}$  (рис. 1.3, б) заповнюють часові «ворота»  $T_{\text{вим}}$  (рис. 1.3, в). Число імпульсів дорівнює  $m_0$ . Перший лічильний імпульс, що потрапив у «ворота», запізнюється відносно їхнього фронту на час  $\Delta t_1$ , а зріз «воріт» і черговий лічильний імпульс, що з'являється після зрізу, розділяє інтервал  $\Delta t_2$  (рис. 1.3, з). Отже, вимірюваний інтервал часу поділяється на три частини:

$$T_{\text{вим}} = m_0 T_{\text{сл}} + \Delta t_1 - \Delta t_2. \quad (1.4)$$

Похибка дискретності виключається, якщо врахувати точно часові відрізки  $\Delta t_1$  та  $\Delta t_2$ . Вимірювання інтервалів  $\Delta t_1$  та  $\Delta t_2$  відбувається в такий спосіб.

За час  $\Delta t_1$  лінійно заряджається конденсатор, який потім розряджається в  $K$  разів повільніше, тобто час розряду складає  $K\Delta t_1$  (рис. 1.3, д). Цей інтервал заповнюється тими самими рахунковими імпульсами і підраховується їх число  $m_1$  (рис. 1.3, е, позначенням осі часу  $t^*$  підкреслюється, що тут масштаб часу відрізняється від масштабу часу інших графіків).

Аналогічно "розтягується" відрізок  $\Delta t_2$ . Отриманий інтервал  $K\Delta t_2$  також заповнюється лічильними імпульсами, кількість яких становить  $m_2$ . Так як  $m_1 = K\Delta t_1 / T_{\text{сл}}$  та  $m_2 = K\Delta t_2 / T_{\text{сл}}$ , підстановка значень  $\Delta t_1 = m_1 T_{\text{сл}} / K$  та  $\Delta t_2 = m_2 T_{\text{сл}} / K$  в формулу (1.3):

$$T_{\text{вим}} = (Km_0 + m_1 - m_2) \frac{T_{\text{сл}}}{K}, \quad (1.5)$$

або

$$T_{\text{вим}} = \frac{Km_0 + m_1 - m_2}{K} T_{\text{сл}}. \quad (1.6)$$

Позначивши  $Km_0 + m_1 - m_2 = m$  та  $KT_{\text{сл}} = T'_{\text{сл}}$ , підставивши в формулу (1.6) отримаємо:

$$T_{\text{вим}} = \frac{m}{T'_{\text{сл}}}. \quad (1.7)$$

З виразу (1.7) видно, що інтервал часу вимірюється з максимальною абсолютною похибкою дискретності  $T'_{сл} = T_{сл} / K$ , що рівносильно заповненню його лічильними імпульсами з частотою прямування в  $K$  рази вище, ніж  $T_{сл}$ .

Наприклад, при  $T_{сл} = 10$  МГц і  $K = 1000$  похибка дискретності інтерполяційного методу буде такою самою, як і при методі безпосереднього рахунку з використанням рахункових імпульсів з частотою 10 ГГц [6].

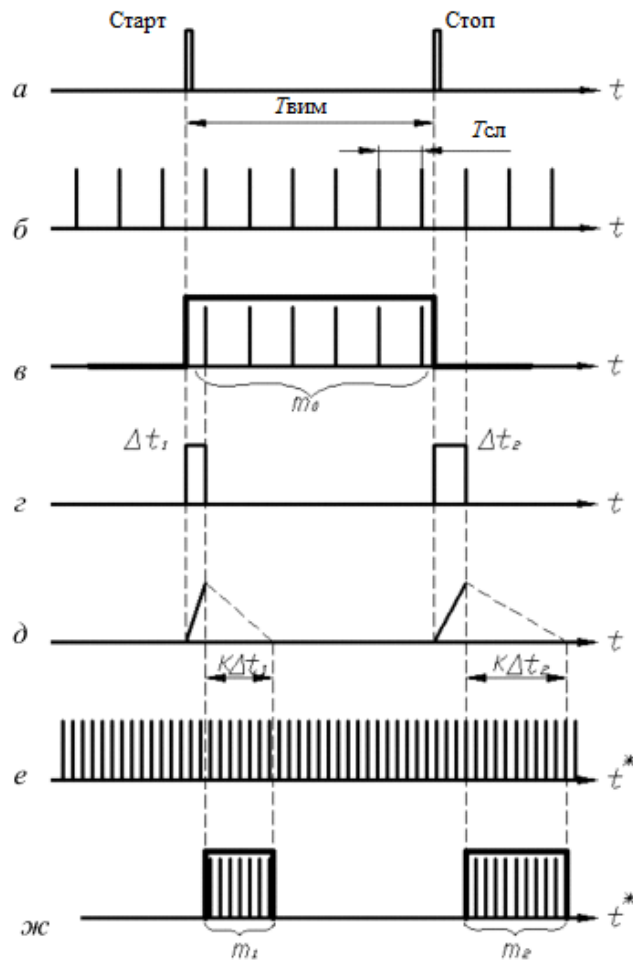


Рисунок 1.3 – Діаграми вимірювання часових інтервалів, що поєднують методи безпосереднього рахунку та інтерполяційного ланцюга: *а* – старт- і стоп-імпульси; *б* – лічильні імпульси  $T_{сл}$ ; *в* – часові «ворота»  $T_{вим}$  для лічильних імпульсів; *г* – лічильні інтервали  $\Delta t_1$  та  $\Delta t_2$ ; *д* – розтяг інтервалів  $\Delta t_1$  та  $\Delta t_2$ ; *е* – заповнення інтервалів імпульсами; *ж* - рахунок числа імпульсів в інтервалі



**Ноніусний метод.** Принцип ноніусного методу продемонстровано на рисунку 1.4. Даний метод застосовується в техніці вимірювання часових інтервалів як інструмент для зменшення похибки методу безпосереднього рахунку та як самостійний метод побудови деяких вимірювальних пристроїв.

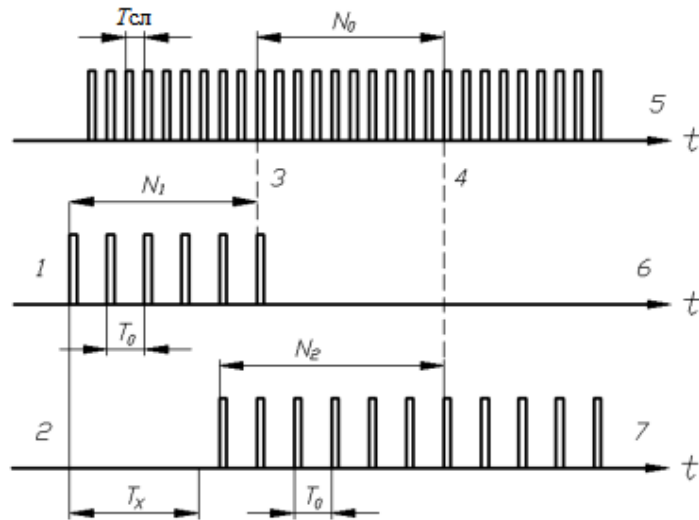


Рисунок 1.4 – Діаграми вимірювання часових інтервалів ноніусним методом: 1, 2 – старт- і стоп-імпульси; 3, 4 – моменти стартового и стопового збігу; 5 – лічильна послідовність; 6, 7 – імпульси, які формуються працюючими ноніусними генераторами.

Старт- та стоп-імпульси, які в загальному випадку можуть бути несинхронні з імпульсами лічильної послідовності, запускають два окремих ноніусних генератора, когерентних по фазі зі старт- і стоп-імпульсами відповідно [15]. Періоди імпульсів, формуються цими генераторами, трохи менше періоду імпульсів лічильної послідовності. Вихідні сигнали ноніусних генераторів зміщуються з сигналом лічильної послідовності, і моменти їх збігу детектуються. Вимірюваний часовий інтервал  $T_{\text{вим}}$  можна знайти за допомоги рахунку числа стартових генераторних імпульсів  $N_1$  аж до аналогічного збігу та числа лічильних імпульсів  $N_0$  між цими двома збігами:

$$T_{\text{вим}} = T_{\text{сл}} \left[ N_0 + \frac{T_0}{T_{\text{сл}}} (N_1 - N_2) \right]. \quad (1.8)$$

Отримана таким образом роздільна здатність пропорційно між періодами лічильних імпульсів та імпульсів роздільних ноніусних генераторів.

Теоретично стійка роздільна здатність може бути доведена до десятків пікосекунд. Однак при цьому пред'являються жорсткі вимоги до вузлів схеми: необхідно забезпечити високу стабільність частот лічильних імпульсів та генераторів, що запускаються, а також високу роздільну здатність схем збігу.

Розглянуті методи побудови ВЧІ різняться за досяжною точністю та складністю реалізації. Найпростішим і найбільш неточним методом є метод безпосереднього рахунку, однак і за його допомогою можуть бути отримані малі похибки виміру, якщо тривалість лазерного імпульсу буде короткою. У ролі джерел випромінювання в імпульсних далекомірах можуть виступати твердотільні та напівпровідникові лазери. Як вже зазначалося вище, точність виміру дальності безпосередньо залежить від тривалості та крутості переднього фронту випромінюваного імпульса.

Сучасні твердотільні та напівпровідникові лазерні випромінювачі можуть генерувати імпульси малої тривалості (одиниці наносекунд), але при цьому енергія імпульсу напівпровідникового лазера на кілька порядків нижче, що сильно обмежує граничну вимірювану приладом дальність. Застосування напівпровідникових лазерних випромінювачів в імпульсних далекомірах дуже доцільно внаслідок їх невисокої вартості, малих габаритів та низького енергоспоживання. У разі, коли імпульсний далекомір з напівпровідниковим лазером не може забезпечити необхідну дальність дії при посиленні одного імпульсу, застосовують метод накопичення слабких відбитих сигналів при багаторазовому зондуванні об'єкта. При статистичному некогерентному накопиченні еквівалентна енергія сигналу збільшується в  $\sqrt{N}$  разів, де  $N$  – число імпульсів в серії (об'єм накопичення).

Апаратурна реалізація цієї процедури здійснюється засобами цифрової техніки, які забезпечують аналого-цифрове перетворення прийнятого сигналу з дискретизацією його за часом і за амплітудою, статистичну обробку отриманих числових масивів та прийняття рішення щодо результатів обробки [16]. Імпульсний метод вимірювання дальності накладає обмеження на кількість вимірювань, що продукуються в одиницю часу: кожен наступний імпульс зондуючого лазерного випромінювання може бути надісланий тільки після реєстрації попереднього відбитого від об'єкта імпульсу (або після закінчення тимчасового захисного інтервалу).

Гранична частота зондувальних лазерних імпульсів залежить від діапазону вимірюваних далекоміром дистанцій і може бути розрахована за формулою:

$$f_{\max} = \frac{c}{2L_{\max}}, \quad (1.9)$$

де  $L_{\max}$  – максимальна вимірювальна дальність.

Особливо важливо враховувати значення даної частоти при проектуванні далекомірів з напівпровідниковим лазером, в яких реалізується режим багаторазового зондування імпульсами випромінювання.

Для більшості сучасних стандартних застосувань достатньо, щоб похибка вимірювання дальності не перевищувала 0,5...1,0 м. Таким вимогам відповідають лазерні імпульсні далекоміри, що мають ряд переваг у порівнянні з фазовими далекомірами: високою стійкістю методу вимірювання, простотою схемно-технічних рішень, невисокою собівартістю.

Однак ряд завдань вимагає значно більшої точності вимірювання дальності: вимірювання швидкості та абсолютних координат об'єктів, визначення профілю об'єкта. У подібних випадках максимальну похибку вимірювання дальності необхідно знижувати до 0,2 ... 0,3 м, що вимагає застосування спеціальних алгоритмів обробки результатів вимірювань дальності або використання лазерних далекомірів інших типів [6].

### 1.3 Основи світлоенергетичного розрахунку імпульсних далекомірів

Основні завдання, що вирішуються в процесі світлоенергетичного розрахунку далекоміра - визначення граничної вимірюваної дальності при заданих конструктивних параметрах: імпульсної потужності лазера, виявних характеристиках фотоприймальних пристрів (ФПП), умовах застосування далекоміра.

Щоб здійснити вимірювання дальності до об'єкта, необхідно забезпечити його впевнене виявлення, тобто чітку реєстрацію відбитого від об'єкта імпульсного сигналу. При цьому основним параметром, що визначає виявну здатність приймального каналу далекоміру (ПКД), є апаратне відношення сигнал/шум  $\mu_a$  на виході ФПП, оскільки сигнал з виходу ФПП надходить на вхід порогового пристрою, що приймає рішення про наявність або про відсутність відображеного від об'єкта сигналу. У свою чергу, ймовірність виявлення сигналу від об'єкта є однозначною функцією цього відношення.

Вирази, що приймаються для розрахунку ймовірності виявлення відбитого випромінювання на виході порогового пристрою в залежності від значення апаратного відношення сигнал/шум  $\mu_a$ , являють собою в тому чи іншому вигляді інтегральну функцію розподілу нормальної щільності ймовірності і відрізняються вибором порога.

Відсутність апріорної інформації про наявність у полі зору ПКД лазерної плями на об'єкті істотно знижує ймовірність правильного виявлення відбитого випромінювання при зростанні ймовірність помилкової тривоги. Це необхідно враховувати при виборі критерію, що дозволяє визначити граничне значення відношення сигнал/шум  $\mu_{a-пор}$ .

Критерій Неймана - Пірсона найбільш повно задовольняє умовам поставленого завдання, оскільки не вимагає апріорної інформації про об'єкт і про імовірнісні характеристики його виявлення [7].

В літературних джерелах наведено граничне значення відношення сигнал/шум  $\mu_{a-пор} = 2,5$ , що відповідає 50%-ї ймовірності виявлення відбитого випромінювання на виході ФПП, У свою чергу, ймовірність  $P_0$  правильного виявлення пороговим пристроєм сигналу від об'єкта на фоні адитивного нормального шуму розраховується згідно з виразом:

$$P_0 = \Phi(\mu_a - \mu_{a-пор}), \quad (1.10)$$

$$\text{де } \Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z \exp(-\frac{t^2}{2}) dt.$$

На рисунку 1.5 представлена залежність ймовірності виявлення відбитого від об'єкта випромінювання  $P_0$  від апаратного відношення сигнал/шум при порозі  $\mu_{a-пор} = 2,5$ .

Аналіз графіка, а також точних розрахункових значень  $P_0$  та  $\mu_a$ , представлених у таблиці 1.1, дозволяє зробити висновок, що для забезпечення заданої ймовірності  $P_0 = 0,95$  виявлення відбитого випромінювання за допомогою ПКД цілком достатньо, щоб апаратне відношення сигнал/шум на виході ФПП було  $\mu_a \geq 6$ .

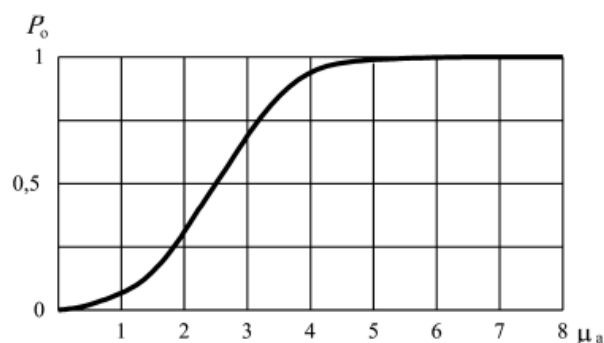


Рисунок 1.5 – Залежність ймовірності виявлення випромінювання об'єкта від апаратного відношення сигнал/шум

Таблиця 1.1 – Розрахункові значення апаратного відношення сигнал/шум та ймовірності виявлення відбитого випромінювання

$\mu_a$	$P_0$	$\mu_a$	$P_0$
0	0,0062	3,5	0,8413
0,5	0,0228	4,0	0,9332
1,0	0,0668	4,5	0,9772
1,5	0,1587	5,0	0,9938
2,0	0,3085	5,5	0,9986
2,5	0,5000	6,0	0,9998
3,0	0,6915	6,5	1,000

Отже, метою даної роботи є розробка електронної системи лазерного вимірювання відстані малої та середньої дистанції з високою точністю вимірювання. Параметри проектованої системи наступні:

- Гранична дальність: до 1000 м.
- Відносно мала похибка вимірювань.
- Наявність РКІ дисплея для відображення інформації.
- Дані вимірювань повинні зберігатися в енергонезалежній пам'яті.
- Наявність годинника реального часу.
- Можливість керувати системою за допомоги клавіатури.

## 2 НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

### 2.1 Дослідження методів обробки сигналів в лазерних системах вимірювання відстані

Сучасні лазерні системи виміру дальності об'єднують в собі переваги імпульсних і фазових систем. Інтенсивний розвиток даних систем спровокував велику кількість досліджень, що дозволяють реалізувати такі методи обробки сигналів:

**Імпульсно-фазовий метод.** Заснований на модуляції по амплітуді високочастотного сигналу сигналом імпульсу випромінювання, вимірюється фаза високочастотного сигналу. Порівняння її показників з фазою опорного коливання здійснюється за допомоги модуляційного методу детектування, що дозволяє суттєво збільшити чутливість індикації [8]. Даний метод реалізується так: наприклад, існує імпульс випромінювання тривалістю  $\tau_u$ , модульований за інтенсивністю з частотою  $\omega_1 \gg 2\pi/\tau_i$ . Тоді сигнал, що відбився від об'єкта, на виході фотоприймача описується наступним виразом:

$$U_c(t) = U_0[1 + m \cos(\omega_1 t + \varphi(t) + \varphi_r)], \quad (2.1)$$

при  $nT < t < nT + \tau_i$ ,

де  $m$  – коефіцієнт модуляції;

$\varphi_r$  – фаза коливання, що визначається значенням відстані;

$T$  – період проходження імпульсів;

$n$  – кратність періоду.

Сигнал з виходу фотоприймача подається на один вхід фазового детектора, одночасно подається опорний сигнал на другий вхід:

$$U_r(t) = U_m \sin \left[ \omega_1 t + \varphi(\tau) + \frac{\pi}{2} (-1)^n \right], \quad (2.2)$$

де  $\varphi(\tau)$  – плавно регульована відома фаза.

На виході фільтра фазового детектора буде формуватися імпульсний сигнал з амплітудою:

$$U_{\text{вих}} = 0,5mU_0U_m \cos \left[ \varphi(\tau) - \varphi_r + \frac{\pi}{2}(-1)^n \right]. \quad (2.3)$$

Амплітуди сусідніх імпульсів будуть різними на значення:

$$\Delta U = 0,5mU_0U_m \sin[\varphi(\tau) - \varphi_r], \quad (2.4)$$

У представлений системі невідома фаза визначається по фазі опорного колювання  $\varphi(\tau)$ , показники якої відраховуються в положенні, відповідному рівності амплітуд вихідних імпульсів. Недоліком такого варіанту будови системи є ускладнення процесу формування потужного токового імпульсу з високим коефіцієнтом модуляції при синусоїдальній моделюючій функції. Частково ця проблема вирішується, якщо використовувати імпульсну модуляцію.

**Метод перетворення частоти гармонійних складових випроміненого та відбитого сигналів.** Принцип дії такого методу базується на процесі випромінювання повторюваного імпульсного сигналу з періодом проходження  $T$ . Даний сигнал зображується як сума гармонійних колювань частот, які кратні  $F = 1/T$ :

$$P(t) = P_0 \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi Ft - \varphi_n), \quad (2.5)$$

де  $P_0$  – амплітуда потужності імпульсів;

$A_n$  – амплітуда гармонік імпульсу з одиничною амплітудою.

Отже, вихідний сигнал з фотоприймача одержується таким чином:

$$U(t) = KP_0 \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \left( 2\pi nFt - \varphi_n - \frac{2\pi nF}{c} \cdot 2D \right), \quad (2.6)$$

де  $D$  – вимірювана відстань.

Кінцевий член виразу, який знаходиться під функцією  $\cos$ , характеризує значення фази відставання кожної гармоніки, які пов'язані з проходженням сигналу подвійної відстані до об'єкта вимірювання. Зрозуміло, що це значення



збільшується, коли номер гармоніки  $n$  вище. Виходить, що абсолютно кожна гармонійна складова містить інформацію про параметри дистанції, яка визначається методом вимірювання різниці фаз гармоніки одного номера, що відокремлюється з відбитого і випромінюваного сигналів. Процес відокремлювання та посилення коливання даних частот з імпульсної послідовності дуже складний, та й нераціональний.

**Метод запису запізнюваного відбитого імпульсу через зміну значення фази опорного сигналу.** Даний метод, реалізований в системі виміру дальності, будучи фазовим методом індикації, не потребує додаткової модуляції випромінювання, що суттєво спрощує передаючий тракт і зменшує кількість вимог до випромінюваної тривалості імпульсу. Даний метод описується так: наприклад, існує високочастотне коливання виду  $a = A \sin[\omega t + \varphi_1]$ . Час затримки відбитого імпульсу виражається через процес зміни значення фази аргументу  $a$  таким чином:

$$a(t) = A \sin \left[ \omega t + \varphi_1 - \left( \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2D - 2\pi k \right) \right], \quad (2.7)$$

$$\text{де } \lambda = \frac{2\pi c}{\omega};$$

$k$  – ціле число фазових циклів за час затримки.

Якщо є можливим точне вимірювання фаз коливання  $a$ , такі коливання повинні відповідати моментам випромінювання та моменту отримання сигналу, тоді час запізнювання визначається за різницею їх значень  $\Delta\varphi$ . Час запізнювання, що в межах одного фазового циклу частоти, рівний  $\Delta t = \omega\Delta\varphi$ .

При опорній напрузі:

$$U_{\text{оп}}(t) = U_m \cos \left[ \omega t + \varphi_1 + \varphi_n + \frac{\pi}{2} (-1)^n \right], \quad (2.8)$$

де  $\varphi_n$  – плавно змінювана фаза;

$n$  – порядковий номер імпульсу.

Опорна напруга  $U_{\text{оп}}(t)$  в парі з відбитим імпульсом  $U(t)$  подається на фазовий детектор.

Амплітуда напруги, яка на виході фазового детектора, представляється у вигляді:

$$U_{\text{вих}} \approx \int_{t_1}^{t_1+\tau_i} U_{\text{оп}}(t)U(t)dt, \quad (2.9)$$

де  $\tau_i$  – тривалість імпульсу випромінювання;

$t_1 = 2D/c$  – затримка прийнятого імпульсу.

На виході детектора завжди буде наявна послідовність парних імпульсів, амплітуди яких відрізняються на таке значення:

$$\Delta U = 2U_m U_c \frac{\sin\left(\frac{\omega\tau_i}{2}\right)}{\frac{\omega\tau_i}{2}} \sin\left(\frac{\omega T + \omega\tau_i + \omega t_1}{2} + \varphi_1 + \varphi_{\text{п}}\right), \quad (2.10)$$

де  $U_c$  – амплітуда вхідного сигналу  $U(t)$ ;

$T$  – період повторення імпульсів сигналу  $U(t)$ .

Одним із недоліків такого методу є процес обмеження вибору опорної частоти, яка необхідна для дотримання умови  $\tau_i \ll T_{\text{оп}}/2$ . На період опорного коливання  $T_{\text{оп}}$ , вводяться обмеження по однозначності виміру з одного боку та забезпечення мінімальної різниці фаз для необхідної роздільної здатності по дальності. В літературних джерелах представлений принцип розвитку даного методу. Зміст представленого варіанту в наступному: виконується процес формування двох опорних коливань:

$$U_{\text{оп1}}(t) = U_m [1 + \cos(\omega t + \varphi_1)], \quad (2.11)$$

$$U_{\text{оп2}}(t) = U_m [1 - \cos(\omega t + \varphi_1)]. \quad (2.12)$$

Кожен із опорних коливань  $U_{\text{оп1}}(t)$  та  $U_{\text{оп2}}(t)$  разом з відбитим імпульсом  $U(t)$  надходить на свій фазовий детектор [10]. Амплітуда сигналів з виходів фазових детекторів описується представленими формулами:

$$U_{\text{вих1}} \approx \int_{t_1}^{t_1+\tau_i} U_{\text{оп1}}(t)U(t)dt, \quad (2.13)$$

$$U_{\text{вих2}} \approx \int_{t_1}^{t_1+\tau_i} U_{\text{оп2}}(t)U(t)dt. \quad (2.14)$$

Завдяки цьому усувається необхідність перевероту фази опорного колювання кожний період випромінювання імпульсного сигналу. Під час зміни фази опорних колювань в межах від 0 до  $\pi$  показники вимірювання є однозначними, а в інтервалі від  $0,3\pi$  до  $0,7\pi$  залежність вихідної напруги від дальності в достатній мірі лінійна, що характерно для фазового детектора. Показник крутизни характеристик фазових детекторів є з протилежним знаком, тоді процес обчислення відстані зводиться до відношення амплітуд сигналів з виходу фазових детекторів.

Отже, найбільш ефективним є імпульсно-фазовий метод, який базується на принципі реєстрації відбитого імпульсу, що запізнюється, через зміну значення фази опорного сигналу. Представлений метод не потребує складної модуляції імпульсу випромінювання, що дозволяє застосовувати імпульсні випромінювачі з елементарним генератором струму накачування, також виключається користування складної аналогової частини схеми обробки із застосуванням гетеродинів і змішувачів. Впровадження двох опорних протифазних колювань дає можливість виключити переверот фази опорного колювання та підвести процес вимірювання відстані до методу порівняння амплітуд двох імпульсів, які надходять з виходів фазових детекторів. Подальший процес обробки сигналів з виходів модуляційних фазових детекторів можливо здійснювати аналоговими та цифровими методами [1,8].

## 2.2 Моделювання вимірювання дальності сигналу

Представлений варіант імпульсно-фазового методу вимірювання відстаней, особливістю якого є імпульсний режим джерела випромінювання, що дозволяє суттєво підвищити відстань вимірювань при збереженні високої точності вимірювання.

В імпульсно-фазовому методі обробки сигналу частотою модуляції є частота проходження імпульсів випромінювання, яка принципово задається спеціальним генератором і є масштабною частотою. Далекомір проектується за схемою з перетворенням (зниженням) масштабної частоти – гетеродинуванням до більш низької (на кілька порядків) вимірювальної частоти [3]. Завдяки цьому процес вимірювання інтервалу часу між опорним і інформаційним імпульсами виконується з великою точністю за допомоги спеціального цифрового фазометра. На рисунку 2.1 представлено моделювання імпульсів лазерного діода за рахунок використання електронного генератора або драйвера. Імпульси проходять з частотою 100 Гц.

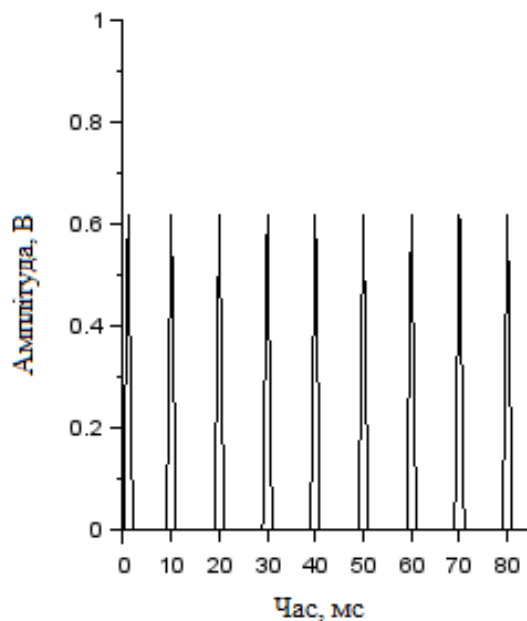


Рисунок 2.1 – Опорний сигнал імпульсно-фазового далекоміра

Даний процес моделювання виконувався в пакеті Scilab. Scilab — пакет наукових програм для чисельних обчислень, що надає потужне відкрите середовище для інженерних і наукових розрахунків. Дане програмне забезпечення підходить для професійного застосування, надаючи інструменти для різноманітних обчислень: від візуалізації, моделювання та інтерполяції до диференціальних рівнянь та математичної статистики.

Робочий простір програми та схема для моделювання імпульсів зображено на рисунку 2.2.

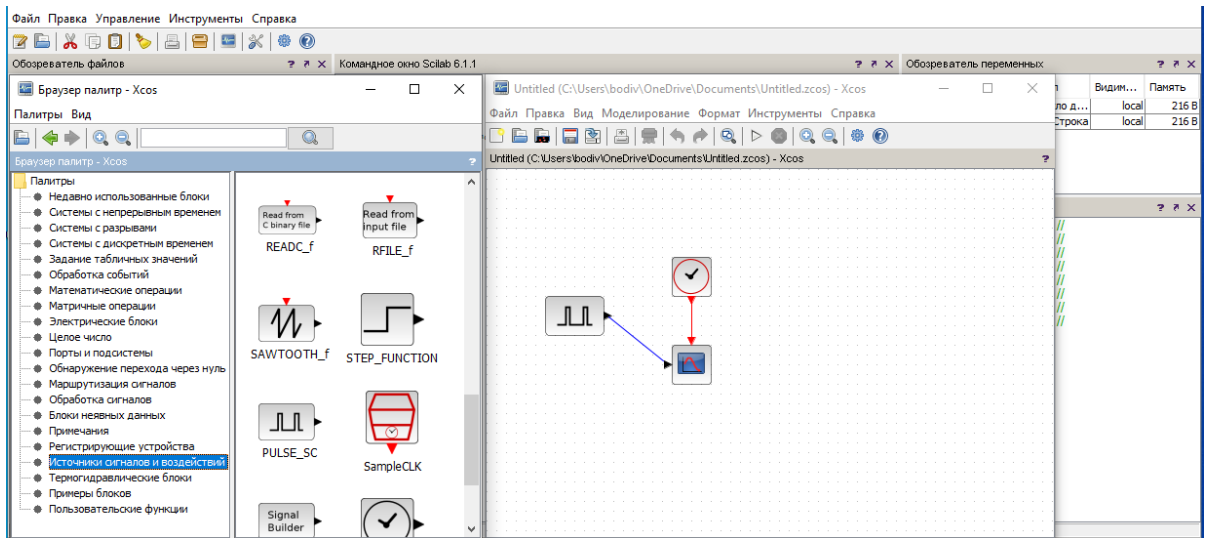


Рисунок 2.2 – Схема для моделювання імпульсів в робочому просторі Scilab

Параметри, які необхідні для точного моделювання, представлені на рисунку 2.3. Моделювання відбувалося при ідеальних умовах середовища.

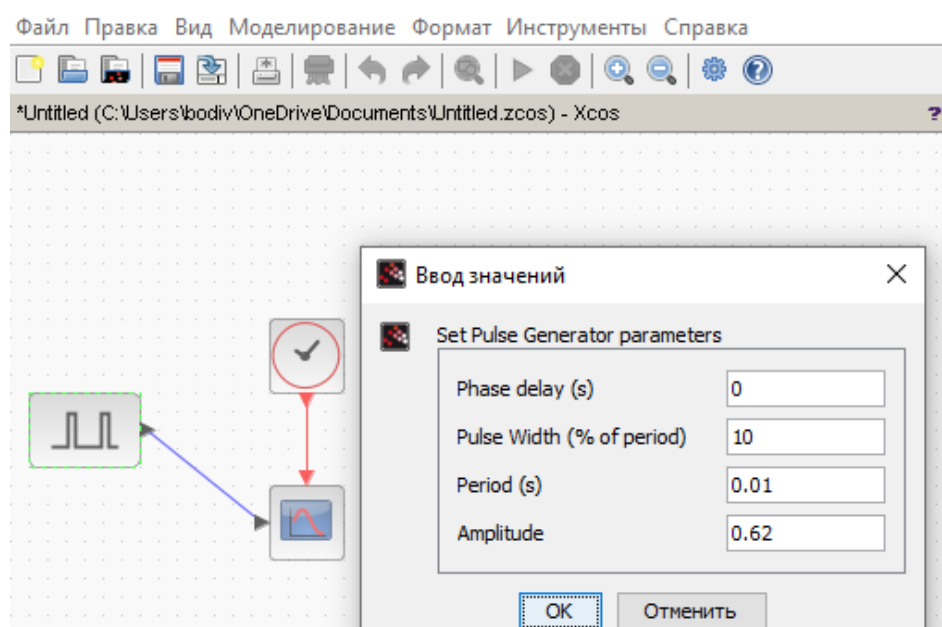


Рисунок 2.3 – Параметри моделювання

Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата
------	------	----------	-------	------

Вважатимемо, що сигнал відбився від об'єкта, прийшов на фотоприймальний пристрій з тією ж частотою, але з деяким запізненням  $\Delta\tau$ . На рисунку 2.4 представлено зображення відбитого сигналу.

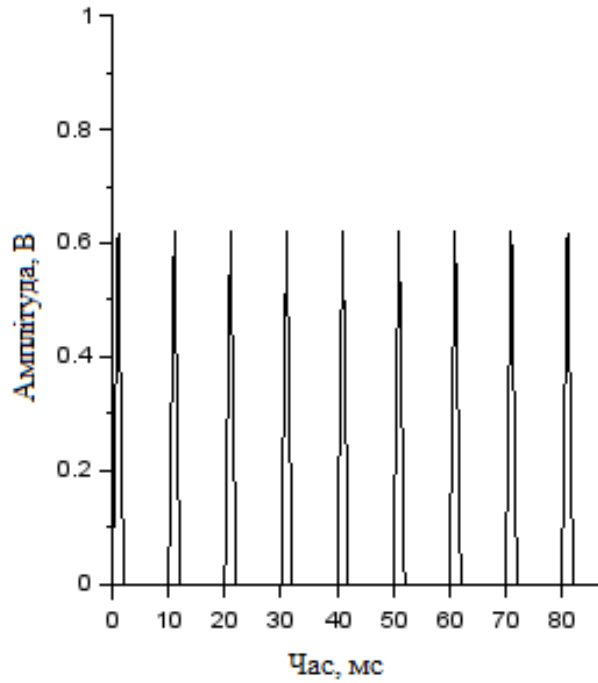


Рисунок 2.4 – Зображення відбитого (інформаційного) сигналу

Порівнявши рисунок 2.1 та 2.4 видно, що присутнє запізнювання відбитого сигналу щодо опорного. В обох випадках послідовність імпульсів проходить з частотою 100 Гц.

Отже, можна знайти дальність до об'єкта за наступним виразом:

$$\Delta\tau = \frac{2D}{c}, \quad (2.15)$$

де  $D$  – це вимірювана дальність;

$c$  – швидкість світла.

За допомоги отриманого параметра запізнювання сигналу  $\Delta\tau = 1$  мс знаходимо відстань  $D = 150$  м, також це демонструється на рисунку 2.5, на якому представлена залежність вимірюваної відстані від часу затримки відбитого сигналу.

Залежність спроектована з співвідношення (2.15), в якому представлено лінійне зростання вимірюваної відстані від затримки імпульсу інформаційного сигналу.

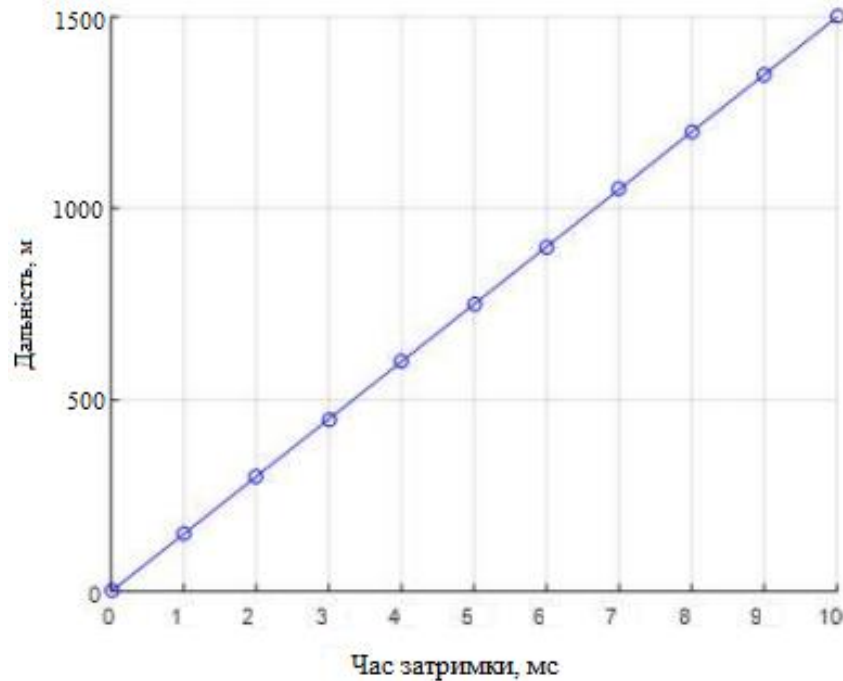


Рисунок 2.5 – Залежність відстані від часу затримки відбитого сигналу

Даний метод є ефективним при ідеальних умовах. На практиці сигнал різний за амплітудою. На рисунку 2.6 зображено:  $t_1$ ,  $t_2$  – моменти фіксації відбитих імпульсів;  $U_{пор}$  – поріг спрацьовування.

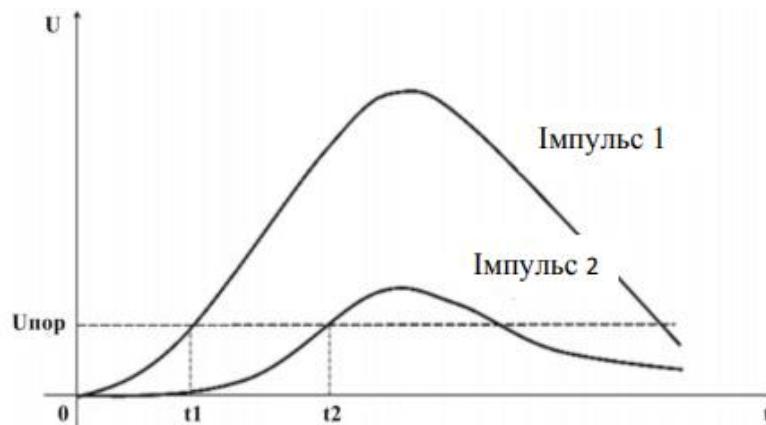


Рисунок 2.6 – Тимчасова фіксація імпульсу за часом

Похибка тимчасової фіксації імпульсів випромінювання зазвичай пов'язана з прийомом лазерного імпульсу, який відбився від об'єкта – потужність сигналу змінюється на кілька порядків залежно від відстані до об'єкта, його коефіцієнта відбиття та параметрів шару середовища поширення випромінювання. А також, на сигнал накладаються різні шуми і перешкоди приймального каналу та каналу поширення. Всі ці фактори призводить до сильних спотворень форми прийнятого сигналу, що означає похибку фіксації моменту приходу даного імпульсу кінцевим пристроєм.

При неідеальних умовах існують методи підвищення точності імпульсних лазерних далекомірів.

### 2.3 Методи підвищення точності імпульсних лазерних далекомірів

**Далекомір з твердотільним лазером.** В таких далекомірах використовується моноімпульсний метод виміру інтервалу  $T$  між випромінюваним та прийнятим від об'єкта імпульсом, дальність до об'єкта знаходиться за наступною форму:

$$R = \frac{cT}{2}, \quad (2.16)$$

де  $c$  – швидкість світла.

Існують основні похибки вимірювання часового інтервалу  $T$ : систематична похибка, дискретність вимірювача часових інтервалів, похибка часової фіксації.

Систематична похибка, характеризується різним часом затримки сигналу в каналах фіксації старт- і стоп-імпульсів. В схемі поєднаного старту, коли старт- і стоп-сигнал подаються на один приймач, вказана похибка компенсується повністю.



Дискретність ВЧІ. Якщо тактова частота ВЧІ не синхронізована з початком випромінювання зондувального імпульсу, то щільність  $W(r)$  розподілу ймовірності похибки є трикутною і визначається виразом:

$$W(r) = \begin{cases} \frac{r}{(\Delta R)^2} + \frac{1}{\Delta R} & \text{при } -\Delta R \leq r \leq 0 \\ \frac{-r}{(\Delta R)^2} + \frac{1}{\Delta R} & \text{при } 0 \leq r \leq \Delta R \end{cases}, \quad (2.17)$$

де  $r$  – дальність;

$\Delta R$  – дискретність ВЧІ в одиницях дальності.

Тоді дисперсія та середньоквадратична похибка оцінки дальності дорівнює:

$$D_{\text{ВЧІ}} = \int_{-\infty}^{+\infty} r^2 w(r) dr = \frac{\Delta R^2}{6}, \quad (2.18)$$

$$\sigma_{\text{ВЧІ}} = \sqrt{D} = 0,408\Delta R. \quad (2.19)$$

При тактовій частоті ВЧІ  $f_T = 30$  МГц, середнє значення для більшості далекомірів, дискретність  $\Delta R = 5$  м, а  $\sigma_{\text{ВЧІ}} \approx 2$  м. Для нових розробок –  $\Delta R = 1$  м, а  $\sigma_{\text{ВЧІ}} \approx 0,4$  м. Якщо ці параметри не відповідають представленим вимогам, тоді зменшують дискретність відрахунку дальності – метод перетворення тимчасового масштабу [4]. Цей метод широко використовується в недорогих далекомірах. Він забезпечує дискретність за дальністю 1 м при низькій частоті тактового генератора, що дозволяє застосовувати недорогі мікросхеми.

Похибка часової фіксації. Сигнал старт-імпульсу характеризується амплітудною та тимчасовою стабільністю. Залежно від дальності, стану локаційної, траси і типу цілі амплітуда сигналу може змінюватися на 4-6 порядків. При цьому суттєво змінюється форма сигналу через його обмеження у приймальному тракті.

Крім того, сигнал може спотворюватися шумами та перешкодами адитивного та мультиплікативного характеру. Найбільш поширений метод тимчасової прив'язки сигналу шляхом фіксації його за рівнем [4], коли момент

фіксації визначається моментом перетину сигналом порога спрацювання формувача (рис. 2.6). Цей момент фіксується генерацією стандартного стоп-імпульсу. З рисунку 2.6 видно, що його положення нестабільне і залежить від амплітуди імпульсу. Максимальна розбіжність моменту фіксації дорівнює тривалості фронту імпульсу. Існують способи усунення цієї нестабільності, проте вони досить складні і використовуються рідко [4,1]. Якщо необхідна точна фіксація імпульса, то використовують метод фіксації максимального імпульса та точки перетину нуля похідної.

На рисунку 2.7 зображена схема приймального тракту з приладом часової фіксації за методом фіксації нуля похідної.

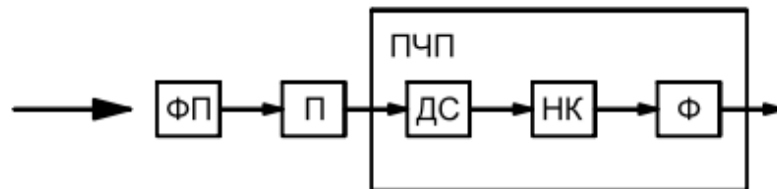


Рисунок 2.7 – Схема приймального тракту з приладом часової фіксації за методом фіксації нуля похідної: ФП – фотоприймач; П – підсилювач; ДС – диференційна складова; НК – нуль-компаратор; Ф – формувач стандартного імпульса при спрацювання нуль-компаратора; ПЧП – пристрій часової прив’язки

На рисунку 2.8 зображена схема фотоприймального тракту з модернізованим пристроєм часової прив’язки (МПЧП).

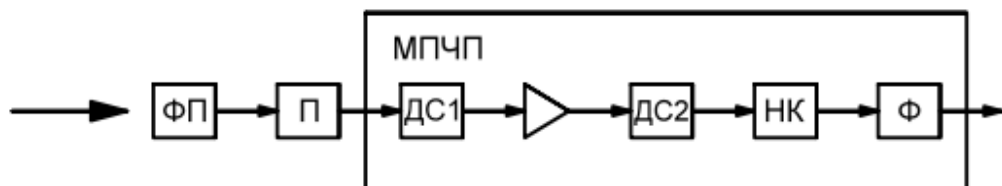


Рисунок 2.8 – Схема фотоприймального тракту з модернізованим пристроєм часової прив’язки

Таким чином, з'являється можливість значно підвищити точність моноімпульсних далекомірів на твердотільних лазерах без серйозного ускладнення апаратури.

**Далекомір з напівпровідним лазером.** Вони працюють у режимі статистичного накопичення енергії, який передбачає багаторазове повторення лазерного зондування цілі, реєстрацію суміші прийнятого сигналу та шуму приймального тракту та підсумовування (накопичення) збережених результатів, після чого приймається рішення про наявність цілі та відстані до неї [4,5]. Апаратурна реалізація цієї процедури проводиться засобами цифрової техніки, які забезпечують аналого-цифрове перетворення сигналу, що приймається з дискретизацією його за часом та амплітудою, статистичну обробку отриманих числових масивів та ухвалення рішення за результатами обробки.

Частота дискретизації за часом  $F_t$  (період дискретизації  $\sigma_t = 1/F_t$ ) задається встановленою дискретністю вимірів дальності  $\sigma R$ :

$$F_t = \frac{1}{dt} = \frac{c}{2\Delta R}, \quad (2.20)$$

де  $c$  – швидкість світла.

Якщо період дискретизації за дальністю  $\Delta R = 1$  м, то тактова частота  $F_t = 150$  МГц. Інтервали дискретизації (номінальні ступені квантування) пронумеровані відповідно до свого положення на шкалі вимірювання часу (або відстані). Таким чином, номер дискрету (адреса) відповідає певній відстані. Сам дискрет реалізується виділенням осередку пам'яті з даною адресою, в якій і здійснюється накопичення сигналів, що відповідають цій відстані за своєю часовою затримкою. Отже, дискрет дальності є каналом накопичення локаційної інформації, так званим каналом дальності.

Кількість каналів дальності знаходиться з на ступного виразу:

$$K_R = \frac{(R_{max} - R_{min})}{\Delta R}, \quad (2.21)$$

де  $R_{max}$  та  $R_{min}$  – максимальна та мінімальна вимірювальна відстань.

У кожному дискреті часу проводиться двоетапна порогова обробка. На першому етапі аналоговий сигнал квантується за амплітудою за допомогою одно- або багатопорогового перетворювача, а результати квантування реєструються у цифровій формі. Однопорогове квантування називається бінарним [5]. На другому етапі проводяться додавання накопичених чисел у кожному дискреті, порівняння результату накопичення з відомим пороговим числом і приймається рішення про присутність сигналу в даному каналі дальності.

Середньоквадратичне відхилення  $\sigma_N$  накопичених шумових викидів в кожному каналі росте в процесі накоплення по квадратичному закону:

$$\sigma_N^2 = N\sigma_1^2, \quad (2.22)$$

де  $\sigma_1$  – середньоквадратичне значення шуму.

Сигнальна складова  $S_N$  накопиченого результату росте лінійно, пропорційно обсягу нагромадження  $N$ . Метод накопичення дозволяє покращити відношення сигнал/шум в  $(S_N/\sigma_N)/(S_1/\sigma_1) = \sqrt{N}$  разів, де  $S_1$  – середня амплітуда прийнятого сигналу в кожному зондуванні.

Можна знайти затримку відбитого сигналу  $T_S$  за виразом начального моменту першого порядку масива накопичених даних в діапазоні елементарного інтервала, в якому сума накопичення максимальна:

$$T_S = \left[ (j - p) + \frac{\{KI\}}{\{K\}} \right] \cdot \Delta T, \quad (2.23)$$

де:

$$\{KI\} = \sum_{l=1}^{q-1} I k_{j-m+1+l} K_{j-m+1+l}, \quad (2.24)$$

$$\{K\} = \sum_{l=1}^q k_{j-m+1+l} K_{j-m+1+l}. \quad (2.25)$$

В даних виразах  $j$  – номер дискрета часу, в якому накопичена максимальна сума;  $K_{(a)}$  – накопичена сума в (а)-м дискреті;  $k_{(a)}$  – ваговий коефіцієнт (а)-го дискрета;  $m = t_{\text{фр}}/\Delta T$  – кількість дискретів, які відповідають тривалості фронту лазерного імпульса;  $t_{\text{фр}}$  – тривалість фронту лазерного імпульса;  $q = t_i/\Delta T$  – кількість дискретів, відповідних тривалості імпульса;  $t_i$  – тривалість лазерного імпульса;  $p$  – число поправки, що характеризує точку часової фіксації;  $\Delta T$  – тривалість дискрета.

Існує ще один варіант підвищення точності далекомірів з накопиченням – використання синхронного старту. При синхронному старті лазерний зондувальний імпульс випромінюється синхронно з тактовим імпульсом перетворювача «час-цифра» (при асинхронному – у довільний момент часу). Схема із синхронним стартом забезпечує значно більш високу точність вимірювання (рисунок 2.9). При цьому середньоквадратична похибка (СКП) монотонно зменшується із зростанням відношення  $S/N$ .

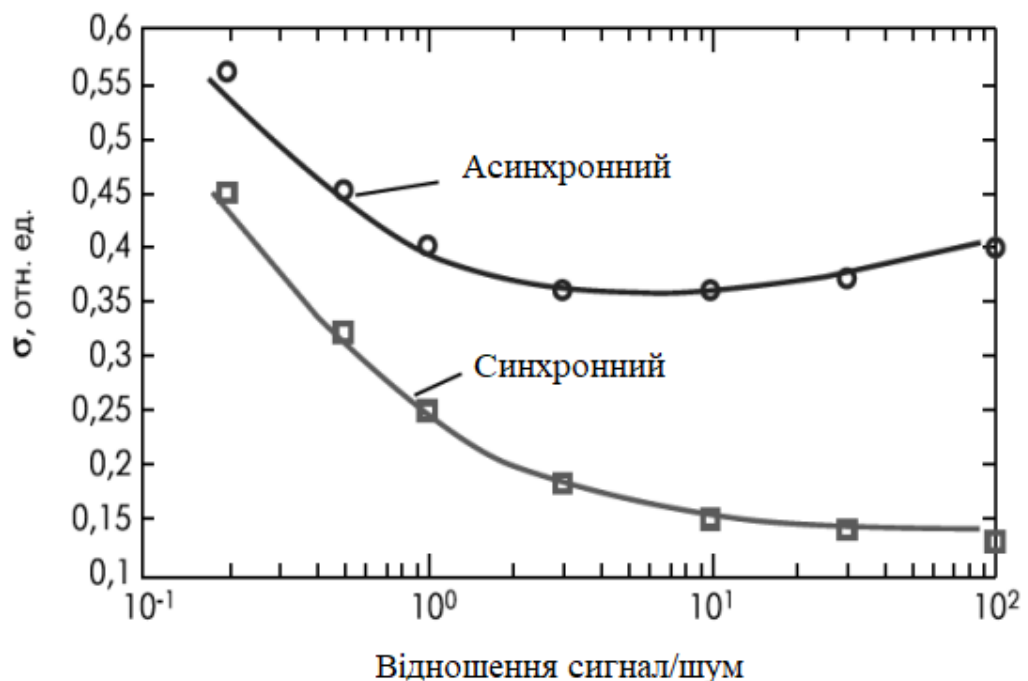


Рисунок 2.9 – Залежність СКП оцінки дальності сигналу/шуму

При асинхронному старті похибка зростає як при зменшенні, так і при збільшенні відношення  $S/N$ ; у першому випадку через зростання впливу шуму, у другому – через посилення ролі помилок округлення. Цю обставину необхідно враховувати при проектуванні приладів з підвищеними вимогами до точності вимірювання, тим більше що синхронізація випромінювання напівпровідникових лазерів з тактовою частотою ВЧІ не представляє особливих труднощів і не тягне великих матеріальних витрат в виготовленні чи значного удосконалення апаратної частини.

Отже, в даній роботі буде використовуватися напівпровідниковий лазер. Дані лазери мають, порівняно з твердотільними лазерами, ряд переваг: малі габарити, просте управління накачуванням, велика частота повторення імпульсів, високий ККД і малі параметри напруг живлення. Але мають і недоліки: обмежена потужність та велика розбіжність вихідного випромінювання, що змушує застосовувати складну оптику і компенсувати дефіцит енергії зондуючого випромінювання, використовуючи метод некогерентного накопичення [5,9]. Цей метод передбачає:

- багаторазове повторення вимірювань;
- накопичення і зберігання локаційної інформації в запам'ятовуючих пристроях каналах дальності, що відповідають порядковому номеру часозадаючого тактового імпульсу вимірювача часових інтервалів щодо моменту випромінювання зондуючого сигналу;
- кореляційну чи іншу обробку масиву накопичених даних для виділення відбитого цілю сигналу;
- тимчасову прив'язку виділеного сигналу до тактової послідовності часозадаючих імпульсів.

## 2.4 Моделювання приймального тракту з некогерентним накопиченням

Випадковий процес, який спостерігається на виході приймального тракту, дорівнює сумі сигналу та шуму (рисунок 2.10). Як видно з графіка, режим накопичення оптимально реалізується при перетворенні суміші  $S^*$  (сигнал + шум) двопороговою структурою з симетричним положенням порогів щодо нуля. В цьому випадку процедура накопичення полягає в додаванні 1 в дискрет (тайм-слот), якщо в цьому дискреті  $S^* > u_+$ , або віднімання 1, якщо  $S^* < u_-$ , де  $u_+$  та  $u_-$  - позитивний і негативний порогови спрацювання пристрою.

Пороги  $u_+$  та  $u_-$  розташовані так, щоб частота їх перевищення викидами шуму була однаковою. Це досягається за допомогою автоматичного регулювання одного або обох порогів.

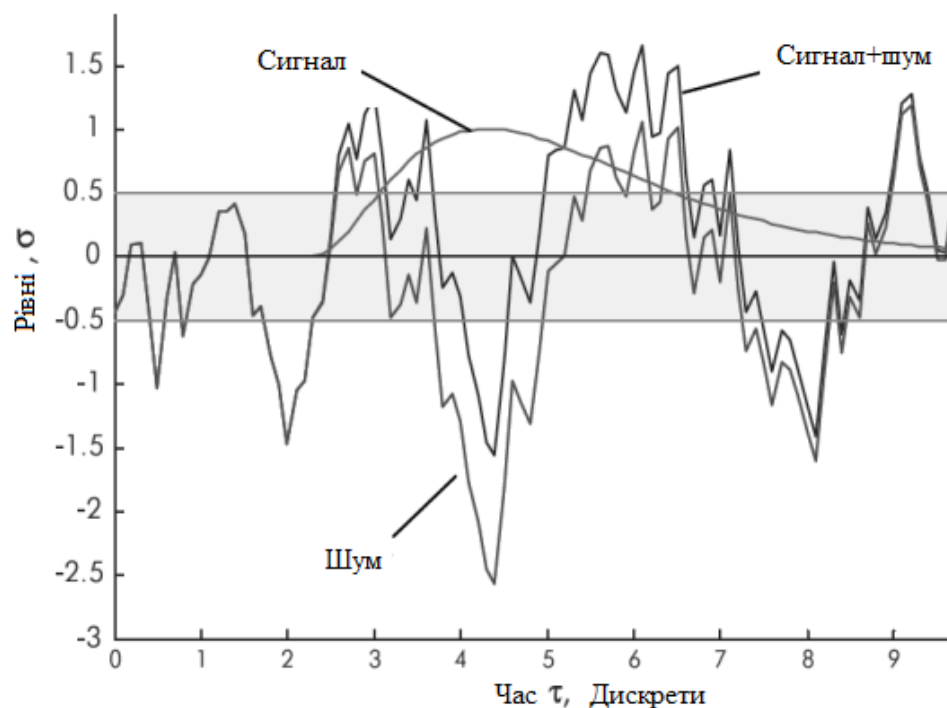


Рисунок 2.10 - Реалізація випадкового процесу сигнал + шум на вході дворівневого порогового пристрою. Порогові рівні +0,5 та -0,5 показані пунктиром. Відношення сигнал/шум  $S/N = 1$

Довжина аналізованого масиву дорівнює тривалості імпульса  $t_i$ :  $t_i = 6\Delta T$ ,  $\Delta T = 1$ , вагові коефіцієнти  $K_{(a)} = 1$ . При таких параметрах затримка імпульса знаходиться за виразом:

$$T = \left[ (j - p) + \frac{\{KI\}}{\{K\}} \right], \quad (2.26)$$

де:

$$\{KI\} = \sum_{I=1}^5 IK_{j-2+I},$$

$$\{K\} = \sum_{I=1}^6 k_{j-1+I}.$$

На основі такої моделі було проведено моделювання двопорогового накопичувача (рисунок 2.11 та 2.12).

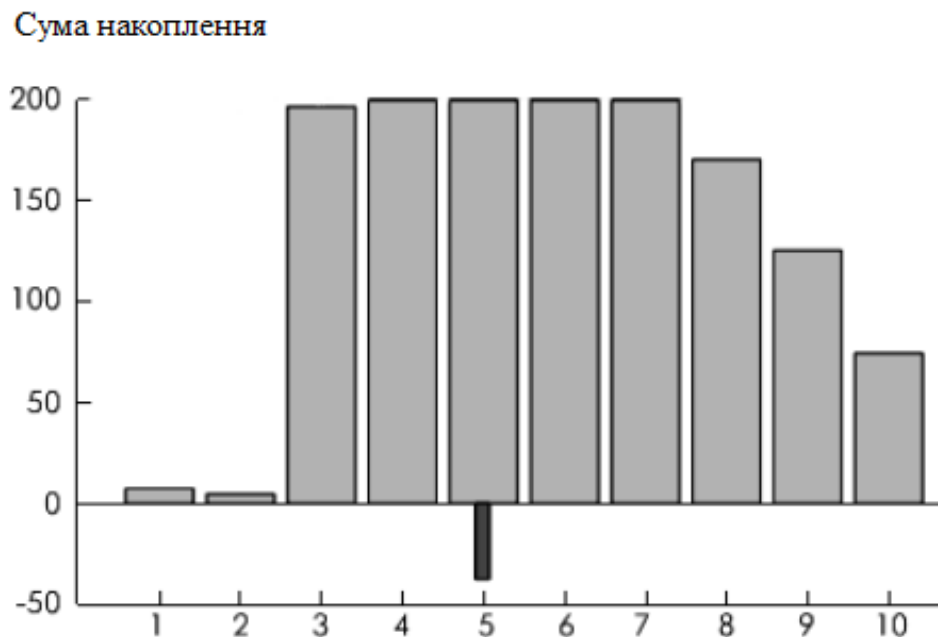


Рисунок 2.11 - Результати накопичення при об'ємі накопичення  $N = 200$  та відношенні сигнал/шум на вході  $S = 1$ . Розрахована дальність  $R = 5$  м.

Результат вимірювання  $R^* = 5,0$  м.



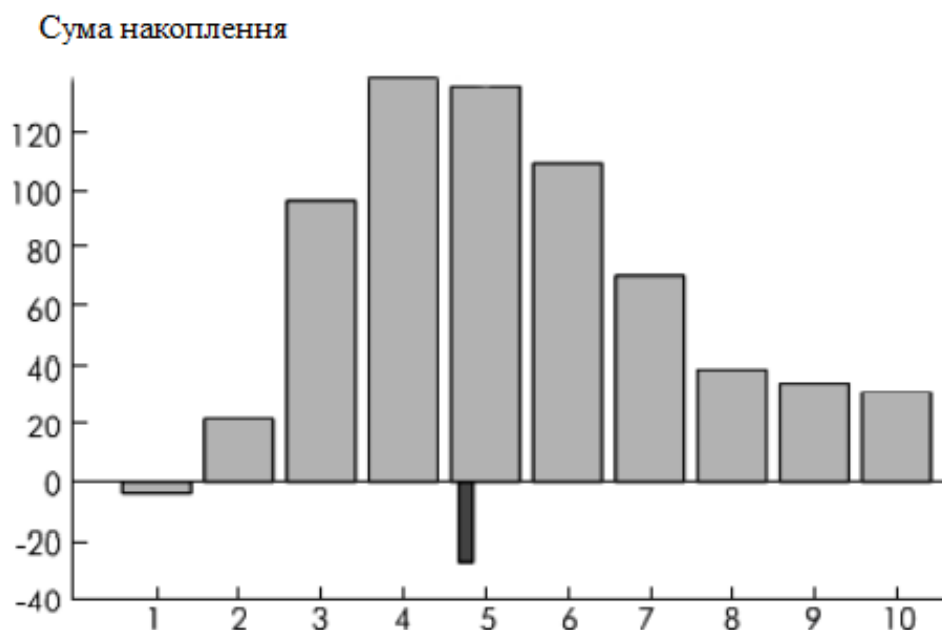


Рисунок 2.12 - Результати накопичення при об'ємі накопичення  $N = 200$  та відношенні сигнал/шум на вході  $S = 10$ . Розрахована дальність  $R = 4,8$  м.

Результат вимірювання  $R^* = 4,8$  м.

Маркер внизу фіксує положення центру тяжкості одержаних масивів. Під час збільшення параметра  $S/N$  оцінка тимчасового положення сигналу буде поступово зміщуватися вліво до початкового значення. Розкид результатів вимірювання дальності в необмеженому амплітудному діапазоні сигналів не перевищує 20% величини дискрети ВЧІ. У цьому випадку дорівнює 0,2 м. Не дивлячись на такий малий розкид оцінки дальності при накопиченні, є методи його зменшення. Вводиться поправка, яка залежить від кількості переповнених осередків накопичувача або від накопичених сум у дискретах, сусідніх із центром тяжкості накопиченого масиву. Тоді похибка оцінки дальності може бути знижена до 10% від дискретної величини і менше. Це дозволяє, з одного боку, створювати прилади дуже високої точності, з другого - забезпечувати прийнятну точність вимірювань при низькій тактовій частоті накопичувача.

## **3 РОЗРОБЛЕННЯ АЛГОРИТМУ РОБОТИ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРОЕКТОВАНОЇ СИСТЕМИ**

У цьому розділі наведено набір кроків, зроблених для проектування електронної системи лазерного вимірювання відстані. Далі в розділі розглядається алгоритм роботи і детально описується теорія функціонування кожної підсистеми, а також міркування щодо проектування, які враховуються при проектуванні кожної підсистеми.

### **3.1 Алгоритм роботи системи лазерного вимірювання відстані**

Алгоритм роботи лазерного вимірювача відстані представлено на рисунку 3.1.

Процес вимірювання починається з налаштування системи за допомоги кнопок управління та індикатора. Пучок лазера генерує випромінювач, він відбивається від об'єкта, відстань до якого потрібно визначити, відбитий лазер реєструє спеціальний приймач. Вбудований у прилад точний таймер обчислює час, з урахуванням шумів та затримки, пройдений між відправкою та отриманням сигналу. Обчислюється відстань до об'єкта, результат виводиться на дисплей. Всі данні вимірювань повинні зберігатися в енергонезалежній пам'яті. Завдяки використанню годинника реального часу з'являються додаткові функції, які можуть бути корисними при реалізації системи лазерного вимірювання відстані.

### **3.2 Структурна схема системи лазерного вимірювання відстані**

Структурна схема лазерного вимірювача відстані представлена на рисунку 3.2.

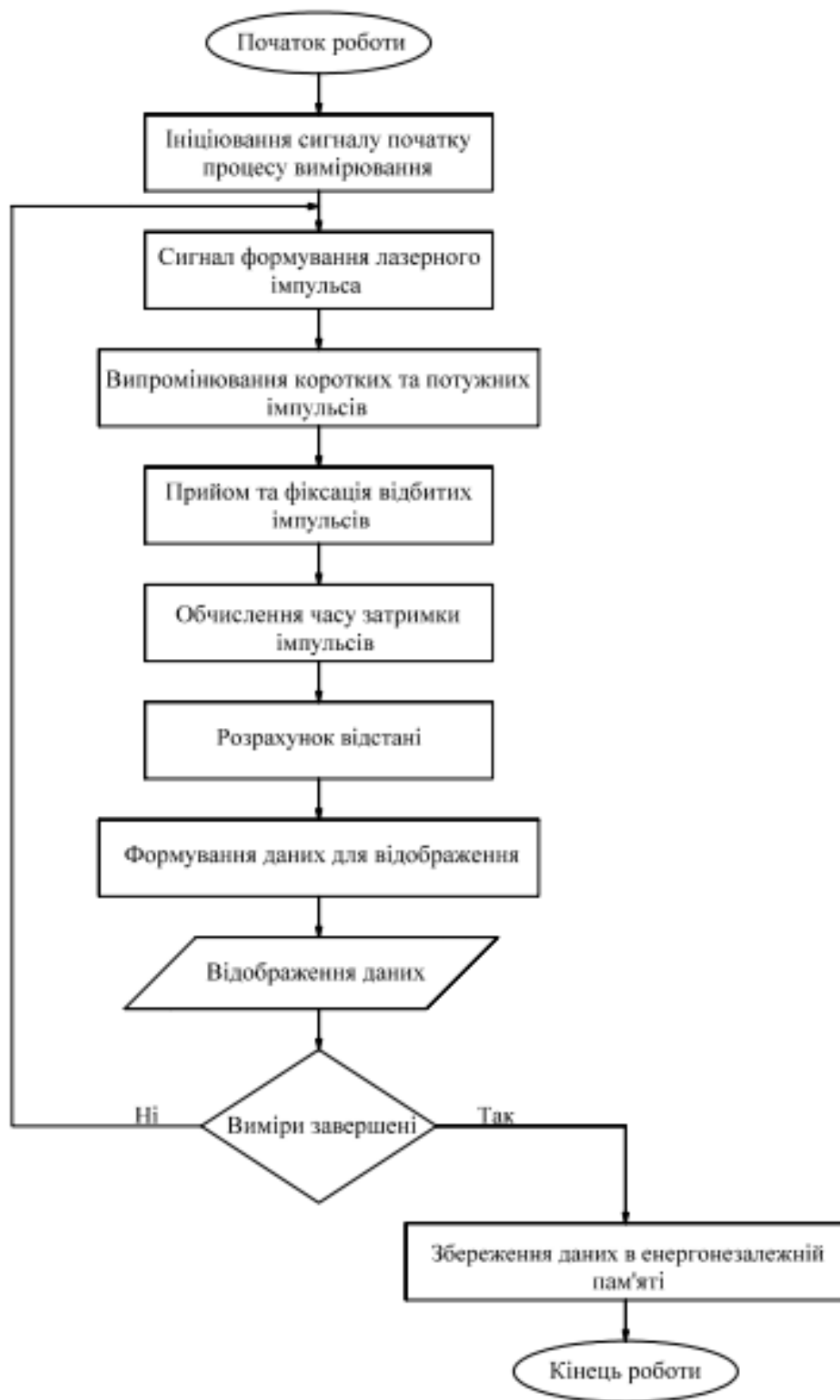


Рисунок 3.1 - Алгоритм роботи системи лазерного вимірювання відстані

Структурна схема складається з таких елементів:

- Блок імпульсного лазера. Блок містить лазер та електроніку, що керує ним. Головна вимога до роботи цього блоку – можливість сформувати максимально потужний імпульс з максимально крутим переднім фронтом. Чим потужніший імпульс - тим більше відношення сигнал/шум сигналу, що приймається, а чим крутіше фронт - тим вище точність вимірювання відстані.

- Блок фотоприймача. Включає в собі фотоприймач, що приймає відбитий від об'єкта сигнал та необхідну електроніку для його живлення, підсилювач сигналу та компаратор, що виділяє корисний сигнал серед перешкод. Головні вимоги до даного блоку – це забезпечити можливість максимального посилення прийнятого сигналу, не додаючи в нього занадто багато перешкод і не допустити погіршення крутості переднього фронту імпульсу.

- Блок виміру часу. Тут відбувається високоточне вимірювання часу польоту світлового імпульсу. Для вимірювання малих та середніх інтервалів часу були розроблені спеціальні мікросхеми TDC (Time-to-digital converter). Ці мікросхеми можуть використовувати різні методи виміру часу, але найпоширеніший - використання часу затримки.

- Мікроконтролер. Він відповідає за формування лазерних імпульсів у задані моменти часу, зчитує дані з TDC, обчислює відстань до об'єкта, обчислює необхідні корекції, керує деякими аналоговими параметрами схеми, надсилає оброблені та сформовані дані на індикатор для відображення інформації. Також мікроконтролер необхідний для приймання та обробки команд і запитів з клавіатури для подальшої роботи системи.

- Клавіатура. Модуль клавіатури необхідний для вводу даних та здійснювати різні операції з керування далекоміра. Клавіатура лазерного далекоміра складається з необхідної кількості клавіш, які виконують відведену їм функцію.

- Індикатор. В проектуваній системі лазерного вимірювання відстані буде використовуватися рідкокристалічний (РКІ) дисплей. Даний тип дисплеїв має низьке енергоспоживання. Індикатор відображує отримані дані в цифровому форматі, які він одержав від мікроконтролера.

- Годинник реального часу. В представленій схемі годинник реального часу необхідний для контролю обміну даних вимірювання. Даний модуль здатний формувати інформацію про реальну поточну дату та час, що необхідно для організації повної історії вимірювання відстаней.

- Енергонезалежна пам'ять. В структурній схемі даний модуль представлений оперативною пам'яттю, що зберігає свій вміст незалежно від наявності основного живлення в даній системі лазерного вимірювання відстані.

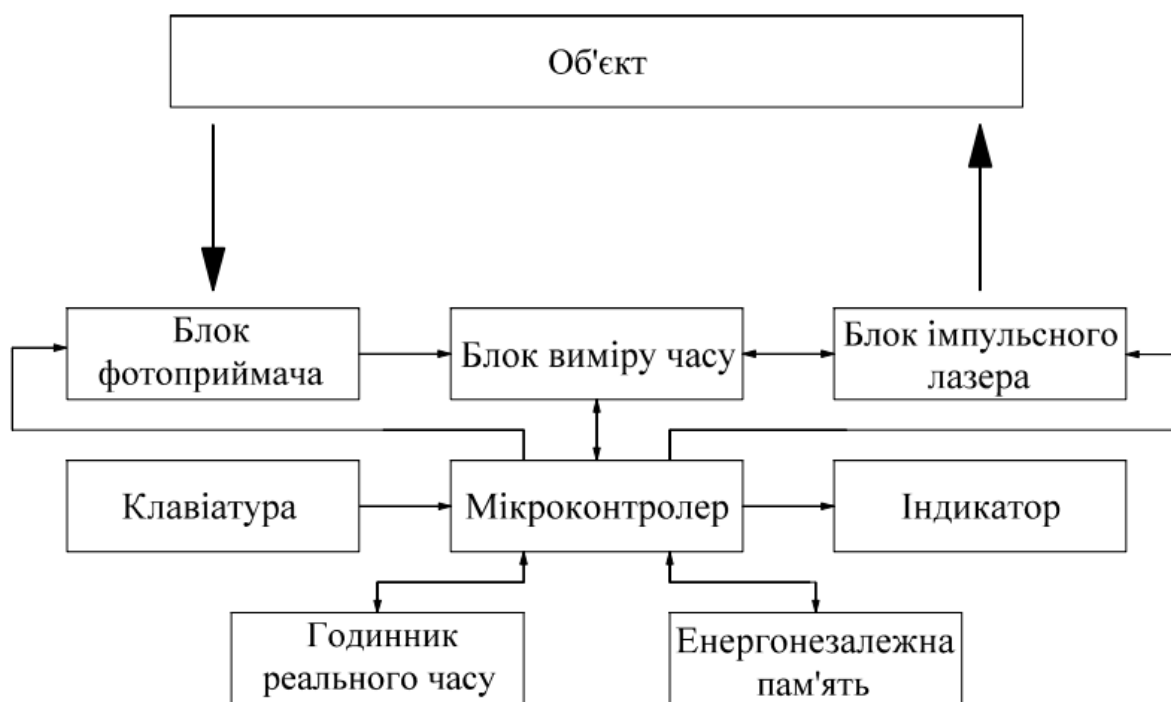


Рисунок 3.2 – Структурна схема лазерного вимірювача відстані

Основною функцією мікроконтролера є запис вимірювань часу з блоку вимірювання часу, усереднення вимірювань та обчислення відстані. Після обчислення відстані дані передаються на індикатор та на запам'ятовуючий пристрій. Мікроконтролер отримує команду ввімкнення далекоміра від клавіатури, потім надсилає сигнал для запуску лічильника для блока вимірювання часу та сигнал надсилання імпульсу лазерного випромінювання. Крім того, мікроконтролер використовується для ініціювання та встановлення параметрів блоку вимірювання часу: швидкості, режиму, роздільної здатності тощо. Після того, як блок вимірювання часу обчислить час імпульсу, мікроконтролер зчитує та зберігає інформацію про час затримки імпульсу. На кожний процес вимірювання відстані проводиться щонайменше п'ятдесят вимірювань часу. Чим більше таких вимірювань прийнято, тим точніші результати, але тим більше часу потрібно для вимірювання відстані. Після того, як мікроконтролер отримав значення для часу та обчислив їх середній показник, він обчислює значення відстані та передає його на індикатор.

Кожне обчислення відстані має займати не більше 20 мс. Цей час залежить від кількості проведених вимірювань і коефіцієнта заповнення імпульсного лазерного діода.

Схема світлового проектора містить світловипромінюючий пристрій, такий як імпульсний лазерний діод (PLD) і керуючий пристрій (драйвер) PLD. Драйвер лазерного діода необхідний для надання швидких імпульсів великого показника струму для керування імпульсним лазерним діодом. Відправний канал випромінює короткий і потужний імпульс світла в бік цільового об'єкта вимірювання. Керуючі імпульси надсилаються з мікроконтролера. Діод працює в режимі короткого імпульсу для досягнення високих пікових потужностей із швидким часом наростання та спаду. Частота імпульсу має відповідати коефіцієнту навантаження PLD, який становить приблизно 0,1%. Вищий коефіцієнт навантаження призведе до погіршення роботи та пошкодження лазерного діоду. Величина струму, що створюється драйвером,

повинна бути обмежена, щоб вона не перевищувала максимальний прямий струм PLD.

Невелика частка світлового променя, випромінюваного PLD, приймається лавинним фотодіодом (APD), який фотоелектрично перетворює отриманий імпульс світла. Для підсилення сигналу фотодіода в даній системі буде використовуватись трансїмпедансальний підсилювач (ТІА). Такий підсилювач отримує на вхід струм, а на вихід видає пропорційну йому напруга. Цей сигнал напруги служить сигналом СТОП для лічильника часу. Для виготовлення імпульсного далекоміра необхідно використовувати ТІА з великою смугою пропускання сигналу та малою вхідною ємністю.

Для вимірювання часу випромінюваного імпульсу світла використовується надшвидкий лічильник у вигляді TDC мікросхеми. TDC використовуються для вимірювання інтервалів часу між двома подіями з роздільною здатністю менше однієї наносекунди.

Точність імпульсного лазерного радара залежить від продуктивності його блоку вимірювання часу. Тому для покращення продуктивності системи потрібна висока роздільна здатність і висока швидкість TDC.

З виходу ТІА виходить аналоговий сигнал досить малої амплітуди, а TDC потрібен цифровий сигнал. Для перетворення одного сигналу на інший використовується компаратор. Після того, як буде прийнято відбитий від об'єкта сигнал, можна зчитувати з TDC дані.

Потім, мікроконтролер обробляє отримані дані, в даному випадку це прийом показників вимірювання, які проходять етап прийому, обробки, формування даних, що необхідно для відображення даних на індикаторі та для подальшої відправки в енергонезалежну пам'ять.

## 4 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ

Мікроконтролер взаємодіє з клавіатурою через шину вихідних даних портів Q0 – Q4. Вивід S1 потрібен для сигналів керування, а CLK для тактів. Отримавши відповідну команду мікроконтролер починає її реалізовувати. В проектуваній електронній системі лазерного вимірювання відстані мікроконтролер відповідає за керування системою. Він обмінюється цифровими сигналами з схемою виміру часу TDC через SPI-інтерфейс (SS, MOSI, MISO, SCK), TDC виконує роль веденого, а мікроконтролер ведучого. Годинник реального часу та енергонезалежна пам'ять також підключені по SPI.

Схема виміру часу перетворює отримані показники часу затримки в цифровий сигнал, що передається на мікроконтролер для подальших обчислень. На схемі TDC є два виводи для вимірювання часу - STOP1 та STOP2. Ці виводи підключені до компаратора лазера та фотоприймача через вивід Q. На лінії «FIRE» подається сигнал керування лазером. В такому випадку по команді мікроконтролера TDC відправляє на вузол лазера сигнал на включення і відразу починає вимірювати час (лінія TDC «START» з'єднана всередині TDC з лінією «FIRE»). Після того, як буде прийнято відбитий від об'єкта сигнал, можна зчитувати з TDC дані. Віднімання часу STOP2 від STOP1 дає необхідний «час польоту».

Для регулювання струму лазера задіяно підсилювальний імпульсний регулятор постійного струму (DC/DC) , напругу регулює мікроконтролер по лінії FB. Також використовується мікросхема для підсилення імпульсу (Gate Driver). На вивід IN+ подається сигнал керування лазером. Для перетворення аналогового сигналу в цифровий використовується компаратор (CMP), з виводу Q на мікросхему TDC поступає цифровий сигнал на STOP1.

Для підсилення фотодіоду задіяно трансімпедансний підсилювач (TIA). З виводів OUT- та OUT+ виходить аналоговий сигнал на VN та VP для перетворення на цифровий через компаратор (CMP). З виводу Q на мікросхему

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата		46



TDC поступає цифровий сигнал на STOP2. Для формування напруги зміщення фотодіода використовується DC-DC перетворювач.

На рисунку 4.1 представлена функціональна схема електронної системи лазерного вимірювання відстані.

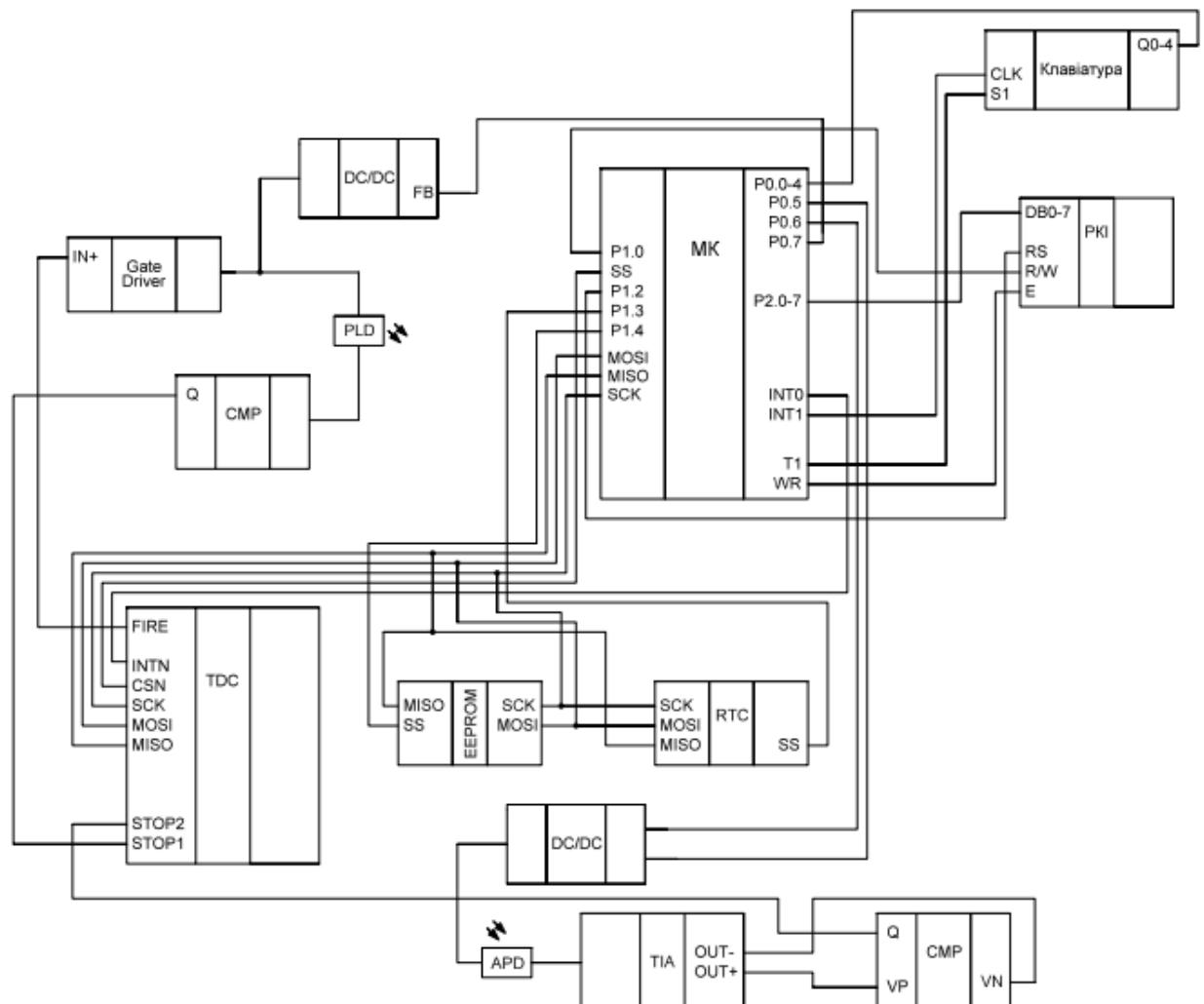


Рисунок 4.1 - Функціональна схема електронної системи лазерного вимірювання відстані

З портів двонаправленого вводу/виводу P2.0 – P2.7 мікроконтролера подаються сигнали по шині даних DB0-DB7 на LCD індикатор. Вивід RS підключається до P1.2 мікроконтролера для вибору регістра, що адресується.

## 5 РОЗРОБЛЕННЯ ТА РОЗРАХУНОК ПРИНЦИПОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ СХЕМ ВУЗЛІВ ТА БЛОКІВ СИСТЕМИ

### 5.1 Блок мікроконтролера

Для керування електронної системи лазерного вимірювання відстані буде використовуватись мікроконтролер AT89C51RE2. У проектованій системі мікроконтролер виконує такі функції:

- Керує напругою лазера.
- Слідкує за передачею даних з фотоприймача до мікросхеми виміру часу.
- Керує роботою блока виміру часу (ініціалізація, запуск виміру, зчитування даних).
- Забезпечує зв'язок між зовнішніми пристроями, надсилання даних через GSM-модуль.
- Здійснює корекцію даних, отриманих з блока виміру часу і перераховує їх у відстань.
- Зберігає та зчитує налаштування з Flash-пам'яті.

Обраний мікроконтролер є малопотужним та високопродуктивним восьмирозрядним КМОП мікроконтролером, який має 128 кбайт внутрішньосистемної програмованої флеш-пам'яті програм і 8 кбайтами флеш-пам'яті даних. Пристрій сумісний із стандартним набором інструкцій 80C51. Флеш-пам'ять об'ємом 128 кбайт може бути запрограмована як у паралельному, так і в послідовному режимі за допомогою внутрішньосистемного програмування або програмного забезпечення. Напруга програмування генерується всередині стандартного виводу VCC.

Крім того, AT89C51RE2 має програмований масив лічильників, 8192 байт розширеної пам'яті, апаратний сторожовий таймер, SPI інтерфейс та

клавіатуру, два послідовних канали, що полегшують багатопроцесорний зв'язок (EUART), механізм підвищення швидкості і режим розширеного стеку.

Повністю статична конструкція AT89C51RE2 дозволяє знизити енергоспоживання системи шляхом зниження тактової частоти до будь-якого значення, навіть постійного струму, без втрати даних.

AT89C51RE2 має 2 режими зниженої активності, що вибираються програмним забезпеченням, і 8-бітовий попередній дільник для подальшого зниження енергоспоживання. У режимі очікування ЦП зависає, а периферійні пристрої та система переривань все ще працюють. У режимі вимкнення оперативна пам'ять зберігається, а всі інші функції не працюють.

Додаткові функції AT89C51RE2 роблять його більш потужним для додатків, які потребують широтно-імпульсної модуляції, високошвидкісного вводу-виводу та можливостей підрахунку.

Розташування виводів мікроконтролера AT89C51RE2 в корпусі 44-lead VQFP представлено на рисунку 5.1.

Розташування виводів мікроконтролера AT89C51RE2 в корпусі 44-lead PLCC відображено на рисунку 5.2.

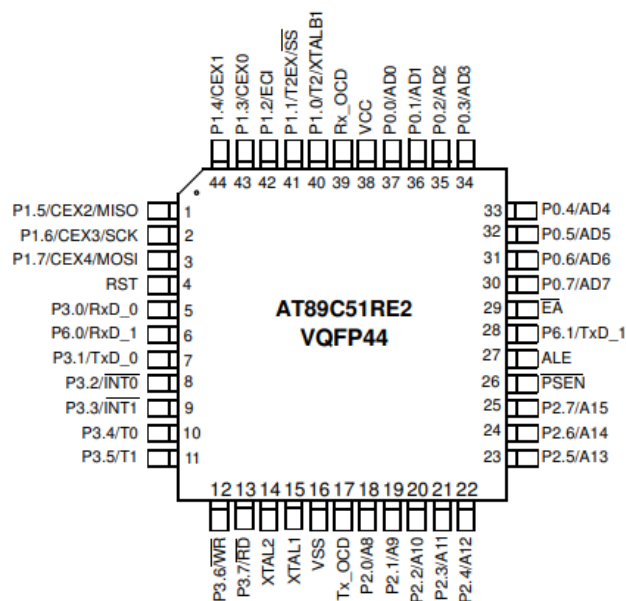


Рисунок 5.1 – Мікроконтролер AT89C51RE2 в корпусі 44-lead VQFP

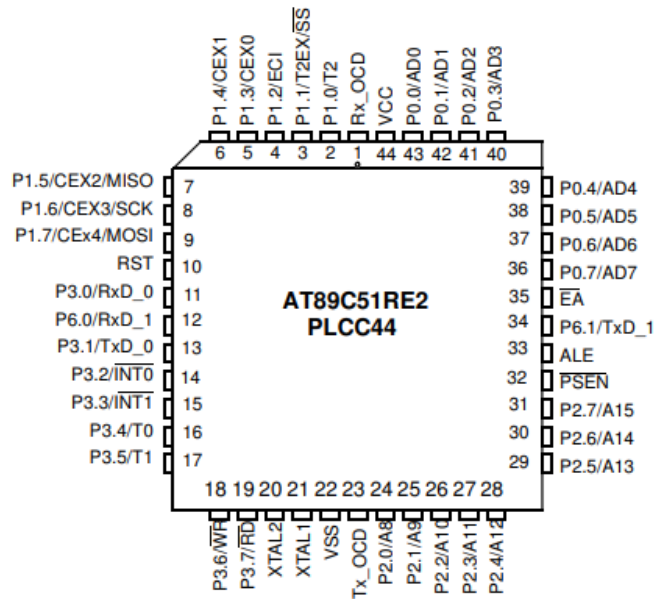


Рисунок 5.2 – Мікроконтролер AT89C51RE2 в корпусі 44-lead PLCC

На рисунку 5.3 представлено структурну схему мікроконтролера AT89C51RE2.

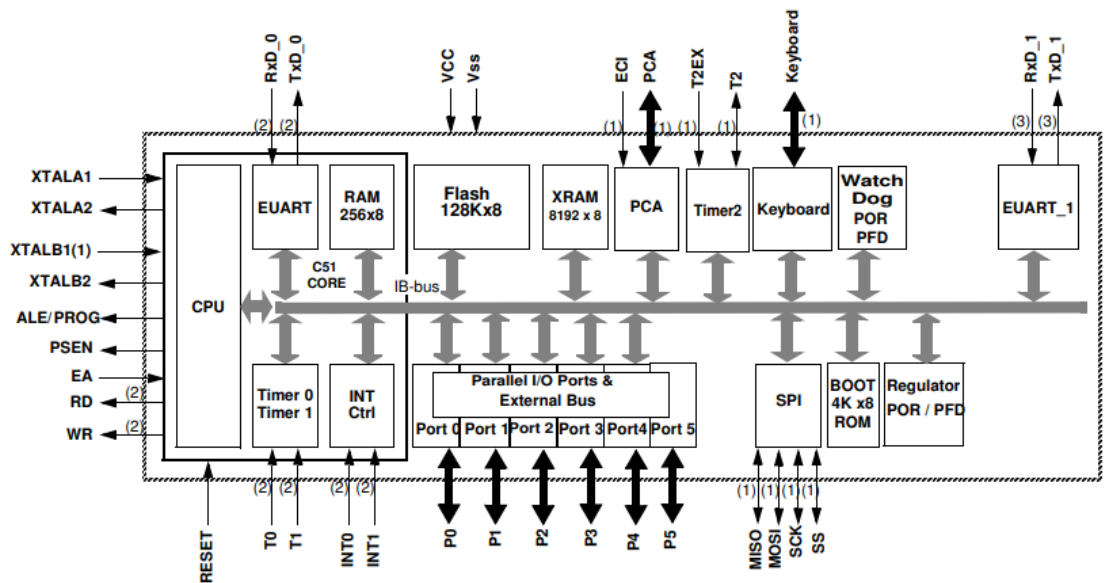


Рисунок 5.3 – Структурна схема AT89C51RE2

Детальний опис виводів мікроконтролера AT89C51RE2 приведено в таблиці 5.1. В таблиці 5.2 представлено функції виводів мікроконтролера.

Таблиця 5.1 – Опис виводів мікроконтролера

Позначення	Описання виводів
GND	Схема заземлення.
VCC	Схема живлення.
P0.[0-7]	Двонаправлений порт вводу/виводу з відкритим стоком. Виводи порту 0, на які записані одиниці, плавають і можуть використовуватися як високоімпедансні входи. Порт 0 повинен бути поляризований на VCC або VSS, щоб запобігти будь-якому паразитному споживанню струму. Порт 0 також є мультиплексованою нижчою адресою та шиною даних під час доступу до зовнішньої пам'яті програм та даних. У цій програмі він використовує сильне внутрішнє підтягування під час випромінювання 1. Порт 0 також вводить байти коду під час програмування EPROM. Зовнішні підтягування потрібні під час перевірки програми, під час якої P0 виводить байти коду.
P1.[0-7]	8-розрядний двонаправлений порт вводу/виводу з внутрішніми підтягуваннями. Виводи порту 1, на які записані одиниці, підтягуються високими внутрішніми підтягуваннями та можуть використовуватися як входи. Як входи, штифти порту 1, які ззовні підтягнуті на низький рівень, будуть джерелом струму через внутрішні підтягування. Порт 1 також отримує молодший байт адреси під час програмування та перевірки пам'яті.
P2.[0-7]	8-розрядний двонаправлений порт вводу/виводу з внутрішніми підтягуваннями. Піни порту 2, на які записані 1, підтягуються до високого рівня внутрішніми підтягуваннями та можуть використовуватися як входи. Як входи, штифти порту 2, які ззовні підтягнуті на низький рівень, будуть джерелом струму через внутрішні підтягування. Порт 2 видає старший байт адреси під час отримання даних із зовнішньої пам'яті програм і під час доступу до зовнішньої пам'яті даних,

Продовження таблиці 5.1

Позначення	Описання виводів
	які використовують 16-розрядні адреси. У цій програмі він використовує сильні внутрішні підтягування, випромінюючи 1 с. Під час доступу до зовнішньої пам'яті даних, які використовують 8-бітні адреси, порт 2 видає вміст P2 SFR
P3.[0-7]	8-розрядний двонаправлений порт вводу/виводу з внутрішніми підтягуваннями. Піни порту 3, на які записані 1, підтягуються до високого рівня внутрішніми підтягуваннями та можуть використовуватися як входи. Як входи, штифти порту 3, які ззовні підтягнуті на низький рівень, будуть джерелом струму через внутрішні підтягування.
RST	Вхід загального скидання мікроконтролера.
ALE/ $\overline{\text{PROG}}$	Address Latch Enable (ALE) — вихідний імпульс для фіксації молодшого байта адреси під час доступу до зовнішньої пам'яті. Цей контакт також є входом програмного імпульсу (PROG) під час програмування флеш-пам'яті.
$\overline{\text{PSEN}}$	Program Store Enable (PSEN) — це строб зчитування зовнішньої пам'яті програм. Коли AT89S53 виконує код із зовнішньої пам'яті програм, PSEN активується двічі за кожний машинний цикл, за винятком того, що дві активації PSEN пропускаються під час кожного доступу до зовнішньої пам'яті даних.
$\overline{\text{INT1}}$	Зовнішнє переривання 1
$\overline{\text{INT0}}$	Зовнішнє переривання 0
T0	Зовнішній вхід таймера 0
T1	Зовнішній вхід таймера 1
WR	Строб запису зовнішньої пам'яті даних
RD	Строб зчитування зовнішньої пам'яті даних
P3.0/ RXD	Вхід послідовного порту.
P3.1/ TXD	Вихід послідовного порту.

Продовження таблиці 5.1

Позначення	Описання виводів
$\overline{EA}/VPP$	EA має бути прив'язаний до GND, щоб пристрій міг отримувати код із зовнішньої програмної пам'яті. Однак зауважте, що якщо запрограмований біт блокування 1, EA буде внутрішньо заблоковано при скиданні. EA повинен бути прив'язаний до VCC для виконання внутрішніх програм. Цей контакт також отримує 12-вольтну напругу дозволу програмування під час програмування флеш-пам'яті.
XTAL1	Вхід до підсилювача інвертованого генератора та вхід до робочої схеми внутрішнього годинника.
XTAL2	Вихід з інвертувального підсилювача генератора.

Таблиця 5.2 – Функції виходів мікроконтролера

Вихід	Функція виходу
P0.0-4	Шина даних, яка використовується для з'єднання мікроконтролера з модулем клавіатури.
P2.0-7	Шина даних, яка необхідна для з'єднання мікроконтролера з модулем індикатора.
P1.1/ $\overline{SS}$	Порт, який необхідний для передачі даних за допомогою SPI-інтерфейсу. Генерує інтерфейсний сигнал, який відповідає за визначення режиму роботи мікросхеми.
P1.7/MOSI	Порт, який необхідний для передачі даних за допомогою SPI-інтерфейсу. Завдяки тактовому сигналу MOSI відбувається передача даних між контролером та мікросхемою виміру часу.
P1.5/MISO	Один із портів, що забезпечує зв'язок з мікросхемами за допомогою SPI-інтерфейсу. За рахунок тактового сигналу MISO передаються дані з мікросхеми виміру часу.
P1.6/SCK	Даний порт використовується для зв'язку за допомогою SPI-інтерфейсу. Приймає послідовні синхронізуючі імпульси.

Схема включення мікроконтролера AT89C51RE2 в принципову електричну схему показано на рисунку 5.4 [17].

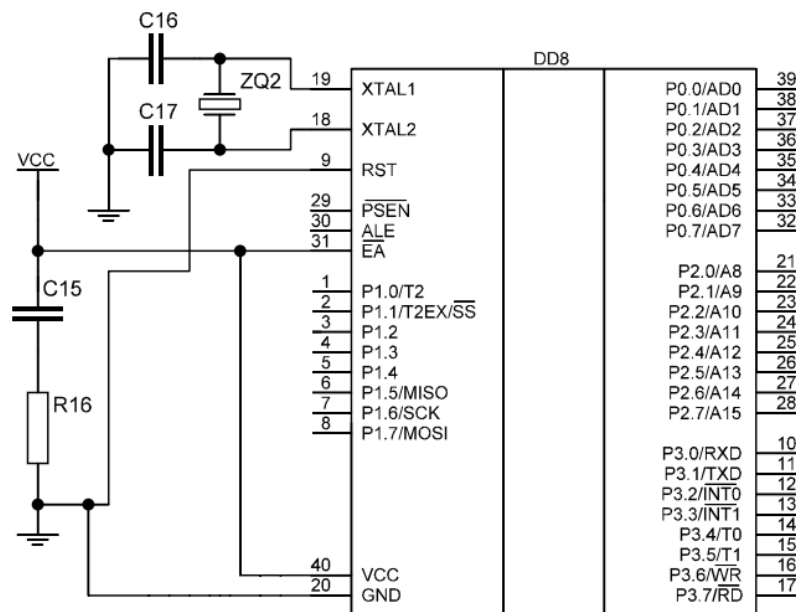


Рисунок 5.4 – Схема мікроконтролера AT89C51RE2

Обмін даними між мікроконтролером та схемою виміру часу відбувається по SPI інтерфейсу. Взаємодія мікроконтролера з енергонезалежною пам'яттю та годинником реального часу відбувається по SPI інтерфейсу.

Інтерфейс SPI (Serial Peripheral Interface) можна подати так, як показано на рис. 5.5.

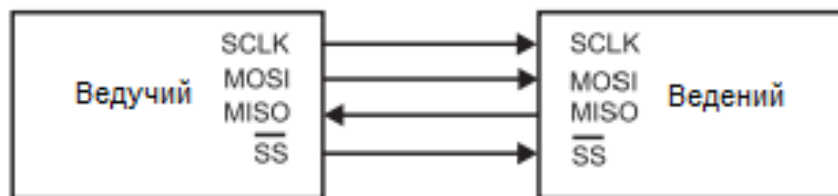


Рисунок 5.5 – Підключення до SPI інтерфейсу



Інтерфейс SPI являє собою стандарт послідовної передачі даних у синхронному режимі, що допускає роботу в повнодуплексному режимі. У більшості випадків інтерфейс функціонує між двома пристроями, один з яких є ведучим (master), а інше веденим (slave). При цьому ведучий ініціює обмін даними і синхронізує їх прийом та передачу. Декілька пристроїв можуть функціонувати як ведені, при тому ведучий повинен обирати веденого, встановлюючи сигнал вибору (slave select, chip select) для конкретного пристрою. Сигнал SCLK (Serial Clock) являє собою послідовність синхронізуючих імпульсів, що генеруються ведучим пристроєм. Передача/прийом даних зазвичай прив'язана до фронтів або спадом синхросигналу. По лінії MOSI (Master Output, Slave Input) передача даних здійснюється від ведучого до веденого, а лінія MISO (Master Input, Slave Output) служить для прийому даних від веденого. Сигнал SS (Slave Select) генерується ведучим для конкретного веденого, дозволяючи сеанс обміну даними, при цьому активним рівнем такого сигналу є рівень логічного нуля.

Дуже часто провідні виробники обладнання використовують і альтернативні позначення сигналів інтерфейсу. Наприклад, часто сигнал синхронізації SCLK позначається як SCK, а MISO може позначатися як SDI, DI або SI. Сигнал MOSI має альтернативні значення SDO, DO і SO. Нарешті, сигнал вибору веденого часто зустрічається під альтернативними позначеннями nCS і CS.

Встановлення даних під час передачі і вибірка прийому завжди виконуються за протилежними напрямками синхронізації. Це необхідно для гарантування вибірки даних після надійного з'єднання. Якщо враховувати, що в якості першого фронту в циклі передачі може виступати фронт, що наростає або падає, то всього можливо чотири варіанти логіки роботи інтерфейсу SPI.

Ці варіанти отримали назву режимів SPI та описуються двома параметрами:

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата		55

- CPOL – вихідний рівень сигналу синхронізації (якщо CPOL = 0, тоді лінія синхронізації до початку циклу обміну даних і після закінчення має низький рівень (тобто перший фронт наростаючий, а останній – спадаючий), якщо CPOL = 1 – високий (тобто перший фронт спадаючий, а останній – наростаючий));
- CPHA – фаза синхронізації; цей параметр забезпечує послідовності в якій виконується установка та вибірка даних (якщо CPHA = 0, то по передньому фронту в процесі синхронізації буде реалізовуватися вибірка даних, а потім, по задньому фронті – установка даних; якщо ж CPHA = 1, тоді установка даних виконуватиметься по передньому фронту в циклі синхронізації, а вибірка – по задньому).

На рисунку 5.6 зображено режими роботи SPI інтерфейсу.

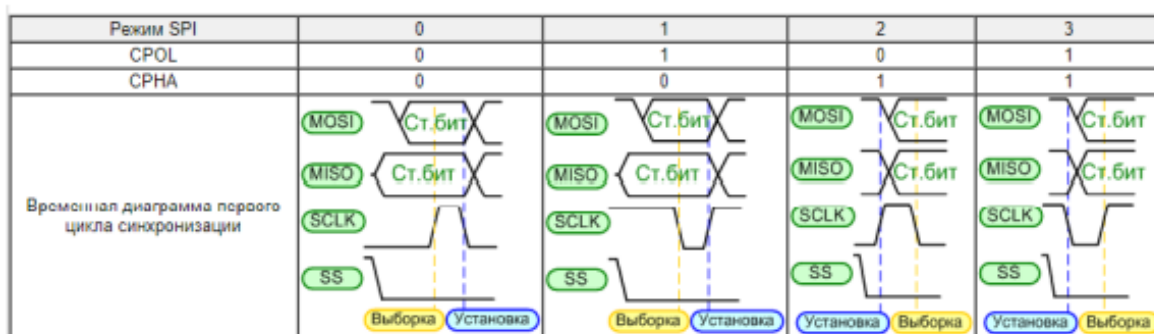


Рисунок 5.6 – Режимы SPI

Преваги використання SPI:

- Підтримка повнодуплексного зв'язку, дані можна передавати й отримувати одночасно.
- Краща цілісність сигналу, підтримка високошвидкісних програм.
- Апаратне підключення просте, потрібні лише чотири сигнальні лінії (у деяких програмах можна скоротити до трьох).
- Підлеглий пристрій не потребує адреси.

## 5.2 Блок виміру часу

Даний блок потрібен для перетворення отриманих показників часу затримки лазерного імпульсу в цифровий сигнал для необхідних обчислень відстані. Завдяки використанню готової мікросхеми TDC-GP21 цей вузол досить простий. Управління мікросхемою з мікроконтролера здійснюється за допомоги SPI інтерфейсу. TDC-GP21 має два окремі канали вимірювання часу – лінії STOP1 та STOP2, на які у схемі підключено сигнали з двох компараторів – компаратора лазера та компаратора сигналу ТІА.

Представлена мікросхема є універсальним двоканальним час-цифровим перетворювачем із послідовним інтерфейсом. TDC-GP21 є генерацією популярної мікросхеми для вимірювачів витрати TDC-GP2 і значно більшою мірою адаптована до використання в лазерних системах виміру відстані. Мікросхеми сумісні за виходами та функціонально. TDC-GP21 додатково включає аналогові компоненти, які раніше були предметом розташування на друкованій платі. Крім того, покращено якість вимірювань та знижено робочий струм. Дуже низьке споживання струму гарантує тривалий час живлення приладу. На рисунку 5.7 представлено мікросхему TDC-GP21 в корпусі 32-QFN.

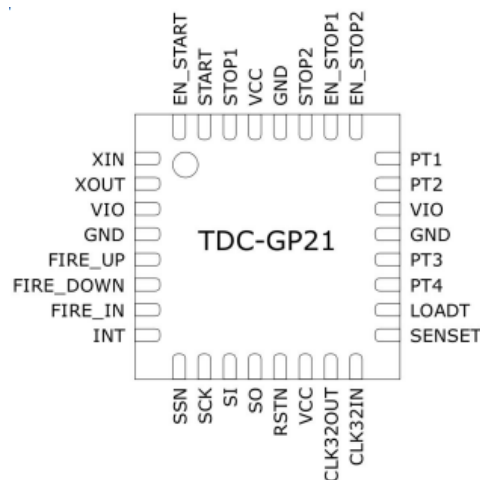


Рисунок 5.7 – TDC-GP21 в корпусі 32-QFN

Процедура вимірювань у TDC-GP21 практично повністю автоматизована. Мікропроцесор запускає вимірювання відповідною командою, TDC-GP21 збуджує трансдуктори та вимірює час прольоту. Перший вимір є калібрувальним результатом і використовується при подальших вимірах. Мікросхема TDC-GP21 орієнтована на проектування компактних, недорогих та точних лазерних вимірювачів відстані та витратомірів.

Технічні переваги мікросхеми:

- Компаратор з низьким зміщенням та стабілізацією чоппером.
- 2 аналогових ключа для вибору входу.
- Генератор зондувальних імпульсів, до 127 імпульсів.
- Блок калібрування частоти.
- Низький струм споживання (0,08 мкА).
- 4-х провідний SPI інтерфейс.
- Напруга живлення кристала від 2,5 до 3,6 В.
- Температурний робочий діапазон – від 40 °С до +125 °С.

На рисунку 5.8 зображено структурну схему мікросхеми TDC-GP21.

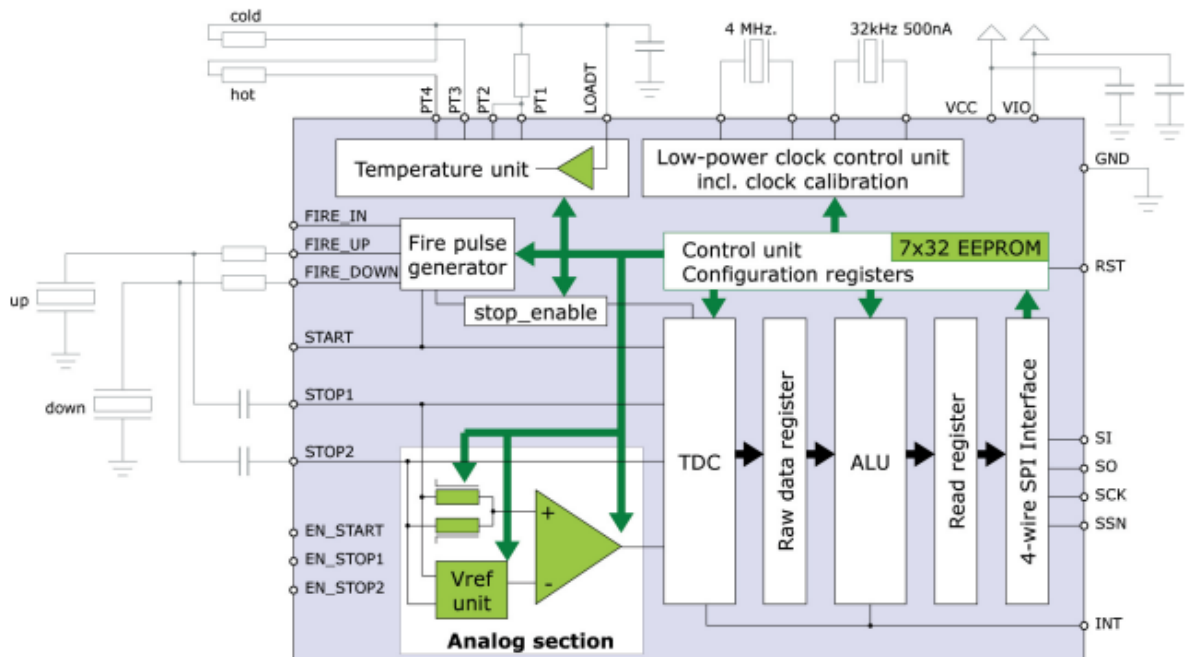


Рисунок 5.8 – Структурна схема TDC-GP21

Детальний опис виводів мікросхеми TDC-GP21 представлено в таблиці 5.3. Схема включення мікросхеми TDC-GP21 в принципову електричну схему показано на рисунку 5.9 [18].

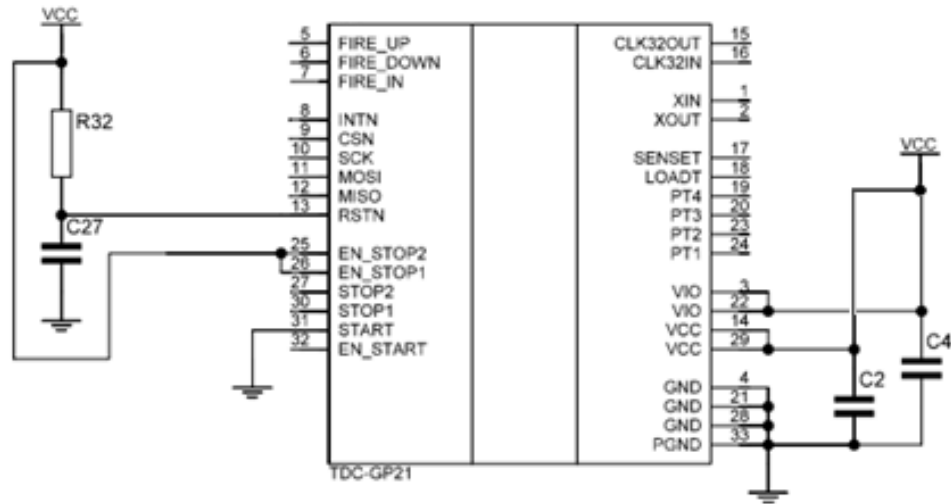


Рисунок 5.9 – Схема мікросхеми TDC-GP21

Таблиця 5.3 – Опис виводів мікросхеми TDC-GP21

Позначення	Описання виводів
XIN	Вхід драйвера осцилятора.
XOUT	Вихід драйвера осцилятора.
VIO	Напруга живлення входу/виходу.
GND	Схема заземлення
FIRE_UP	Вихід генератора імпульсів 1.
FIRE_DOWN	Вихід генератора імпульсів 2.
FIRE_IN	Вхід сигналу для керування системами.
INTN	Прапор переривання
SSN	Вибір режиму роботи мікросхеми.
SCK	Вивід приймає послідовні синхронізуючі імпульси.
SI	Послідовний інтерфейс введення даних.

Продовження таблиці 5.3

Позначення	Описання виводів
SO	Послідовний інтерфейс виведення даних.
RSTN	Вхід скидання.
VCC	Напруга живлення
CLK32OUT	Вихід тактового генератора 32 кГц.
CLK32IN	Вхід тактового генератора 32 кГц.
SENSET	Вимірювання вхідної температури.
LOADT	Вимірювання вихідної температури навантаження.
PT1-4	Порт вимірювання температури.
EN_STOP2	Включення входу 2 для процесу вимірювання.
EN_STOP1	Включення входу 1 для процесу вимірювання.
STOP2	Фіксація прийому даних 2.
STOP1	Фіксація прийому даних 1.
START	Початок введення даних.
EN_START	Включення входу початку введення даних.

Отже, проєктована система лазерного вимірювання відстані має ефективну мікросхему з вбудованим цифровим перетворювачем часу, вимірювачем, підсилювачем для перетворення часу затримки імпульсу в цифровий сигнал. У мікросхеми є обмеження на мінімальний час між сигналами «START» і «STOP» – 3.5 нс, але в реальній схемотехніці затримка між відправкою сигналу «START» та появою струму через лазер значно більша за цей час. За рахунок цього вимір малих відстаней не є проблемою. TDC-GP21 може фіксувати час відразу кількох подій, що йдуть поспіль. В лазерному далекомірі цей режим можна було б використовувати для вимірювання відстані до кількох об'єктів, що йдуть підряд. Після необхідних вимірювань дані передаються через SPI інтерфейс на мікроконтролер для обчислення відстані.

### 5.3 Блок імпульсного лазера

Даний блок необхідний для формування лазерного імпульса. Лазерний імпульс випромінює достатньо потужний імпульсний лазерний діод SPL PL90\_3. Зовнішній вигляд діода SPL PL90\_3 представлено на рисунку 5.10.



Рисунок 5.10 – Діод SPL PL90\_3

Цей лазерний діод працює на довжині хвилі 905 нм і видає в імпульсі потужність до 75 Вт. Даний діод неможливо використовувати в режимі постійного світіння. Щоб отримати таку потужність, потрібно пропустити через діод досить великий струм — 30А.

Для керування лазером використовується схема, яка зображена на рисунку 5.11. Дана схема є типовою для застосування в лазерних імпульсних далекомірах і була взята з ресурсу - <https://github.com/iliasam/OpenTOFLidar>.

Лазерний діод на рисунку 5.11 позначений VD3. Спочатку транзистор VT1 закритий, лазер не світить, конденсатор C5 заряджається через резистор R5 до необхідної напруги. У заданий момент на драйвер транзистора DD1 (UCC27511DBVR) подається імпульс, він посилює цей імпульс, транзистор VT1 різко відкривається і лазерний діод починає випромінювати імпульс. Якщо б усі компоненти були ідеальними, то в такому випадку максимальний струм через лазер міг би бути дуже великим, але в реальності він сильно обмежується індуктивністю елементів [2].

Регулюючи напругу, можна регулювати максимальний струм лазера. Спеціально для формування цієї напруги на мікросхемі DD4 (MIC2288YD5-TR) зроблено вузол DC-DC перетворювача, вихідну напругу якого можна регулювати з мікроконтролера.

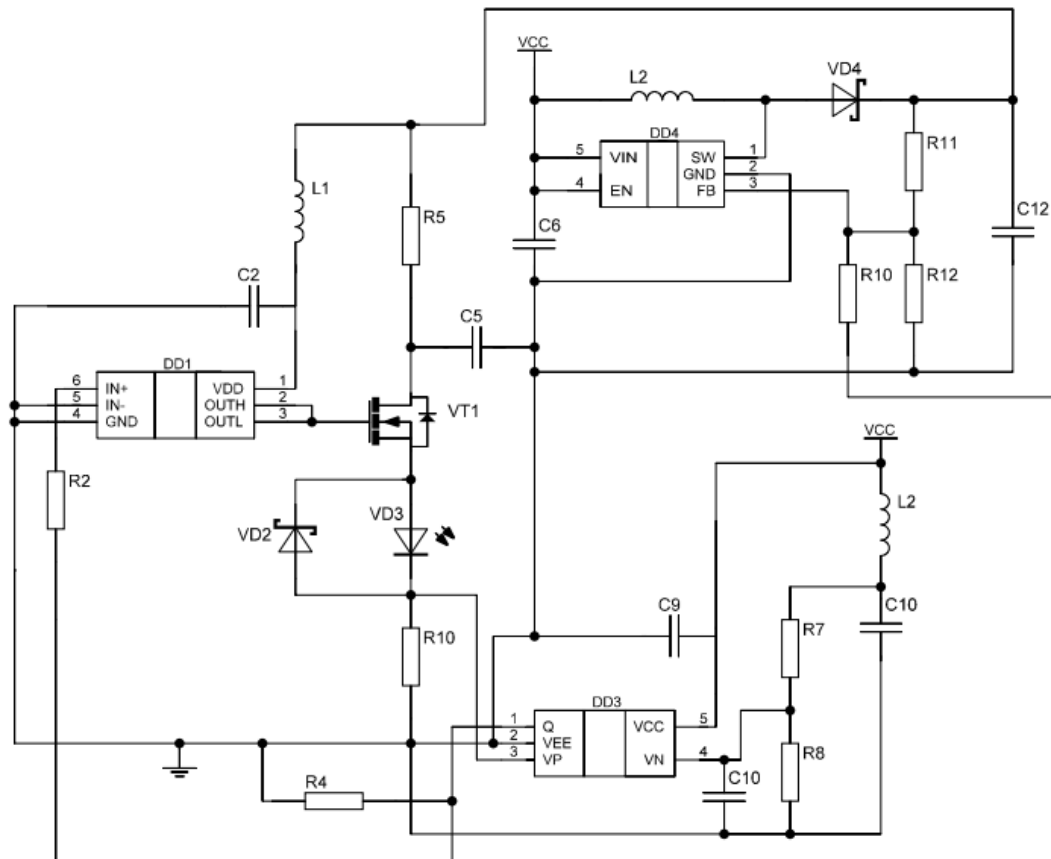


Рисунок 5.11 – Схема керування лазером

Для того, щоб повідомити мікросхему TDC про те, що лазер увімкнувся, зроблений спеціальний вузол за рахунок використання мікросхеми DD3 (ADCMR600). Ця мікросхема – високошвидкісний компаратор, який спрацьовує, коли струм через лазер досягає певного значення.

В таблиці 5.4 представлено докладний опис характеристик ключових елементів схеми керування лазером.



Таблиця 5.4 – Характеристики елементів схеми керування лазером

Назва мікросхеми	Характеристики
UCC27511DBVR	<p>Високошвидкісний драйвер затвора, здатний ефективно керувати силовими перемикачами. Використовує конструкцію, яка за своєю суттю мінімізує наскрізний струм, що робить його здатним виводити та занурювати імпульси високого пікового струму в ємнісні навантаження. Мікросхема має конструкцію з подвійним входом, яка забезпечує гнучкість реалізації як інвертування (IN-), так і неінвертуючу (IN+) конфігурацію з тим самим пристроєм. Поріг вхідного контакту пристрою UCC27511 базується на TTL і CMOS-сумісній низьковольтній логіці, яка є фіксованою та незалежною від напруги живлення VDD. Широкий гістерезис між високим і низьким порогами забезпечує відмінну перешкодостійкість. Має широкий діапазон температур від -40 ° С до 140 ° С.</p>
MIC2288YD5-TR	<p>Підсилювальний імпульсний регулятор постійного струму. Висока щільність потужності досягається за допомогою внутрішнього перемикача пристрою MIC2288 на 34В/1А, що дозволяє йому жити великі навантаження. Реалізує постійну частоту, ШІМ 1,2 МГц, схему керування струмом режимом із внутрішньою компенсацією, яка забезпечує чудову характеристику перехідних процесів і ефективність регулювання виходу. Топологія ШІМ з фіксованою частотою також зменшує помилкові шуми перемикачання та пульсації на вхідному джерелі живлення. MIC2288 доступний у низькопрофільному 5-вивідному тонкому корпусі.</p>

Продовження таблиці 5.4

Назва мікросхеми	Характеристики
ADCMP600	<p>Це дуже швидкий компаратор, надзвичайно універсальний та простий у використанні. Важливим є використання площин живлення з низьким опором, зокрема площини вихідного живлення (VCCO) і площини заземлення (GND). Забезпечення зворотного шляху з найменшою індуктивністю для перемикання струмів забезпечує найкращу можливу продуктивність у цільовому застосуванні. Вхідний каскад компаратора забезпечує надійний захист від великого перевантаження вхідного сигналу, а виходи не змінюють фази, коли допустимий діапазон вхідного сигналу перевищено. Функції високошвидкісної засувки та програмованого гістерезису також надаються з унікальною опцією керування з одним контактом.</p>

Схематичне зображення виводів мікросхем UCC27511DBVR, MIC2288YD5-TR, DCMP600 показано на рисунку 5.12. Призначення виводів мікросхем наведено у таблиці 5.5.

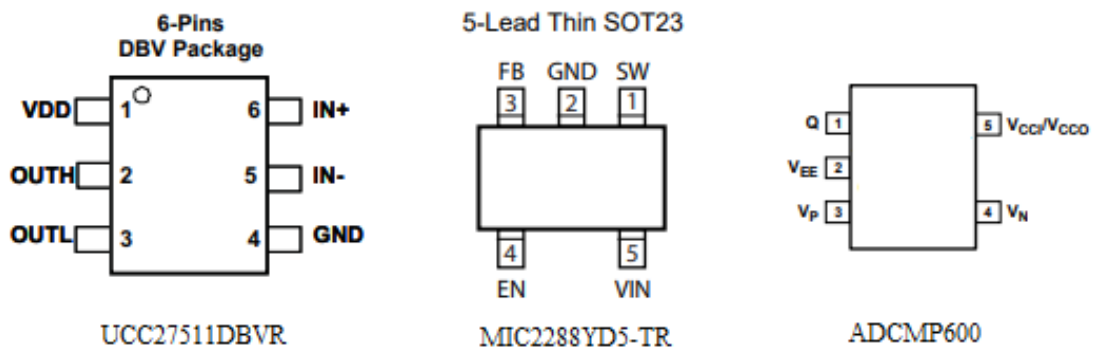


Рисунок 5.12 – Схематичне зображення мікросхем

Таблиця 5.5 – Призначення виводів мікросхем

Мікросхема	Назва	Опис виводу
UCC27511DBVR	VDD	Вхід живлення зміщення.
	OUTH	Джерело поточного виходу драйвера.
	OUTL	Спад поточного струму виходу драйвера.
	GND	Вихід заземлення.
	IN-	Інвертуючий вхід.
	IN+	Неінвертуючий вхід.
MIC2288YD5-TR	SW	Комутаційний вузол (вхід): внутрішній біполярний колектор живлення.
	GND	Вихід заземлення.
	FB	Зворотній зв'язок (вхід): вузол визначення вихідної напруги 1,24 В.
	EN	Enable (вхід): логіка високого рівня вмикає регулятор. Логічний низький рівень вимикає регулятор.
	VIN	Живлення (вхід): вхідна напруга від 2,5 до 10 В.
ADCMP600	Q	Неінвертуючий вихід. Q має логічний високий рівень, якщо аналогова напруга на неінвертуючому вході, VP, більша за аналогову напругу на інвертуючому вході, VN.
	VEE	Від'ємна напруга живлення.
	VP	Неінвертуючий аналоговий вхід.
	VN	Інвертуючий аналогового вхід.
	VCCI/VCCO	Вхідний та вихідний розділ живлення.

Команди для управління блоком імпульсного лазера надходять від мікроконтролера та керуються схемою виміру часу.

Функціональна блок-схема UCC27511DBVR представлена на рисунку 5.13; MIC2288YD5-TR на рисунку 5.14; ADCMP600 на рисунку 5.15.

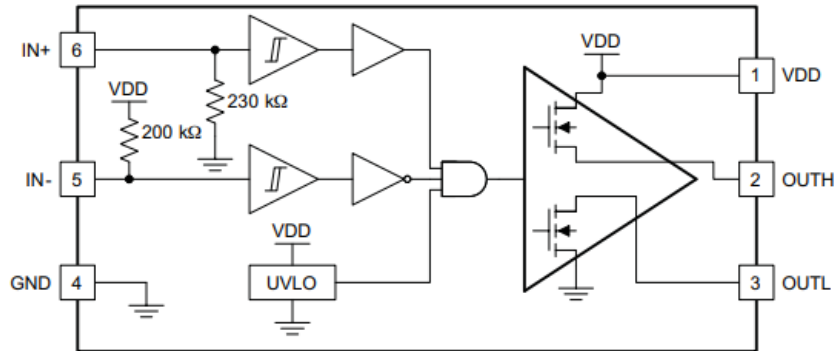


Рисунок 5.13 - Функціональна блок-схема UCC27511DBVR

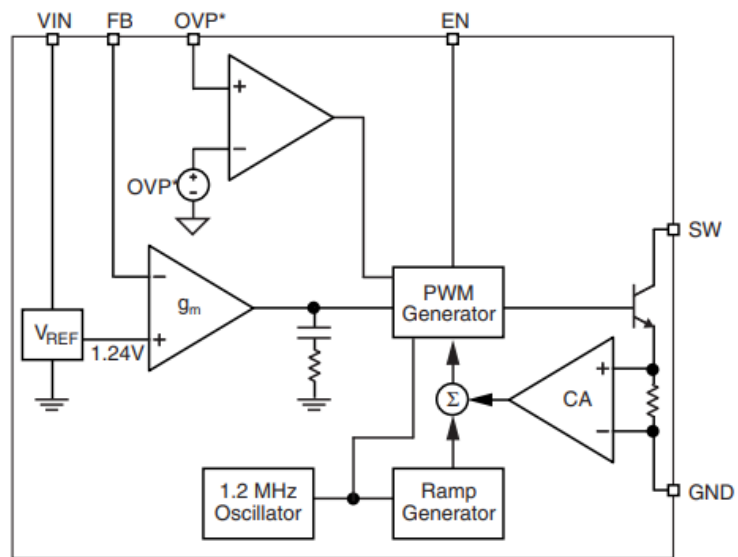


Рисунок 5.14 - Функціональна блок-схема MIC2288YD5-TR

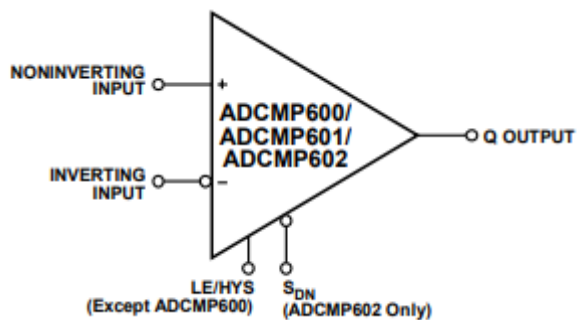


Рисунок 5.15 - Функціональна блок-схема ADCMP600

Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата

## 5.4 Блок фотоприймача

Представлений блок необхідний для фіксації відбитого лазерного імпульса. В даний час в лазерних далекомірах в якості фотоприймачів найчастіше використовують лавинні фотодіоди (avalanche photodiode – APD). На відміну від звичайних фотодіодів, вони мають власне посилення фотоструму, за рахунок чого їх чутливість зростає. З точки зору схемотехніки це дуже корисно, тому що у разі великих відстаней фотострум звичайного фотодіода посилити дуже складно – він губиться на рівні шумів підсилювача.

В проектуваній системі використовується фотодіод МТАРD-07-013. Фотодіод має чутливий майданчик прийому лазерного імпульса діаметром 0,5 мм. Зовнішній вигляд фотодіода представлено на рисунку 5.16.



Рисунок 5.16 – Зовнішній вигляд МТАРD-07-013

Сигнал фотодіода потрібно підсилювати. В якості таких підсилювачей використовують трансімпедансний підсилювач (ТІА). Такий підсилювач отримує на вхід струм, але на вихід видає пропорційну йому напругу. У найпростішому випадку він є операційним підсилювачем з єдиним резистором зворотного зв'язку. Для виготовлення імпульсного лазерного далекоміра необхідно використовувати ТІА з великою смугою пропускання сигналу та малою вхідною ємністю. У проектуваній системі лазерного виміру відстані задіяний підсилювач МАХ3658. Ця мікросхема розроблена спеціально для використання з фотодіодами.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата		67

Інтегрований резистор фільтра забезпечує позитивне зміщення для фотодіода. Схематичне зображення мікросхеми представлено на рисунку 5.17. Схема MAX3658 є типовою для застосування з фотодіодами [19]. Опис виводів мікросхеми показано в таблиці 5.7.

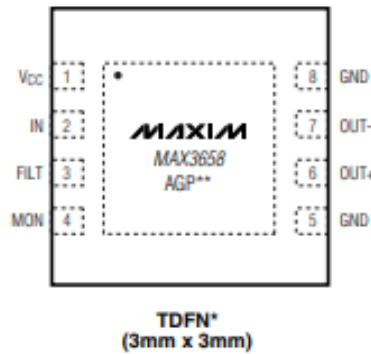


Рисунок 5.17 – Схематичне зображення MAX3658

Таблиця 5.7 – Опис виводів мікросхеми MAX3658

Позначення	Опис виводу
VCC	Напруга живлення.
IN	Вхід сигналу. Підключіть до анода фотодіода.
FILT	Додаткове підключення фільтра. Використовуйте для зміщення катода фотодіода. Внутрішня резистивна мережа мікросхеми підключена між цим виводом і VCC; зовнішній розв'язувальний конденсатор, підключений до цього виводу, утворює фільтр.
MON	Додатковий монітор фотоструму. Це поточний вихід. Підключивши резистор між MON і землею, можна контролювати середній фотострум.
GND	Схема заземлення.
OUT-	Негативний вихід даних. Збільшення вхідного струму призводить до зменшення OUT-.
OUT+	Позитивний вихід даних. Збільшення вхідного струму призводить до збільшення OUT+.

Схема керування фотоприймачем зображена на рисунку 5.18 [19].

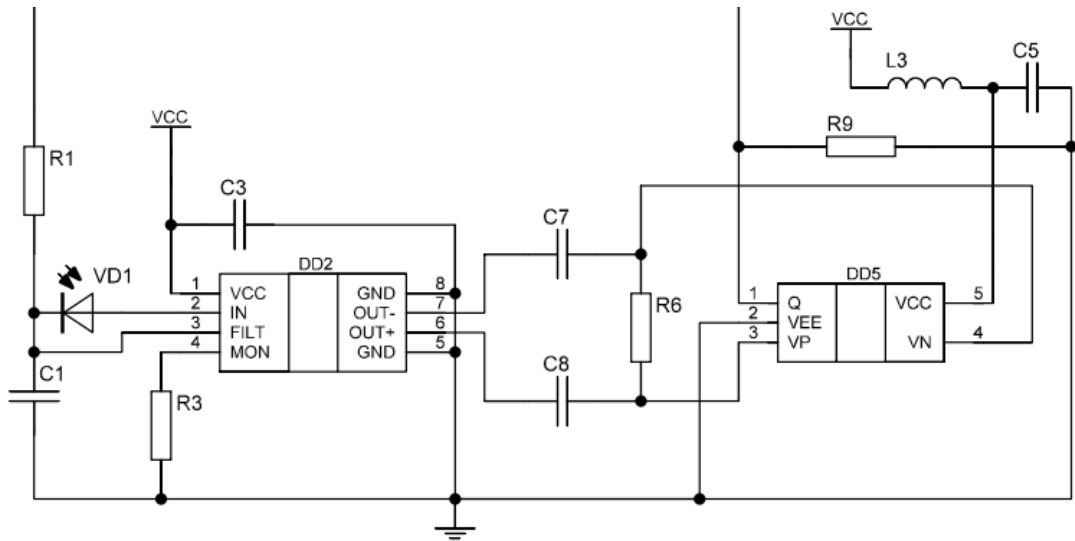


Рисунок 5.18 – Схема керування фотоприймачем

Фотодіод на рисунку 5.18 позначений – VD1. З виходу ТІА проходить аналоговий сигнал досить малої амплітуди а TDC-GP21 потребує цифрового сигналу. Для перетворення одного сигналу на інший використовується компаратор, побудований на мікросхемі – ADCMP600. Поріг спрацьовування компаратора визначається напругою, що надходить з мікроконтролера. Ця напруга визначає величину падіння напруги на резисторі R6. За відсутності сигналу на виході ТІА, різниця напруги надходить на вхід компаратора.

Слід зауважити, що резистор підключений до компаратора так, що різниця напруги на входах компаратора виявляється негативною, так що він видає 0 на своєму виході. При появі сигналу на виході ТІА цей сигнал проходить крізь конденсатори C7, C8, напруга на R6 змінює полярність, і в момент переходу напруги через 0 компаратор перемикається в 1.

Для того, щоб сформувати досить високу напругу зміщення фотодіода використовується конструкції DC-DC перетворювача (рисунок 5.19). Дана схема є типовою для застосування з фотоприймачами і була взята з ресурсу - <https://github.com/iliasam/OpenTOFLidar>.

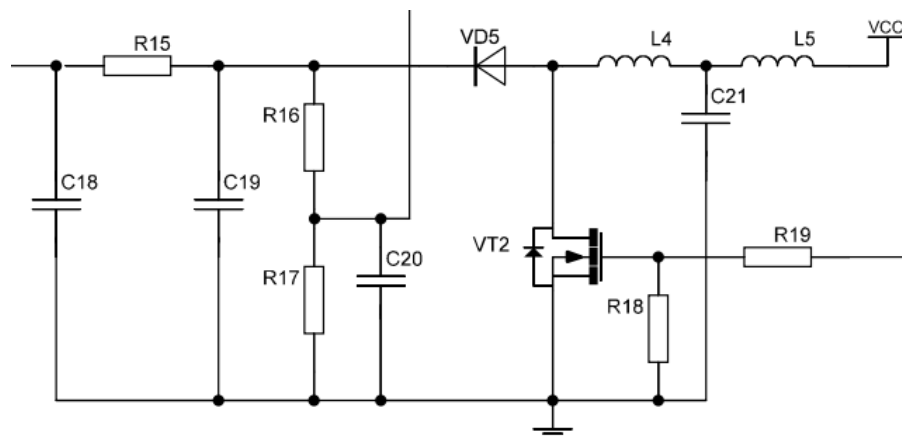


Рисунок 5.19 – Схема DC-DC перетворювача для фотоприймача

Функціональна блок-схема мікросхеми MAX3658 зображена на рисунку 5.20.

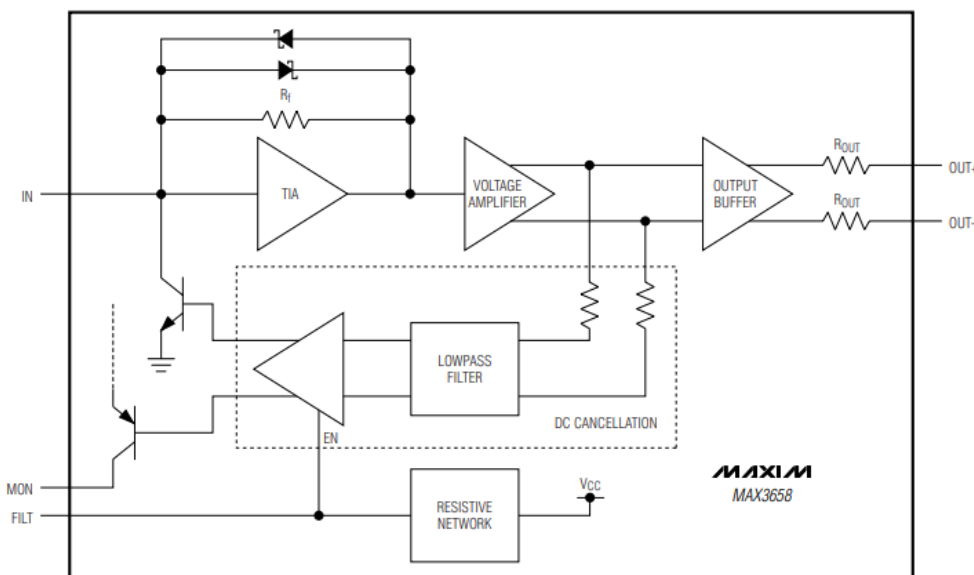


Рисунок 5.20 - Функціональна блок-схема MAX3658

## 5.5 Блок клавіатури

Клавіатура потрібна для керування системою лазерного вимірювання відстані. Для реалізації блока клавіатури було використано зсувний регістр sn74198n та кілька резисторів.

Змін.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата



Максимальна кількість кнопок обмежується лише максимально допустимим часом для сканування клавіатури. В схемі задіяно 5 кнопок, але їх кількість можна збільшити. На рисунку 5.21 представлено блок-схему роботи клавіатури.

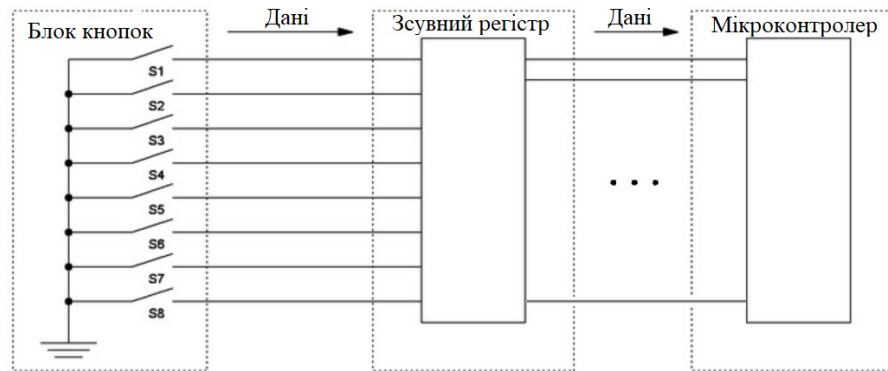


Рисунок 5.21 - Блок-схема роботи клавіатури

Блок клавіатури складається з кнопок, які одним виводом підключені до землі, а іншим підключаються до відповідного входу зсувного регістру. У процесі сканування клавіатури він фіксує 5 значень із блоку клавіатури і паралельно відсилатиме їх в мікроконтролер. Мікроконтролер управляє зсувним регістром: надсилає команду фіксації сигналу із блоку клавіатури та керує процесом передавання даних. Схема блока клавіатури представлено на рисунку 5.22. Опис виводів зсувного регістра sn74198n наведено в таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 - Опис виводів sn74198n

Назва	Опис виводу
D0-D7	Вхідні порти.
Q0-Q7	Вихідні порти.
CLK	Тактовий вхід.
S0, S1, MR, SR, SL	Порти сигналів керування.

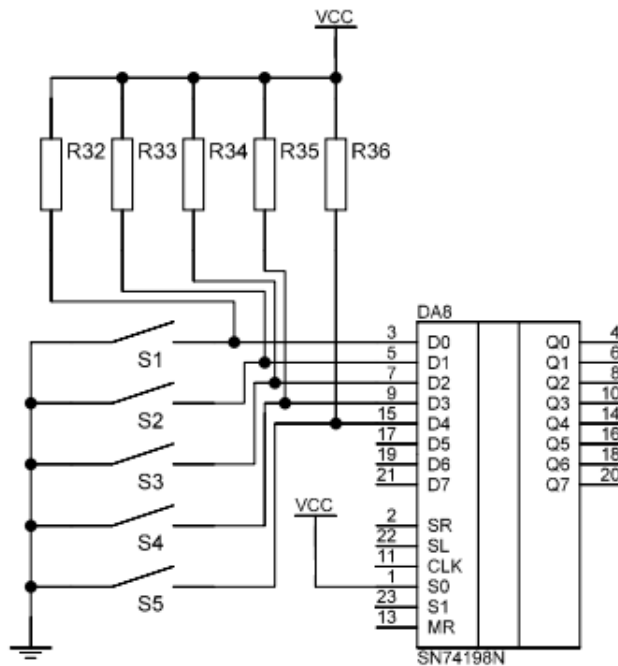


Рисунок 5.22 - Схема блока клавіатури

S0, S1 – виводи, що відповідають за вихід даних регістра на виводах Q0-Q4. Коли на S0 та S1 подається високий логічний рівень, то можна отримати дані на вихід, які в даний момент знаходяться на вході D0-D4. Для цього необхідно при активних S0 та S1 подати на CLK високий логічний рівень, а потім подати логічний нуль. Після цих маніпуляцій виходи Q0-Q4 приймуть значення входів D0-D4.

Клавіатура має 5 кнопок з наступними маркуваннями та функціями:

- Кнопка [On/Off] – включення/вимкнення приладу.
- Кнопка [Start] – включення лазера (початок процесу вимірювання); продовжити вимірювання.
- Кнопка [Enter] – підтвердження даних.
- Кнопка [No/V] – скасування/повернення.
- Кнопка [H] – історія вимірювань.

## 5.6 Блок індикатора

Для відображення отриманих від мікроконтролера даних буде використовуватися рідкокристалічний індикатор (РКІ). РКІ-модулі забезпечують якісне проектування великої кількості інформації при низькому енергоспоживанні та являються недорогими і достатньо простими в експлуатації. Деякі РКІ-модулі можна оснастити заднім підсвічувачем, що дозволяє використовувати їх при відсутності освітлення, також, ці модулі мають розширення по діапазону температур (від  $-20^{\circ}\text{C}$  до  $+70^{\circ}\text{C}$ ), що дає можливість користуватися ними в жорстких експлуатаційних умовах.

В проектуваній системі лазерного вимірювання відстані використовується рідкокристалічний індикатор GDM1602A на базі контролера KS0066U. На рисунку 5.23 зображено блок-схему індикатора.

Функції виводів KS0066U записано в таблицю 5.9.

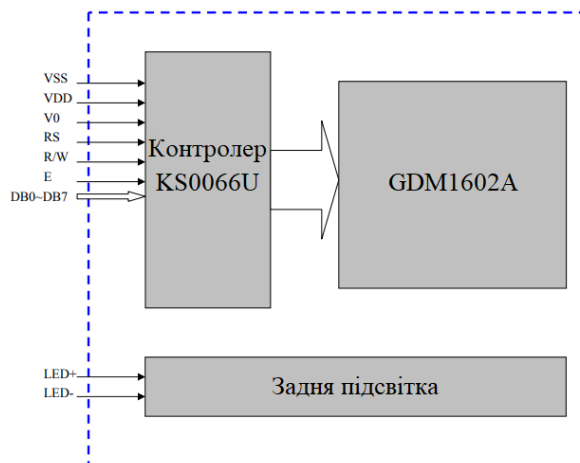


Рисунок 5.23 – Блок-схема модуля індикатора

GDM1602A – це алфавітно-цифровий рідкокристалічний модуль 16 символів на 2 ряди. Напруга живлення модуля - 5 В. Простий інтерфейс із 4- або 8-бітним MPU. 4-розрядна шина та 8-розрядна шина вибираються бітом DL у регістрі команд.

DDRAM зберігає дані дисплея розміром максимум 80x8 біт (80 символів).

Таблиця 5.9 – Функції виводів LCD-дисплея

Позначення	Опис виводу
GND	Схема заземлення.
VCC	Джерело живлення.
V0	Вихід живлення для РКІ.
RS	Сигнал вибору регістра.
R/W	Вибір режиму запису або читання.
E	Вибір модуля.
DB0-DB7	Шина введення/виведення даних

Для зв'язку рідкокристалічного модуля з системою управління використовується паралельна синхронна шина даних, що складається з 8 ліній даних DB0-DB7; лінії R/W, що необхідна для вибору операції; лінії RS для вибору регістра; лінії E, яка забезпечує стробування та синхронізацію. Також є лінія подачі напруги живлення драйвера РКІ – V0 та два виводи подачі напруги живлення GND і VCC. Під час програмного управління необхідно взаємодіяти з такими елементами: регістром даних (DR), регістром команд (IR), відеопам'ять (DDRAM), ОЗУ знакогенератор (CGRAM), лічильником адреси пам'яті (AC), прапором зайнятості контролера.

Регістр даних (DR) використовується як місце тимчасового зберігання даних для запису або зчитування синхронної динамічної пам'яті із довільним доступом (DDRAM/CGRAM). Цільова оперативна пам'ять вибирається відповідно до інструкції з налаштування адреси оперативної пам'яті. Кожна внутрішня операція, читання або запис в оперативну пам'ять, виконується автоматично. Таким чином, після того, як MPU зчитує дані DR, дані з наступної

адреси DDRAM/CGRAM передаються в DR. Крім того, після того, як MPU записує дані в DR, дані в DR автоматично передаються в DDRAM/CGRAM

Регістр інструкцій (IR) використовується лише для зберігання кодів інструкцій, переданих із MPU. MPU не може використовувати його для читання даних інструкцій. Щоб вибрати регістр, ви можете використовувати вхідний контакт RS у 4-бітному/8-бітовому режимі шини. Схема драйвера LCD має 16 загальних і 40 сегментних сигналів для управління LCD. Дані з CGRAM/CGROM послідовно передаються до 40-бітної зсуву сегмента, а потім зберігаються до 40-бітного сегмента зсуву. Щоб подолати різницю в швидкості між внутрішнім годинником KS0066U і годинником MPU, KS0066U виконує внутрішні операції, зберігаючи керуючу інформацію в IR або DR. Внутрішня робота визначається відповідно до сигналу від MPU, що складається з читання/запису та шини даних.

Інструкція по ініціалізації для 8-бітного режиму представлена на рисунку 5.24.

Під час ініціалізації RS та R/W завжди дорівнюють нулю, оператор системи буди надсилати команди.

При ініціалізації можна налаштувати:

- N – кількість відображених рядків.
- C – включити або вимкнути курсор.
- B – зробити курсор чіткішим.
- I/D – збільшити або зменшити значення лічильника адреси.
- SH – зрушити вікно дисплею.

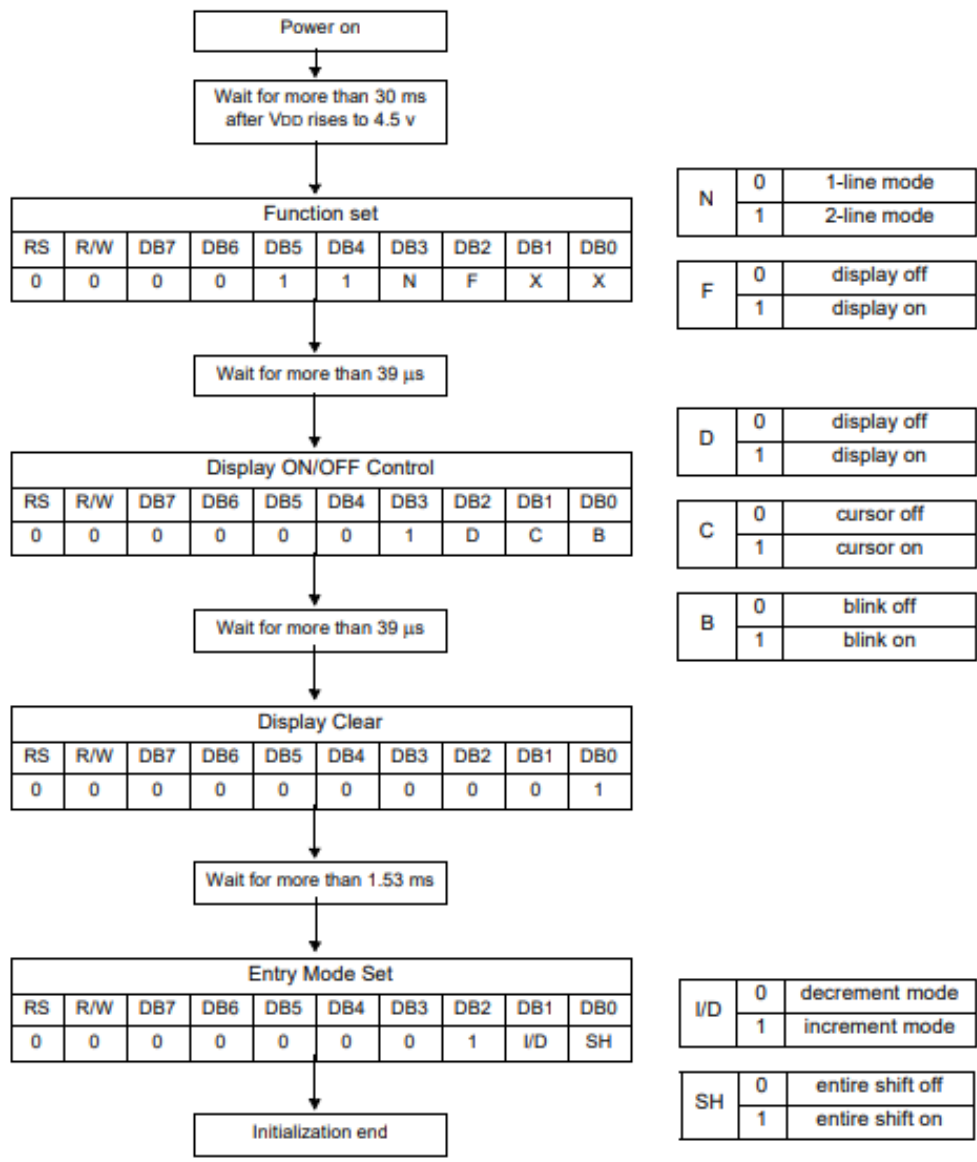


Рисунок 5.24 – Ініціалізація 8-бітного режиму

Якщо довжина даних інтерфейсу становить 8 біт, передача виконується одночасно через 8 портів, від DB0 до DB7. Приклад послідовності синхронізації показано на рисунку 5.25.

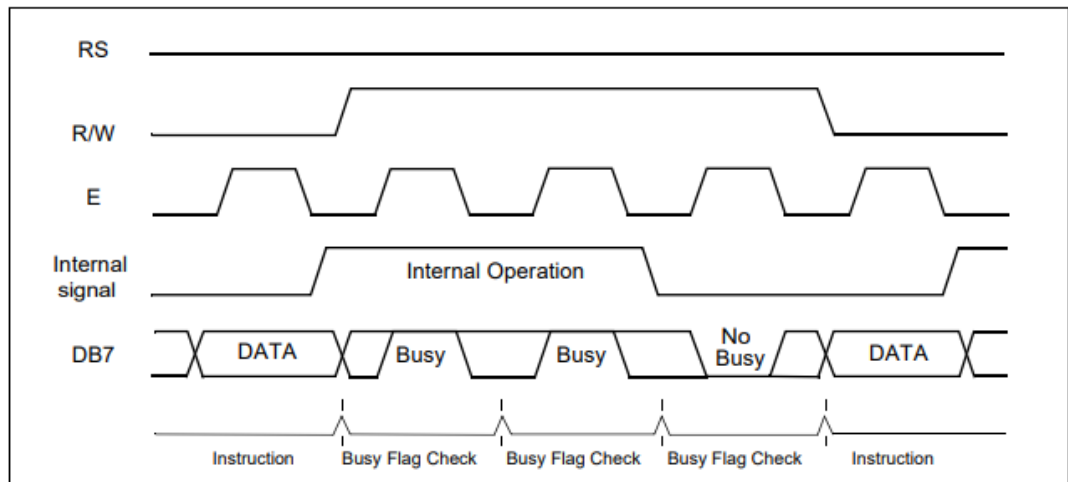


Рисунок 5.25 – Обмін даними з LCD дисплеєм в 8-бітному режимі

Часова діаграма операції запису представлена на рисунку 5.26.

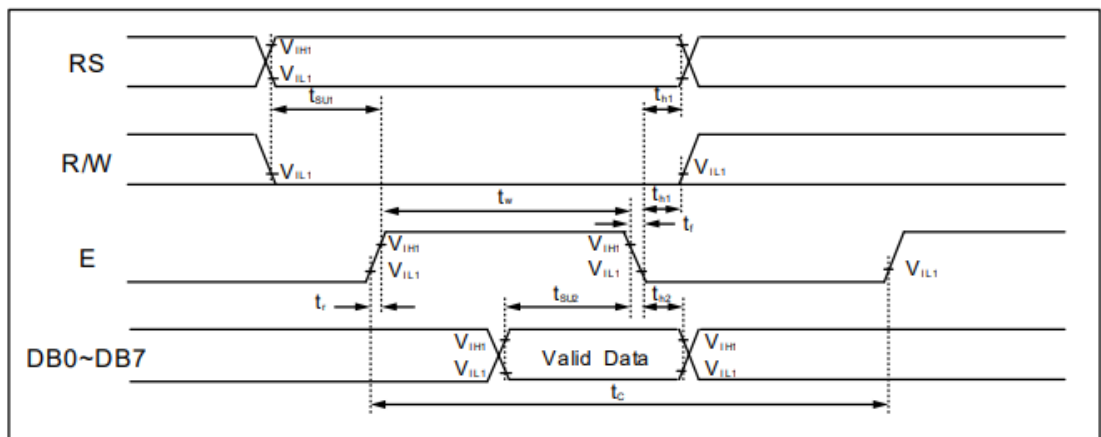


Рисунок 5.26 – Часова діаграма режиму запису

Для відправки по 8-бітній шині потрібно:

- Переконатися, що керуючий контролер вільний.
- Встановити RS в 0 - команда або 1 - дані.
- R/W встановити в 0.
- Підняти строб E – встановити в 1.
- Видати код команди або даних в шину.
- Опустити E строб.

Операція читання реалізується аналогічно. Часова діаграма режиму читання зображена на рисунку 5.27.

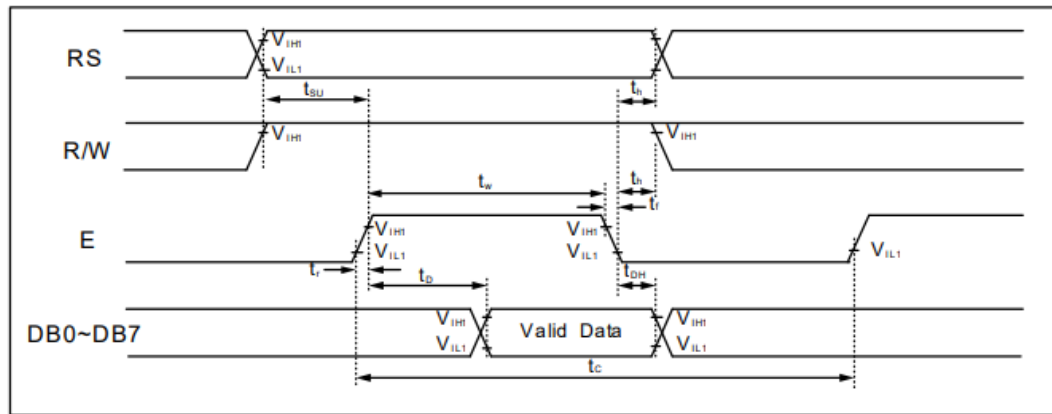


Рисунок 5.27 – Часова діаграма режиму читання

На рисунку 5.28 зображена схема блока індикатора.

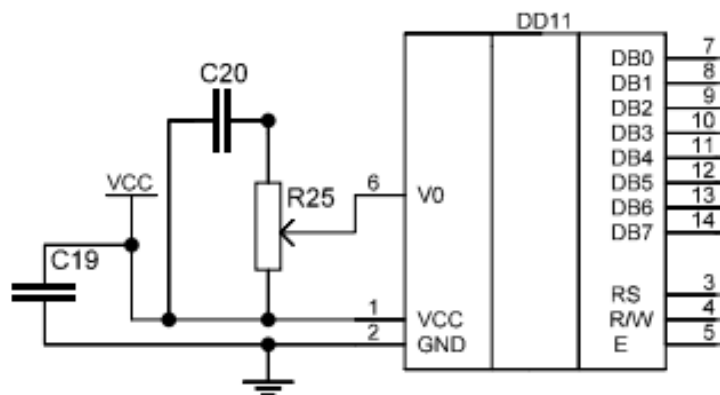


Рисунок 5.28 – Схема індикатора

Контрастність індикатора регулюється за допомоги потенціометра R25.

Робота контролера KS0066U полягає у підтримуванні операції запису та читання. Зчитування регістру DR, у відповідності від поточного режиму, призводить до завантаження вмісту DDRAM або CGRAM. Переважна кількість процесів, що виконує контролер займають чимало часу - 30 мкс і навіть більше.



## 5.7 Блок годинника реального часу

Для даної системи лазерного вимірювання відстані було обрано мікросхему годинника реального часу з послідовним інтерфейсом MAX6902.

Годинник реального часу, сумісний із SPI інтерфейсом, містить годинник/календар реального часу та 31х8 біт статичної пам'яті з довільним доступом (SRAM). Годинник/календар реального часу надає інформацію про секунди, хвилини, години, день, дату, місяць, рік і століття. Кінцева дата місяця автоматично коригується для місяців, у яких менше 31 дня, включаючи поправки на високосний рік до 2100 року. Годинник працює у 24-годинному або 12-годинному форматі з індикатором АМ/РМ. MAX6902 працює з напругою живлення від +2 В до +5,5 В, доступний у 8-контактному корпусі TDFN і працює в промисловому діапазоні температур від -40°C до +85°C.

Схема розташування виводів мікросхеми зображено на рисунку 5.29.

В таблиці 5.11 наведено опис виводів мікросхеми.

Таблиця 5.11 – Опис виводів MAX6902

Позначення	Опис виводу
GND	Схема заземлення.
VCC	Джерело живлення.
X1, X2	Підключення для стандартного кристала (резонатора).
SCLK	Синхронізація послідовного зв'язку.
CS	Вибір мікросхеми.
DIN	Введення послідовних даних.
DOUT	Виведення послідовних даних.

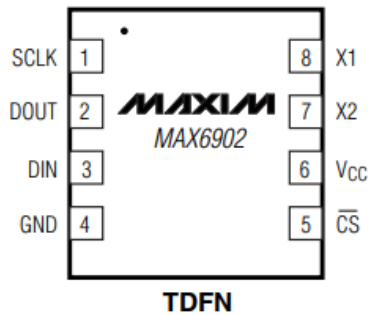


Рисунок 5.29 - Схема розташування виводів MAX6902

На рисунку 5.30 представлено структурну схему годинника реального часу часу MAX6902.

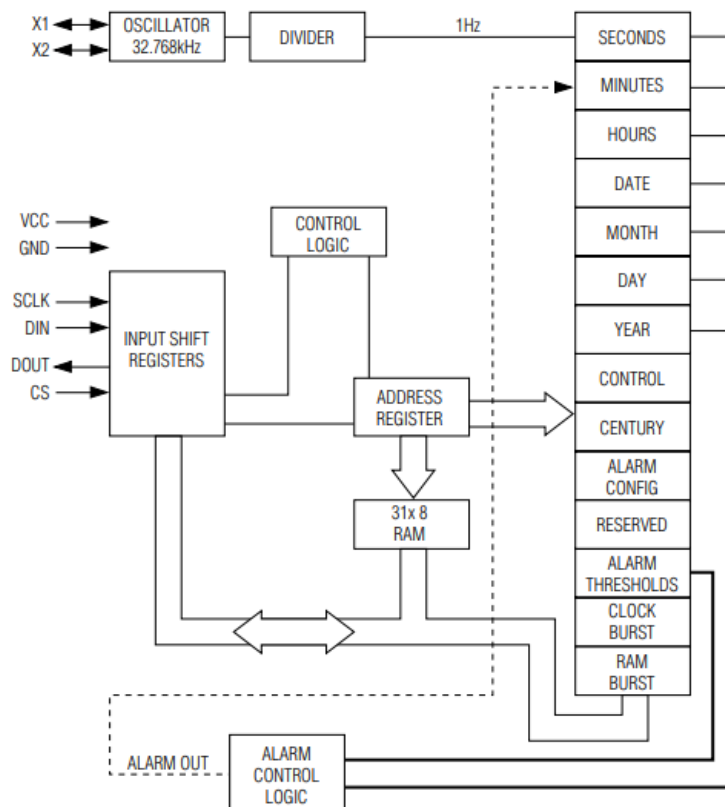


Рисунок 5.30 – Структурна схема MAX6902

Схема блока годинника реального часу зображена на рисунку 5.31.

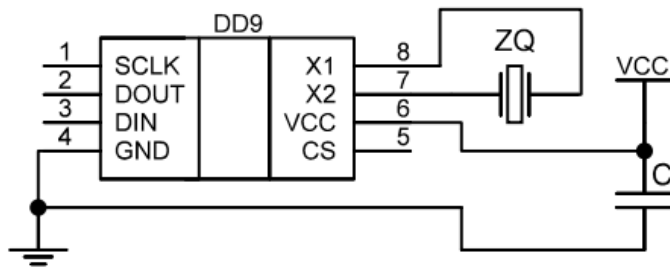


Рисунок 5.31 – Схема годинника реального часу

## 5.8 Блок енергонезалежної пам'яті

Для реалізації блока енергонезалежної пам'яті було використано мікросхему AT25640. Даний модуль необхідний для збереження даних у випадку повного відсутності живлення. Наведений пристрій доступний в таких корпусах: 8-контактний DIP, 8-контактний SOIC. На рисунку 5.32 зображені схеми розташування виводів мікросхеми AT25640 в корпусі DIP та SOIC.

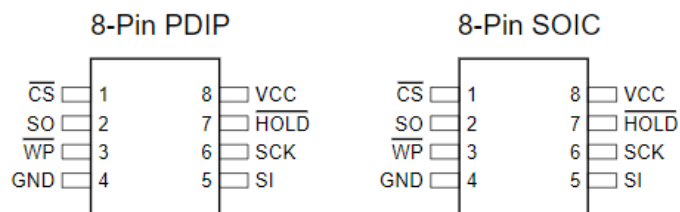


Рисунок 5.32 – Схема розташування виводів AT25640

Схема енергонезалежної AT25640 пам'яті представлена на рисунку 5.33.

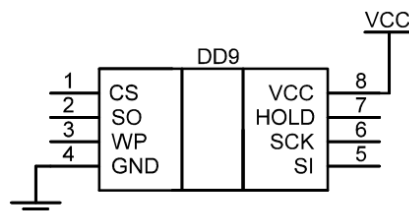


Рисунок 5.33 – Схема енергонезалежної пам'яті

В таблиці 5.12 наведено опис виводів мікросхеми енергонезалежної пам'яті AT25640.

Таблиця 5.12 – Опис виводів AT25640

Позначення	Опис виводу
GND	Схема заземлення.
VCC	Джерело живлення.
CS	Вибір режиму роботи мікросхеми.
SCK	Синхронізація послідовного зв'язку.
SI	Вхід послідовних даних.
SO	Вихід послідовних даних.
WP	Захист запису.
HOLD	Зупинка послідовного введення.

AT25640 забезпечує 65536 біт послідовної електрично стираємої та програмованої постійної пам'яті (EEPROM), організованої у вигляді 8192 слів по 8 біт кожне. Мікросхема забезпечує швидкий запис даних - 1 мс. Термін збереження даних – 100 років.

Обмін даними між мікроконтролером та управління мікросхемою відбувається за допомоги SPI інтерфейсу. Пристрій оптимізовано для використання в багатьох промислових і комерційних застосуваннях. Усі цикли програмування повністю синхронізуються самостійно.

Захист від блокового запису вмикається шляхом програмування регістра стану за допомогою одного з чотирьох блоків захисту від запису. Додатковий захист даних надається окремими інструкціями з увімкнення та вимкнення програми. Апаратний захист даних забезпечується через контакт WP для захисту від ненавмисних спроб запису в регістр стану.

Структурна схема енергонезалежної пам'яті представлена на рисунку 5.34.

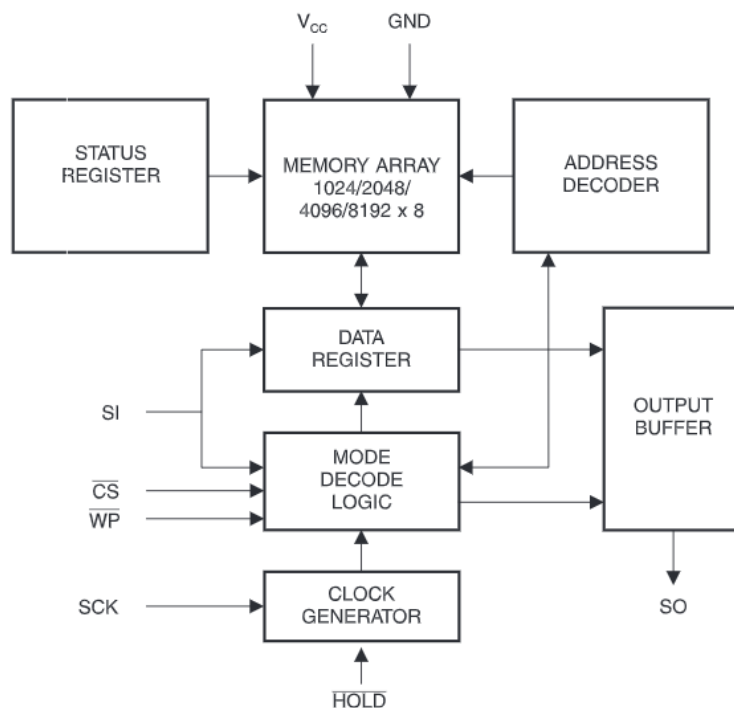


Рисунок 5.34 – Структурна схема AT25640

Отже, в роботі було розроблено електронна система лазерного вимірювання відстані з імпульсним напівпровідниковим діодом. Мікросхема TDC-GP21 обчислює час затримки відбитого імпульса, який фіксує лавинний фотодіод. Мікроконтролер AT89C51RE2 розраховує відстань до об'єкта та виводить дані на індикатор GDM1602A, потім вони зберігаються в енергонезалежній пам'яті AT25640. Клавіатура необхідна для керування системою, годинник реального часу забезпечує додаткові функції.

## 6. ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

В представленій кваліфікаційній роботі було розроблено електронну систему лазерного вимірювання відстані. Кінцевим результатом роботи буде повністю функціонуючий прилад. В даному розділі описано розрахунок витрат, які необхідні для проектованої системи.

### 6.1 Інструменти та методи менеджменту промислових підприємств

Одним із рішень проблем конкурентного розвитку виробничої діяльності підприємств та галузей у ході створення та впровадження нових виробничих технологій є раціональний розвиток інструментів та способів менеджменту суб'єктів господарювання, насамперед, пов'язаних з управлінням ризиками. При зростанні інвестицій у технологію підприємств промисловості підвищується якість продукції з паралельним збільшенням витрат виробників, а по-друге, спостерігається нестача капіталовкладень у розвиток прогресивних технологій промислових підприємств. Все це може негативно позначитися на конкурентоспроможності галузі: збільшуватиметься недоотриманий прибуток, а окремі підприємства можуть стати банкрутами. Вирішення цієї проблеми пов'язане з розвитком інструментів та методів менеджменту, аналізом та діагностикою управління ризиками галузей підприємств.

Існують такі методи менеджменту:

- адміністративні;
- організаційно-правові;
- економічні;
- соціально-психологічні.

1. Перший спосіб управління – адміністративний – полягає у тому, що діяльність підприємства проводиться у жорсткої ієрархії підпорядкування працівників та їх безумовному виконанні завдань.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата		84

2. Організаційно-правовий метод. Цей метод визначає організаційно-правову форму підприємства, умови його функціонування; також регламентує права та обов'язки працівників та їх відповідальність.

3. Економічний метод. Даний метод ґрунтується на матеріальній складовій. За допомогою нього керуючий стимулює та контролює роботу працівника, що дозволяє підняти ефективність діяльності всього підприємства.

4. Соціально-психологічні методи. Засновані на особливостях психіки та особистісних характеристиках працівників.

Усі вищевказані методи менеджменту не протиставляються, оскільки лише за їх комплексному взаємодії підприємство може досягти максимального результату.

Реалізація інструментів та методів менеджменту промислових підприємств та галузей підтверджує здатність розвитку процесів активного використання виробничих факторів, зростання ефективності управління ризиками, а також управління технологічним розвитком підприємства. Саме управління ризиками необхідно розглядати з позицій мінімізації сумарних витрат від прямих витрат і втрат від недоотриманого прибутку при реалізації комплексу інструментаріїв і методів менеджменту в промисловості.

Для встановлення суті інструментів та методів менеджменту застосовується наступна класифікація:

- етап управління, починаючи від постановки управлінської проблеми до реалізації вироблених управлінських рішень;
- масштаби об'єкта керування; способи ухвалення управлінських рішень;
- період розвитку економічної системи, що охоплюється;
- функції менеджменту, що обслуговуються.

Для формування та використання інструментів та методів менеджменту існують такі принципи:

1. Принцип поділу праці. Спеціалізація – один із способів підвищення ефективності праці для підприємства, розмежовуючи діяльність кожного цеху, відділення, ділянки, господарства, зосереджуючи у кожному їх свою виробничу одиницю.

2. Принцип дисципліни – полягає у створенні інструментів та методів менеджменту, які забезпечують дотримання правил, встановлених на підприємстві.

3. Принцип єдиноначальності. Суть полягає у створенні інструментів та методів менеджменту у реалізації зв'язку, за яким працівник отримує вказівки від одного керівника і лише перед ним звітує.

4. Принцип єдності процесів. Він спрямований на створення єдиних планів кожної групи працівників, робота яких спрямована на досягнення єдиної мети підприємства.

5. Принцип ієрархії інтересів. Він полягає в тому, що інтереси підприємства завжди стоять вище за інтереси окремого співробітника.

6. Принцип винагороди персоналу. Направлений на стимулювання роботи персоналу, підвищення продуктивності та якості праці на підприємстві.

7. Принцип централізації. Має на увазі підпорядкування одному центру влади відповідно до ієрархічного порядку управління, що забезпечує найбільшу ефективність суб'єкта господарювання.

8. Принцип раціональної ієрархії. Пов'язаний із менеджментом, що забезпечує ієрархічно раціональну організацію управління підприємством.

9. Принцип гармонійності. Направлений створення такої системи управління, при якій організація працівників гармонійно упорядкована, а кожне робоче місце є самодостатньою точкою виробництва.

10. Принцип справедливості. Має на увазі організацію роботи на основі взаємоповаги та справедливого ставлення керівників до всіх працівників, незалежно від рівня.



11. Принцип розвитку ініціативи. Направлений на створення умов, за яких кожен співробітник може висловитися та реалізувати задумані ідеї щодо покращення роботи господарюючого суб'єкта.

Всі ці принципи є основними в успішній діяльності підприємства. До того ж у сучасних реаліях мають важливий характер.

## **6.2 Розрахунок повної собівартості системи лазерного вимірювання відстані**

Собівартість продукту — це бухгалтерський термін, який стосується загальних витрат, пов'язаних із виготовленням продукту та підготовкою його до продажу. У виробництві собівартість продукції – це витрати, які включають вартість матеріалів, робочу силу та накладні витрати на виробництво. Процес розрахунку собівартості продукту за статтями витрат називається калькуляція.

Витрати, які пов'язані з виробництвом та реалізацією електронної системи вимірювання відстані можна поділити на такі групи:

- Витрати на матеріали та комплектуючі, які необхідні при виробництві системи.
- Основна заробітна плата інженера-конструктора.
- Відрахування від заробітної плати на соціальні заходи.
- Витрати, які притаманні при утриманні та експлуатації устаткування.
- Загальновиробничі витрати.
- Адміністративні витрати.
- Витрати на збут.

1) Витрати на матеріали та комплектуючі.

Електричні компоненти, які потрібні для виробництва системи, та їх вартість представлена в таблиці 6.1.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата		87

Таблиця 6.1 – Ціни на електричні компоненти системи

Назва	Ціна, грн
Мікроконтролер «AT89C51RE2»	343,83
Мікросхема виміру часу «TDC-GP21»	192,70
Лазерний діод «SPL PL90_3»	110
Мікросхема «UCC27511DBVR»	35
Мікросхема «MIC2288YD5-TR»	27
Мікросхема «ADCMР600»	105
Мікросхема «MAX3658»	60,43
Фотодіод «MTAPD-07-013»	41
Зсувний регістр «sn74198n»	33
Індикатор «GDM1602A»	200
Годинника реального часу «MAX6902»	28
Мікросхема енергонезалежної пам'яті «AT25640»	41,80
Додаткові елементи	100

Отже, з таблиці 6.1 можна зробити висновок, що загальна вартість комплектуючих ( $C_N$ ) системи буде дорівнювати 1317,76 грн.

2) Розрахунок заробітної плати інженера-конструктора.

Час роботи, який інженер витратить на створення системи, буде складати 15 робочих днів по 8 годин. Фактична кількість відпрацьованого часу знаходиться за формулою:

$$T_{\Phi} = K_{ВД} \cdot T_{РД}, \quad (6.1)$$

де  $T_{\Phi}$  – фактично відпрацьований час, год;

$K_{ВД}$  – кількість днів, що відпрацьовано;

$T_{РД}$  – тривалість робочого дня, год.

$$T_{\Phi} = 10 \cdot 8 = 80 \text{ (год)}.$$

Погодинна оплата інженера конструктора складає 82 грн, знаючи цей параметр можна розрахувати основну заробітну плату:

$$Z_{\text{осн}} = T_{\text{ф}} \cdot T_{\text{ч}}, \quad (6.2)$$

де  $T_{\text{ч}}$  – погодинна ставка інженера-конструктора.

$$Z_{\text{осн}} = 80 \cdot 82 = 6560 \text{ (грн)}.$$

Щоб знайти точну суму витрат на оплату праці потрібно враховувати додаткову заробітну плату. Додаткова заробітна плата – це 10 -30% від основної заробітної плати:

$$Y_{\text{дод}} = Z_{\text{осн}} \cdot K_{\text{д}}, \quad (6.3)$$

де  $K_{\text{д}}$  - відсоток додаткової заробітної плати.

$$Y_{\text{дод}} = 6560 \cdot 0,15 = 984 \text{ (грн)}.$$

Загальні витрати на оплату праці можна знайти за наступною формулою:

$$P_{\text{заг}} = Z_{\text{осн}} + Y_{\text{дод}}, \quad (6.4)$$

$$P_{\text{заг}} = 6560 + 984 = 7544 \text{ (грн)}.$$

3) Відрахування від заробітної плати на соціальні заходи.

Сюди входить:

- Обов'язкове державне пенсійне страхування - 33,2%;
- Державне страхування від нещасливих випадків - 0,9%;
- Обов'язкове державне соціальне страхування на випадок безробіття - 1,3%;
- Тимчасова втрата працездатності - 1,5%.

Формула для підрахунку наступна:

$$H_{\text{см}} = P_{\text{заг}} \cdot \frac{36,9}{100} = 7544 \cdot \frac{36,9}{100} = 2783,7 \text{ (грн)} \quad (6.5)$$

4) Витрати, які притаманні при утриманні та експлуатації устаткування.

Витрати на утримання і експлуатацію устаткування (ВУЕУ) = основна зарплата \* %ВУЕУ, визначається з відомостей за аналізом повної собівартості продукту (у середньому 120-150%).

$$Z_{УЕ} = Z_{ОСН} \cdot 120\% = 6560 \cdot 1,2 = 7872 \text{ (грн)}. \quad (6.6)$$

5) Загальновиробничі витрати.

Це витрати, що пов'язані з керування підрозділом, витрати на службові відрядження співробітників, амортизаційні відрахування від вартості основних фондів загальноцехового призначення і т.д. Визначаються в розмірі 130-250% від основної зарплати.

$$Z_{ЗВ} = Z_{ОСН} \cdot 130\% = 6560 \cdot 1,3 = 8528 \text{ (грн)}. \quad (6.7)$$

б) Адміністративні витрати.

Містять в собі:

- Витрати, які необхідні для керування підприємства.
- Витрати на пожежну і строкову охорону.
- Витрати на навчання та перепідготовку кадрів.
- Податки, відрахування.

Дані витрати визначаються в розмірі 140-200% від основної зарплати.

$$Z_{А} = Z_{ОСН} \cdot 140\% = 6560 \cdot 1,4 = 9184 \text{ (грн)}. \quad (6.8)$$

7) Витрати на збут.

Дані витрати потрібні на рекламу та передпродажну підготовку продукту. Ці втрати становлять 5-10% від виробничої собівартості.

$$Z_{С} = (C_{N} + P_{ЗАГ} + H_{СМ} + Z_{УЕ} + Z_{ЗВ}) \cdot 5\% = (1317,76 + 7544 + 2783,7 + 7872 + 8528) \cdot 0,5 = 14027,73 \text{ (грн)}. \quad (6.9)$$

Калькуляція собівартості електронної системи лазерного вимірювання відстані представлена в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 - Калькуляція собівартості системи

Найменування статей калькуляції	Величина, грн
Вартість комплектуючих	1317,76
Загальні витрати на оплату праці	7544
Відрахування на соціальні заходи	2783,7

Продовження таблиці 6.2

Найменування статей калькуляції	Величина, грн
Витрати на утримання й експлуатацію устаткування	7872
Загальновиробничі витрати	8528
Адміністративні витрати	9184
Витрати на збут	14027,73
Повна собівартість продукту	51267,55

Отже, було визначено повну собівартість електронної системи лазерного вимірювання відстані, що вона дорівнює 51267,55 грн.

### 6.3 Розрахунок ціни системи

Розрахунок оптової ціни проектованої системи проводиться за формулою:

$$C_{\text{опт}} = C + П, \quad (6.10)$$

де П – величина прибутку;

C – собівартість.

Для знаходження прибутку необхідно урахувати показник (норматива) рентабельності R виготовлення виробів, який встановлений на підприємстві:

$$R = \frac{П}{C} \cdot 100\%. \quad (6.11)$$

Показник рентабельності не перевищує 35%. Прийmemo R = 7%.

Підставивши значення у формулу (6.10) знаходимо оптову ціну виробу за наступним виразом:

$$C_{\text{опт}} = C + \frac{R \cdot C}{100}, \quad (6.12)$$

$$C_{\text{OPT}} = 51267,55 + \frac{7 \cdot 51267,55}{100} = 54856,27 \text{ (грн)}.$$

Роздрібна ціна розраховується з значенням ПДВ, що дорівнює 120%.

Формула для розрахунку представлена нижче:

$$C_{\text{PO3}} = 1,2 \cdot C_{\text{OPT}}, \quad (6.13)$$

$$C_{\text{PO3}} = 1,2 \cdot 54856,27 = 65827,52.$$

Отже, в даному розділі було розраховано собівартість спроектованої системи та роздрібну ціну для оцінки економічної вигоди даної системи.

Представлена система лазерного вимірювання відстані є конкурентоспроможною та економічно вигідною для подальшої розробки.

## ВИСНОВОК

У результаті виконання випускної кваліфікаційної роботи було спроектовано електронну систему лазерного вимірювання відстані.

Під час виконання роботи були проведені теоретичні та експериментальні дослідження методів обробки сигналів в лазерних імпульсних системах, запропоновано методи та способи підвищення точності імпульсних лазерних далекомірів з напівпровідниковим лазером.

Реалізована система використовує: імпульсний лазерний діод і лазерний драйвер для надсилання світлового імпульсу до цілі вимірювання; лавинний фотодіод та підсилювачі сигналу для фотоелектричного перетворення; мікросхему TDC для вимірювання часу затримки світлового сигналу; мікропроцесор для надсилання сигналу керування імпульсним драйвером лазерного діода, надсилання сигналу лічильника старту до TDC, зчитування з нього інформації про час для подальших обчислень відстані; РКІ-дисплей та клавіатуру для налаштування системи; енергонезалежну пам'ять для зберігання та відправки даних вимірювань; годинник реального часу для додаткової інформації.

Було розроблено алгоритм роботи та структурна схема системи вимірювання відстані. Проводилося проектування функціональної та принципової схеми.

Проводились економічні розрахунки, які показали, що дана система є конкурентноспроможною. Елементна база є широко розповсюджена та доступною.

Отже, проєктована система лазерного вимірювання відстані відповідає технічним вимогам та є високоефективною.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата		93

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Мачехін Ю.П., Гнатенко О.С., Курський Ю.С., Семенець В.В., Неофітний М.В. Лазерні, оптико-електронні прилади та системи. Ч. 1. Лазерна інформаційно-вимірювальна техніка для задач військового призначення. Харків: ФОП Панов А.М., 2019. 156 с.

2. L. A. Coldren, S. W. Corzine and M. L. Mashanovitch, Diode lasers and photonic integrated circuits. Vol. 218. John Wiley & Sons, 2012.

3. S. Fang, Y. Zheng, L. Li, X. Wang, X. Meng and J. Zhao, "A novel time extension method of the pulse laser ranging syste," (2015).

4. Лазерні технології у машинобудуванні : навч. посібник для студентів спеціальності «Прикладна механіка» денної, заочної та дистанційної форм навчання / Л. І. Пупань. – Харків: НТУ «ХПІ», 2020. –109с.

5. Коваленко В. С. Лазерна технологія: посіб. – Київ : Вища шк., 1989.

6. Бобицький Я. В. Лазерні технології : навч. посібник / Я. В. Бобицький, Г. Л. Матвіїшин. – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2015.

7. Авіаційне лазерне сканування: навч. посібник / А.В.Бабушка, Х.В.Бурштинська. - Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2019. - 116 с.

8. X. Y. Zheng, C. Zhao, H. Y. Zhang, Z. Zheng and H. Z. Yang, "Coherent dual-frequency lidar system design for distance and speed measurements," 2017 International Conference on Optical Instruments and Technology: Advanced Laser Technology and Applications, Vol. 10619. International Society for Optics and Photonics, 2018.

9. Лазерні джерела випромінювання та їх застосування в мікроелектроніці. Навчальний посібник // О.К. Шуайбов, І.І. Опачко, І.Е. Качер, М.П. Чучман, - Ужгород. Ужгородський національний університет, фізичний та інженерно-фізичний факультети. 2009. - с.238.

10. Optical distance measurement/John Morcom: US pat. No 6753950, June 22, 2004.

					<i>ЕЛІТ 8.171.00.10.401 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Аркш	№ Докум.	Підп.	Дата		94



11. Мачехін Ю. П., Гнатенко О. С. Лазерні, оптико-електронні прилади та системи. Ч. 2. Параметри лазерного випромінювання. Харків «Факт», 2021. 145 с.

12. Основи фізики лазерів: навчальний посібник / В.П. Гаращук. – Київ: Пульсари, 2012. – 342 с

14. Design and Development of a Low Cost and Lightweight Laser Rangefinder. Miguel Lopez, CUNY City College; 2012.

15. Лазерна дальнометрія / Л.А. Асніс, В.П. Васильєв, В. Б. Волконський та ін. М.: Радіо та зв'язок, 1995. 256 с.

16. Полігонні лазерні та оптико-електронні вимірювальні засоби: Конспект лекцій. Част. II / С.В. Тюрін, І.С. Шостко, В.А. Романюк, В.В. Пономарьов, Р.В. Павлович. – Х.: ХВУ, 1998. – 174 с.

17. Григоруk В.І., Коротков П.А. Лазерна спектроскопія. –К.: ВПЦ «Київський університет», 2017. –с. 263.

18. AT89C51RE2 datasheet URL: [https://www.keil.com/dd/docs/datashts/atmel/at89c51re2\\_ds.pdf](https://www.keil.com/dd/docs/datashts/atmel/at89c51re2_ds.pdf)

19. TDC-GP21 datasheet URL: <https://www.pmt-fl.com/uploads/2018/05/precision-measurement-db-gp21-en.pdf>

20. MAX3658 datasheet URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/max3658.pdf>

21. UCC27511DBVR datasheet URL: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27511.pdf?ts=1670509900257&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27511.pdf?ts=1670509900257&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)

22. MIC2288YD5-TR datasheet URL: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MIC2288-Data-Sheet-DS20006034C.pdf>

23. ADCMP600 datasheet URL: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adcmp600\\_601\\_602.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adcmp600_601_602.pdf)