

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ У СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ»

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-23м
спеціальності 172 Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

Криштофор Я.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2024 р.

Опонент: д.т.н., доц., професор каф. ІКСТ

Михалевський Д.В.
(прізвище та ініціали)

« 13 » 12 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.
(прізвище та ініціали)

« 13 » 12 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань – 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
Спеціальність – 172 Електронні комунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завидавач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2024 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Криштофору Ярославу Володимировичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку»

керівник роботи д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС Семенов А.О.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від «17» 09.2024 р. №310.

2. Строк подання студентом роботи 13.12.2024р.

3. Вихідні дані до роботи: типи кабелю - коаксіальна пара, симетрична пара; номінальна пікова напруга - $U_1^1=2,37$ В, $U_2^1=3$ В; пікова напруга за відсутності імпульса - $U_1^0=0,237$ В, $U_2^0=0,3$ В; типи мереж - PDH, SDH; стандарти синхронізації - G.803, G.810, G.812, G.813; швидкість первинного потоку даних - 2,048 Мбіт/с; центральна частота передачі даних - 155,52 МГц.

4. Зміст текстової частини: Основні відомості про джитер та засоби його вимірювань. Розробка функціональної схеми пристрою вимірювання кодозалежного джитера. Електричні розрахунки. Математичне моделювання. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Типова характеристика передачі тремтіння фази. Визначення одиничного інтервалу (UI). Вимірювання джитера за допомогою полосових фільтрів. Структурна схема вимірювача джитера. Схема вимірювання тремтіння фази за допомогою осцилографа. Схема вимірювання фазового тремтіння фазовим детектором. Вимірювання фазового тремтіння цифровим аналізатором. Схема вимірювання допустимого фазового тремтіння за критерієм збільшення помилок. Структурна схема приймача який коригує кодозалежний джитер. Електрична схема аналізатора нестабільностей ліній зв'язку. Результати математичного моделювання.

6. Консультанти розділів роботи

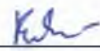
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	професор каф. ІРТС, професор, д.т.н. Семенов А.О.		
Економічна частина	доцент каф. ЕПВМ, доцент, к.е.н., Кавецький В.В.		

7. Дата видачі завдання 16.09.2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2024-07.09.2024	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2024-16.09.2024	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	17.09.2024-30.09.2024	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.10.2024-20.10.2024	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	21.10.2024-04.11.2024	
6.	Розробка ілюстративної частини МКР.	05.11.2024-15.11.2024	
7.	Економічна частина.	16.11.2024-25.11.2024	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини.	26.11.2024-01.12.2024	
9.	Нормоконтроль.	02.12.2024-07.12.2024	
10.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	09.12.2024-12.12.2024	
11.	Захист МКР ЕК.	14.12.2024-17.12.2024	

Студент


(підпис)

Криштофор Я.В.

Керівник роботи


(підпис)

Семенов А.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Криштофор Я.В. Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма - радіотехніка. – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 113 с. На українській мові. Бібліогр.: 35 назв; Табл. 16; Рис. 40.

У магістерській кваліфікаційній роботі розглянуто основні види фазового дрижання та засоби коригування сигналів у цифрових систем зв'язку. Дослідження джитера та його впливу на системи зв'язку є важливим етапом у розробці сучасних цифрових систем зв'язку, оскільки навіть незначні відхилення можуть суттєво вплинути на якість передавання даних у високошвидкісних мережах. Мета дослідження джитера полягає у розумінні його природи, аналізі впливу на якість передачі сигналу та розробці ефективних методів для зменшення негативних наслідків у системах зв'язку. Це має критичне значення для забезпечення надійності, точності та ефективності роботи сучасних цифрових систем зв'язку. Було вибрано мікроконтролер на базі якого був побудований аналізатор, проведені розрахунки параметрів реле, схеми скидання, підключення кнопок мікроконтролера, також було проведено комп'ютерне моделювання моделі формування джитера. Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини.

Ключові слова: фазова нестабільність, передавання сигналів, системи зв'язку, цифрові сигнали.

ABSTRACT

Kryshtofor Ya.V. Research of phase instability of digital signal transmission in communication systems. Master's thesis in the speciality 172 - Electronic communications and radio engineering, Educational programme - Radio Engineering: VNTU, 2024. 113 p. In Ukrainian. Bibliography: 35 titles; Table 16; Fig. 40.

In the master's thesis, the main types of phase jitter and means of signal correction in digital transmission networks were considered. The study of jitter and its impact on communication systems is an important step in the development of modern telecommunications networks, as even minor deviations can significantly affect the quality of data transmission in high-speed networks. The purpose of jitter research is to understand its nature, analyse its impact on signal quality and develop effective methods to reduce its negative effects in communication systems. This is critical to ensuring the reliability, accuracy and efficiency of modern digital communication systems. A microcontroller was selected on the basis of which the analyser was built, the parameters of the relay, reset circuit, and connection of the microcontroller buttons were calculated, and computer modelling of the jitter formation model was also carried out. The master's thesis also includes calculations of the economic part.

Keywords: phase instability, signal transmission, communication systems, digital signals.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО ДЖИТЕР ТА ЗАСОБИ ЙОГО	
 ВІМІРЮВАНЬ	11
1.1 Причини виникнення джitera та його типи.....	11
1.2 Норми на фазові тремтіння	17
1.3 Засоби вимірювання фазового тремтіння	22
1.4 Вимірювання вихідного фазового тремтіння.....	28
1.5 Висновки до розділу.....	34
2 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СТЕМИ ПРИСТРОЮ	
 ВІМІРЮВАННЯ КОДОЗАЛЕЖНОГО ДЖИТЕРА	36
2.1 Розробка загальної функціональної схеми пристрою	36
2.2 Розробка алгоритму вимірювань	40
2.3 Вибір типу МК	41
2.4 Висновки до розділу.....	43
3 ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ.....	45
3.1 Вхідний каскад	45
3.2 Схеми запуску і узгодження	58
3.3 Схема скидання	60
3.4 Керування світлодіодами	62
3.5 Приєднання сторожового таймера.....	63
3.6 Висновки до розділу.....	68
4 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ	69
4.1 Результати моделювання.....	69
4.2 Висновки до розділу.....	74
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	75
5.1 Оцінювання наукового ефекту.....	75
5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	80
5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості	

науково-дослідної роботи.....	94
5.4 Висновок до розділу.....	96
ВИСНОВКИ.....	97
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	99
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	103
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	112

ВСТУП

Актуальність теми.

Дослідження різних різновидів джиттера та особливого типу джиттера, який залежить від коду та не залежить від нього. Незалежне від коду тремтіння не пов'язане з природою даних, що передаються, і може бути спричинене багатьма факторами, зокрема: низькою частотою магнітного поля, яке направляється, коливаннями напруги джерела живлення та перехресними перешкодами [1,2].

Однією з найважливіших галузей для будь-якої країни є галузь телекомунікацій, ця галузь має вирішальне значення для збалансованого розвитку глобальної та регіональної економіки. Це сполучна ланка, яка з'єднує як промислову сферу, сферу обслуговування та споживачів, так і різні територіально відокремлені частини країни та економічні центри. Завдяки комунікації сучасні методи телекомунікації стають важливими для соціальних зв'язків і культурного розвитку всіх націй [3, 4].

Сьогодні збільшений обсяг інформації все ще впливає на світ через телефонні розмови, факсимільну інформацію, електронну пошту, великі дані та телебачення, це показує, наскільки світ залежить від телекомунікаційних засобів, які змінюють бізнес, спосіб життя та суспільство. в цілому. Наприклад, діти в Сінгапурі будуть використовувати пейджингові або мобільні телефони, щоб спілкуватися з батьками, тоді як корінні жителі Австралії продаватимуть свої картини через відеоконференції, бразильські банки надаватимуть свої послуги онлайн, а французькі жінки спілкуватимуться з телефонними компаніями, щоб вибрати слюсаря [5]. Як підтверджено, комунікаційні послуги роз'єднують культури, мови та час [6].

Будь-яка процедура надсилання та отримання інформації, а також перетворення її в двійкову форму вимагає узгодженості передачі та отримання з метою правильної інтерпретації інформації. Для цього в цифрових системах зв'язку використовується синхронізація сигналів [7, 8].

Дослідження фазової нестабільності в системах зв'язку має важливе значення для забезпечення надійності передавання цифрових сигналів. Фазова нестабільність (або фазовий шум) впливає на якість сигналу і може викликати спотворення або помилки при його декодуванні [9,10].

Мета, об'єкт і предмет дослідження.

Метою роботи є дослідження фазових нестабільностей в лініях зв'язку і побудова аналізатора фазових нестабільностей, який дозволить розв'язати протиріччя між виявленням та коректування небажаних фазових дрижань у лініях зв'язку, а це є дуже актуальною проблемою у наш час.

Об'єктом дослідження є процеси та методи фазового дрижання, що функціонують в мережах PDH та SDH.

Предметом дослідження є засоби аналізу та коректування фазових нестабільностей.

Завдання дослідження даної магістерської кваліфікаційної роботи є аналіз різних видів фазових нестабільностей, побудова функціональної схеми для коректування джитера, розрахунок основних параметрів схеми аналізатора та проведення моделювання джитера.

Методами дослідження є графо-аналітичні методи розв'язання задач теорії телетрафіку.

Новизна одержаних результатів полягає в застосуванні результатів дослідження на практиці, та спроба реалізації аналізатора у виробництві. Крім того, результати роботи можна використовувати в навчальному процесі в дисциплінах «системи цифрового зв'язку» та «радіоприймальні пристрої».

Функція фазового тремтіння може бути отримана шляхом графічного відображення в часі відхилення положення фронту імпульсу або вибраної точки синусоїдального сигналу на виході контрольованої системи передачі при впливі на її вхід сигналу із заданим рівнем фазового тремтіння. При цьому амплітуда фазового тремтіння часто виражається у відносних інтервальних одиницях ЕІ (UI), а не в одиницях абсолютного часу, тому що в цьому випадку результат вимірювання не залежить від дійсної швидкості передачі даних, що дозволяє

здійснити порівняння амплітуди фазового тремтіння на різних ієрархічних рівнях в цифровій системі передачі .

Джитер призводить до відліку цифрових сигналів в неідеальні моменти часу. Це може привести до різного виду помилок. Кількість регенованого сигналу так само в значній мірі визначається стійкістю системних компонентів до джитеру. Джитер також може викликати прослизання бітів через перевантаження або довантаження динамічних буферів. На практиці, критичні значення набагато менші завдяки спотворенню сигналу і додатковому шуму.

Зменшення фазової нестабільності підвищує якість передавання даних, що є критичним для сучасних систем зв'язку, особливо в умовах високих швидкостей передавання інформації та обмежень спектральної ефективності.

Обсяг і структура роботи

Магістерська кваліфікаційна робота складається зі вступу, шести розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Робота містить 16 таблиць, 40 рисунка та 35 літературних джерел.

1 ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО ДЖИТЕР ТА ЗАСОБИ ЙОГО ВИМІРЮВАНЬ

1.1 Причини виникнення джитера та його типи

Джитер - це випадкове відхилення фази або частоти переданого сигналу. Вони викликані нестабільністю основного генератора, змінами параметрів лінії передачі з часом і різною швидкістю поширення компонентних частот сигналу. Крім того, можна стверджувати, що це загалом викликає небажані відхилення від часової закономірності конкретних подій. На загальносистемному рівні ці події зазвичай розглядаються як інтервали між передачею пакетів з інформацією про призначення до призначеного пункту призначення. У цьому контексті ці терміни використовуються на фізичному рівні та представляють фазові взаємодії, які спричиняють коливання фронтів імпульсів у лінії зв'язку, які є менш ніж ідеальними порівняно з їхніми передбачуваними положеннями [1, 11-12].

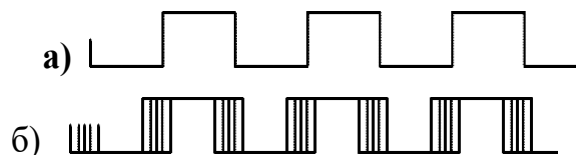


Рисунок 1.1 – Різновид прояву джитера: а – вигляд сигналу без перешкод; б – вигляд сигналу за наявності джитера

Як свідчить, перший графік ілюструє стан входу передавача сигналу в лінію - це свого роду відправна точка. Другий (нижній) графік ілюструє сигнал, що виходить із приймача, підключеного до віддаленої сторони лінії зв'язку. На цей сигнал впливають перешкоди. Лінія зв'язку може являти собою розімкнуте кільце телефонного кабелю, що дозволяє розташувати передавач і приймач поблизу осцилографа. Затримка передачі сигналу через канал зв'язку на малюнку не врахована [1, 13].

Нижній графік у кожному циклі сканування містить фронти імпульсів, які знаходяться не зовсім у тих самих місцях (нижня діаграма), це призводить до того, що фронти сприймаються як нечіткі, розмиті та тремтливі. На малюнку показано, що коли зображення має тремтіння, рух може відбуватися трохи до або після тремтіння. У результаті це може призвести до помилок у представленні даних системи, які викликані вибіркою даних сигналом синхронізації [1, 14].

Дані другого графіка можна побачити, можна зробити помилку через зменшення періоду вибірки або через дані, які містять одиницю чи нуль. Ви можете спостерігати скорочення вікна можливостей для зображення, це може призвести до зчитування нуля замість одиниці [1, 15].

Можливі причини тремтіння:

Паразитні фазові зсуви в генераторах частоти, які використовуються для годинників.

Нижче розглядається вплив шумів і перешкод на процес синхронізації в приймачі [1]:

- зміна довжини шляху передачі;
 - змінюється швидкість поширення;
- доплерівський зсув, викликаний рухом об'єкта;
- непослідовне надання інформації про час тощо.

Настільки великому числу можливих причин відповідає безліч типів джитера. Сумарний джитер (Total Jitter, TJ) може складатися з випадкового джитера (Random Jitter, RJ) і систематичного джитерів.

Випадкове джиттер RJ визначається двома показниками: середнім значенням і середнім квадратичним відхиленням. За допомогою цієї функції PDF випадкове тремтіння може мати будь-яку велику амплітуду, яку вибере користувач [1, 16].

Джиттер цього типу реєструється як в амплітуді значень $UIP - p$, так і в середньоквадратичному значенні $UIRMS$. Для тремтіння з Гаусовим розподілом

ймовірностей, подібним до білого шуму, $U_p - p = (5..10)U_{IRMS}$. Для звивистого тремтіння частка вказаних параметрів становить $2\sqrt{2} = 2,83$ [1, 17].

Залежно від причини виникнення, розрізняють систематичний і несистематичний джитер. Систематичний джитер залежить від переданої бітової послідовності. Затримки в скремблерах і кодерах є залежними від набору. Лінійне перекручення може також призвести до імпульсним перехідним перешкоди, які також залежать від набору, що викликає появу джитера, якщо вирівнювання сигналу не зовсім коректно або контури контролю відновлення сигналу налаштовані неправильно. Несистематичний джитер викликається електромагнітним впливом внутрішніх і зовнішніх інтерфейсних сигналів, таких як перехідні перешкоди, шум, відображення та інші інтерфейсні напруги. Зокрема, проблемою є інтерференція тактування через інших системних компонентів [1,18].

Систематичний DJ-шум має ненормальний розподіл ймовірності та обмежений діапазон амплітуди, він складається з кількох джитерів [1, 19]:

- регулярні;
- залежність від інформаційного наповнення;
- Тривалість циклу;
- Алгоритмічний.

Основними причинами періодичного тремтіння, яке виникає в PJ, є перешкоди від найближчих радіостанцій або зміна потужних мереж. Це також відбувається в результаті нестабільної поведінки систем, які автоматично регулюють свою фазу (PLL).

Періодичне тремтіння зазвичай виражається як набір синусоїд, тому його також називають синусоїдальним. За визначенням, періодичне тремтіння пов'язане з відсутністю повторюваних сигналів даних, які періодично повторюються. Цим він відрізняється від джитера DDJ, про який піде мова нижче [1, 20].

Джиттер є похідним від інформаційного сигналу DDJ, який є результатом інтерференції між символами (Intersymbol Interference, ISI) сусідніх імпульсів.

Атрибути цих спотворень і, отже, пов'язаного тремтіння будуть специфічними для конкретного типу цифрової послідовності [1, 21].

Тривалість циклу змінюється, що свідчить про відхилення від номінальної тривалості тактового імпульсу. На практиці це виражається в різній довжині нуля і одиниці біта в результаті різного нахилу переднього і заднього фронтів тактового імпульсу [1, 22].

Алгоритмічний джитер AJ зумовлений специфікою конкретного DSP. Як наслідок, у плезіохронних DSP поширеним прикладом алгоритмічного тремтіння є тремтіння, пов'язане з цифровим узгодженням і часом очікування (заповнення та тремтіння часу очікування). Це очевидно через змінну довжину затримки цифрового еквалайзера (Bit Stuffing) під час мультиплексування та демультиплексування цифрового вмісту. Справа в тому, що рішення про необхідність вирівнювання може бути прийнято в будь-якому місці циклу, а сама процедура виконується зі змінною затримкою, тільки в певний момент циклу. Тремтіння, пов'язане з компонентами дисплея, має таку саму природу, якщо вони розміщені в модулі синхронної передачі для цифрового вирівнювання [1, 23].

У системах SDH алгоритмічний джитер присутній, коли мережа десинхронізована через механізм покажчика. Додатково вставляється або видаляється 1 байт, що викликає появу джитера з амплітудою 8 одиничних інтервалів, кожен з яких дорівнює часу, необхідному для передачі 1 біта інформації [1, 24].

Джитер визначається амплітудою та частотою його компонентів. Частоти вище 10 Гц називають джитером, а частоти між 10 і 9,9 Гц називають блуканням.

Відстань між максимальним і мінімальним значеннями джитера називається амплітудою джитера і виражається в одиничних інтервалах (Unit Interval, UI). Один UI дорівнює одному періоду часу [1, 25].

Систематичне тремтіння зазвичай пов'язане з переданими бітовими шаблонами. Оскільки затримка між передачею сигналу та прийомом

скремблованого сигналу зазвичай залежить від типу переданої послідовності, процеси в мультиплексорі та регенераторі можуть призвести до регулярного тремтіння. Другою причиною появи регулярного тремтіння є порушення каналу, зокрема, проблеми, пов'язані з перехресними перешкодами, це також вводить регулярне тремтіння, пов'язане з бітовими послідовностями. Як правило, регулярне тремтіння пов'язане з неправильною роботою еквалайзерів або дисбалансом даних у ланцюжку відновлення аудіоданих, як правило, це стосується систем радіочастотної передачі [1, 26].

Нерівномірне тремтіння зазвичай спричинене електромагнетизмом і перешкодами із зовнішніми джерелами сигналу, такими як шум, відбиття, перехресні перешкоди або дисбаланс потужності та інші електромагнетизми. У цьому випадку спектр сигналу зазвичай містить інформацію про походження конфліктного сигналу. Перешкоди від ланцюгів живлення 50 Гц та інших низькочастотних сигналів зазвичай легко розпізнати, однак пошук перешкод від комп'ютерів та інших обчислювальних пристроїв зазвичай проводиться на частоті 60 МГц і викликає певні труднощі [1, 27].

Унікальним типом джитера є залежне від коду та незалежне від коду джитер. Тремтіння на основі коду не пов'язане із вмістом переданих даних і може бути викликано кількома факторами, зокрема [28]:

- сприяння дії малопотужного магнітного поля поблизу кабелю електромережі;
- напруга на кінці живлення джерела або приймача сигналу є імпульсною.
- перешкоди від суміжних пар кабелю, які скручуються в багатожильній міській телефонній мережі;
- різниця денних і нічних температур.
- механічне струс, при якому деякі електронні компоненти, наприклад керамічні конденсатори, можуть функціонувати як форма перетворення механічної енергії в електричну.

Проблема джитера проявляється в SDH більше. На жаль, джитер накопичується кожен раз, коли сигнал регенерується на маршруті передачі .

Ясно, що небажаний джитер можна знизити в певних межах усередині системи компонентів за допомогою відповідної конструкції схеми, але низькочастотний джитер проходить через систему непоміченим, оскільки регенератори такту дотримуються варіацій у вхідному сигналі [1, 29].

Бітові помилки виникають, коли тимчасовий зв'язок між даними та еталонною швидкістю порушується. Тремтіння в смузі пропускання петлі фазового автопідстроювання частоти на вході компонентів системи майже повністю додається до опорного тактового сигналу, в результаті співвідношення між ними не змінюється. Джитер стає значним, коли його частоти знаходяться поблизу точок перетину або за межами смуги частот ФАПЧ. У цьому випадку лише частина тремтіння передається як інформація, що призводить до дисбалансу у співвідношенні синхронізації. Дані більше не посиляються на центр кожного байта. Навіть невелике тремтіння може призвести до байтових помилок [1, 30].

Відповідно до стандартів SONET і SDH розпізнаються наступні класи тремтіння: генероване або власне тремтіння фази, введене тремтіння фази та допуск до фазового тремтіння. У іноземній літературі термін фазовий джитер зазвичай використовується для опису переходу від однієї форми джитера до іншої. Ці пристрої зазвичай вводяться в канал зв'язку [1, 32-33].

Реконструкція цифрового сигналу без помилок залежить від стійкості системних компонентів до джитера, а також від співвідношення сигнал/шум. Оскільки вимірювання бітових помилок забезпечують оцінку добре/погано по відношенню до певних номінальних меж, вимірювання джитера дозволяють виявити, чи відбуваються повільні (інакше кажучи, приховані) зміни. Це дозволяє дати загальну оцінку стійкості системи або всієї мережі до помилок. Зокрема, це важливий аспект превентивного технічного обслуговування для забезпечення якості мережі, так як це ефективний спосіб попередження можливих збоїв системи [1, 34].

1.2 Норми на фазові тремтіння

Визначимо норми на максимальне значення дрейфу і тремтіння фази для цифрових систем передачі, які повинні дотримуватися при всіх експлуатаційних умовах незалежно від кількості обладнання, включеного в тракт [4]. При цьому граничні норми визначаються у вигляді максимальної помилки часового інтервалу, вираженого повним розмахом фазового тремтіння, виміряного на виході смугових фільтрів [1].

В залежності від граничних норм на дрейф фази, максимальна помилка часового інтервалу на стиках будь-яких мережевих пристроїв за період спостереження $s > 104$ секунд не повинна перевищувати $(102 \cdot s + 104)$ нс. Тут максимальна помилка часового інтервалу $\Delta T = \max[x(t)] - \min[x(t)]$ визначається амплітудним значенням зміни часу запізнювання хронувального сигналу між двома піковими відхиленнями щодо ідеального хронувального сигналу протягом часу s і може бути представлена у вигляді рис. 1.1. При цьому повний розмах вимірюється на виході смугових фільтрів з частотами зрізу: нижньої f_1 і верхньої f_4 , а також нижньої f_3 і верхньої f_4 , відповідно. Залежність максимально допустимої помилки часового інтервалу від періоду спостереження представлена на рис. 1.2, а її мережева гранична норма для плезіохронної цифрової ієрархії приведена в табл. 1.1 [1].

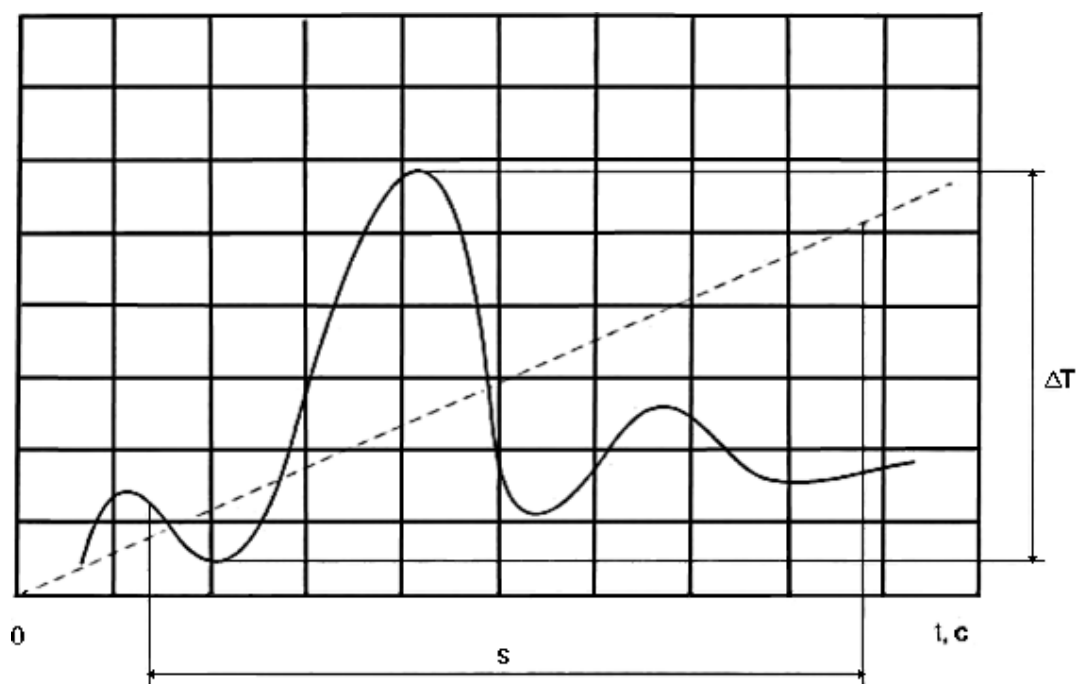


Рисунок 1.1 – Визначення максимальної помилки часового інтервалу

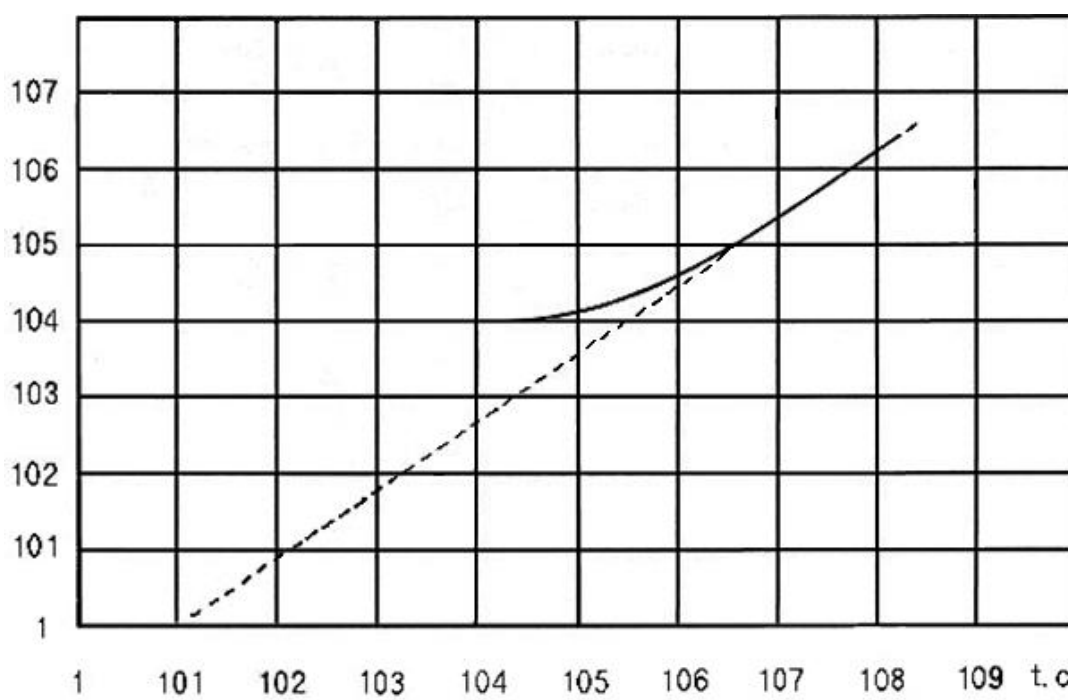


Рисунок 1.2 – Залежність максимально-допустимої помилки часового інтервалу на вході мережевого вузла

Таблиця 1.1 – Норми власного фазового тремтіння

Швидкість в тракті, кбіт/с	Мережева гранична норма		Полоса вимірювального фільтра			Одиничний інтервал, нс
	Повний розмах	Повний розмах	F ₁ , Гц	F ₃ , Гц	F ₄ , Гц	
64	0.25	0.05	20	3	20	15600
2048	1.5	0.2	20	18	100	488
8448	1.5	0.2	20	3	400	118
34368	1.5	0.15	100	10	800	29.2
139264	1.5	0.075	200	10	3500	7.15

Власне фазове тремтіння може бути виявлено в результаті інтегрованого вимірювання фази і шуму на устаткуванні SONET/SDH. Рівень генерованого фазового тремтіння не повинен перевищувати 0.01 UI середньоквадратичного значення при вимірюванні з використанням фільтра верхніх частот, що має граничну частоту, рівну 12 кГц. Таким чином, генероване фазове тремтіння є показником фазового тремтіння на вузлі мережі або на виході конкретного пристрою.

Таблиця 1.2 – Фазове тремтіння для синхронних систем передачі

Швидкість, кбіт/с	Довжина ділянки, км	Максимальне вихідне фазове тремтіння для цифрової ділянки		Смуга вимірювального фільтра		
				Смуговий фільтр з нижньої частотою зрізу f_1 і f_3 і верхньої частотою зрізу f_4		
		Повний розмах в (f_1-f_4)	Повний розмах в (f_3-f_4)	f_1 , кГц	f_3 , кГц	f_4 , кГц
2048	50	0.75	0.2	20	18	100
8448	50	0.75	0.2	20	3	400
34368	50	0.75	0.15	100	10	800
139264	280	0.75	0.075	200	10	3500

Даний вид фазового тремтіння характерний для синхронних систем передачі, так як в них час очікування або тремтіння тактового сигналу

обумовлені нерегулярністю вирівнювання цифрового сигналу. Це виникає внаслідок процесу підстановки бітів і зміщення частоти, що є наслідком перетворення плезіохронного потоку даних в синхронний потік SONET/SDH. Крім цього, внаслідок перетворення корисного навантаження та регулювання показників, пов'язаних із створенням транспортованого корисного навантаження SONET / SDH, може виникати і фазове тремтіння часу очікування.

Мережева гранична норма на власне фазове тремтіння для плезіохронної цифрової ієрархії приведена в табл. 1.3.

1.2.1 Норми на перетворення фазового тремтіння

Перетворення фазового тремтіння являє собою зміну його рівня при передачі з входу на вихід тестованого пристрою і визначається відношенням амплітуди синусоїдального фазового тремтіння на виході обладнання до вхідного синусоїдального фазового тремтіння. Характеристики перетворення фазового тремтіння допомагають упевнитися в тому, що обладнання, встановлене в системі, не призведе до збільшення рівня фазового тремтіння в будь-якій частині спектра. Так як ряд послідовно встановлених пристроїв, кожний з яких збільшує фазове тремтіння, може призвести до утворення некерованого рівня фазового тремтіння, специфікації SONET/SDH визначають допустимі межі перетворення фазового тремтіння для різних швидкостей передачі і типів регенераторів. Вимоги до перетворення фазового тремтіння в схемі відновлення тактової частоти зазвичай допускають його невелике збільшення до даної граничної частоти, за якої фазове тремтіння необхідно послаблювати. Як правило, якщо є збої в обладнанні, вони мають місце поблизу граничної частоти схеми відновлення тактової частоти. Вимірювання внесеного фазового тремтіння здійснюється за допомогою одночасного визначення рівнів фазового тремтіння на вході і виході тестованого пристрою.

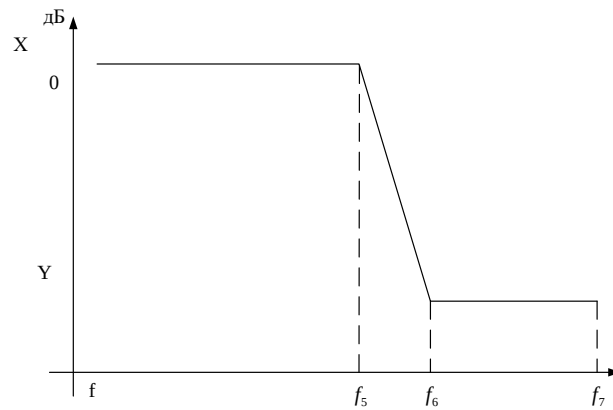


Рисунок 1.3 – Типова характеристика передачі тремтіння фази

Типова характеристика передачі фазового тремтіння наведена на рис.1.3, де значення рівнів x і y і частот f_1 , f_5 , f_6 і f_7 визначаються конкретним видом обладнання, але в кожному разі норма на рівень посилення передачі (збільшення тремтіння) не повинна перевищувати 1 дБ.

Стійкість до фазового тремтіння – це показник визначає, наскільки приймач здатний відновлювати вихідний сигнал при наявності фазового тремтіння, і визначається амплітудою поданого на вхід обладнання фазомодульованого за синусоїдальним законом сигналу, який викликає відповідне збільшення помилок. З цією метою необхідно виконати вимірювання BER за наявності відповідного «тремтячого» сигналу. При цьому стійкість до фазового тремтіння визначається з використанням полів допуску, кожне з яких визначає область функціонування обладнання, в якій забезпечується необхідне значення BER.

Таблиця 1.3 – Стійкість до фазового тремтіння для синхронних систем передачі

Швидкість, кбіт/с	Повний розмах в одиничних інтервалах				Частота, Гц					ПСП
	A_0	A_1	A_2	A_3	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	
64	1.15	0.25	0.05	*	$1.2 \cdot 10^{-5}$	20	600	3000	20	211-1
2048	36.9	1.5	0.2	18	$1.2 \cdot 10^{-5}$	20	2400	18000	100	215-1
8448	152	1.5	0.2	*	$1.2 \cdot 10^{-5}$	20	400	3000	400	215-1
34368	618	1.5	0.15	*	*	100	1000	10000	800	223-1

*- Значення уточнюються; значення A_0 (18 мкс) являє собою відносний фазовий зсув отриманого за допомогою еталонного генератора. Абсолютне значення A_0 (21 мкс) складає на вході обладнання в припущенні, що максимальний дрейф тракту передачі між двома вузлами дорівнює 11 мкс. Згідно G.811, різниця в 3 мкс відповідає такому ж допуску на довгострокове відхилення фази національного еталонного генератора, що задає.

Як правило, для кожної швидкості передачі задається відповідне поле допуску стійкості до вхідного фазового тремтіння, а в деяких випадках і два поля, щоб була можливість оцінювати вплив різних типів регенераторів. При цьому різниця між полем допуску та дійсної кривої стійкості обладнання представляє собою запас фазового тремтіння і характеризує його з точки зору проходить/не проходить. Зазвичай при тестуванні по стійкості до фазового тремтіння використовується метод, що полягає в ослабленні потужності сигналу без фазового тремтіння до тих пір, поки не виникнуть помилки або не буде досягнуто певне значення BER.

1.3 Засоби вимірювання фазового тремтіння

Джитер в цифровому сигналі визначається в межах амплітуди і частоти. У загальному випадку джитер вимірюється в одиничних інтервалах (Unit intervals, UI), як показано на рис. 1.4. Амплітуда джитера-величина відстані від піку до піку функції передачі фази. Якщо співвіднести одиничний інтервал з довжиною тактового періоду, він незалежний від форми імпульсу довільного сигналу. Він також не залежить від бітової швидкості, так як прив'язаний до тактовому періоду. Це дозволяє пряме порівняння амплітуд джитера на різних ієрархіях цифрового сигналу. Джитер зазвичай виражається величинами відстаней між піками і позначається індексом pp (peak - to - peak).

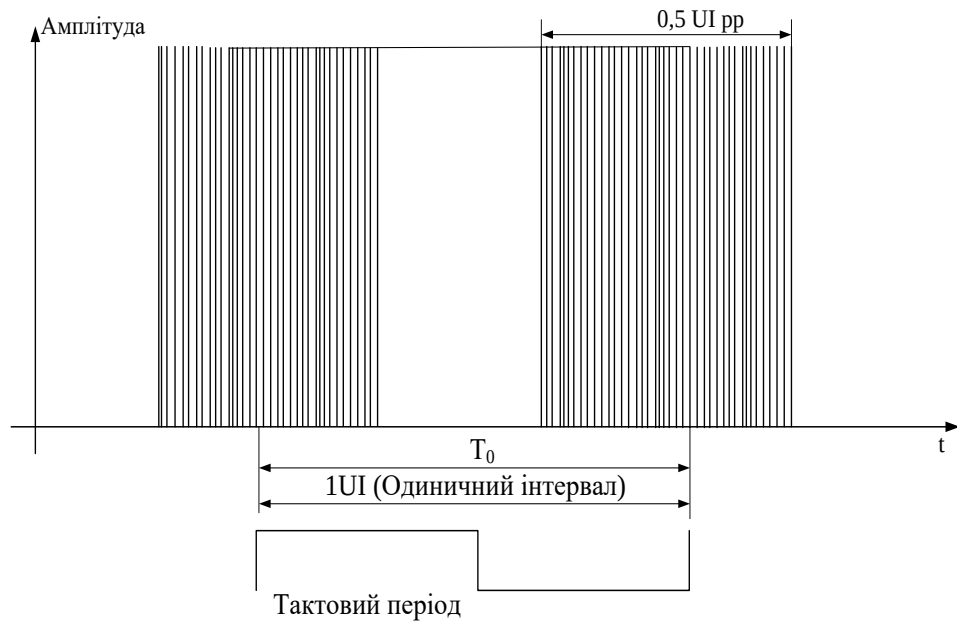


Рисунок 1.4 – Визначення одиничного інтервалу (UI)

Величина джитера може бути оцінена належним чином тільки в тому випадку, якщо встановлена ширина смуги, яка використовується для зважування наявного спектра джитера. В іншому випадку, діапазон частоти джитера і, отже, можливі ефекти його впливу на поведінку передачі не можуть бути визначені точно. Тому зазвичай виконують два виміри з використанням різних смугових фільтрів. Цей метод дає набагато менше інформації, ніж селективний за частотою вимірювання спектра джитера, але дозволяє отримати корисні результати з невеликими витратами. ІТУ -Т визначає два фільтри для вимірювання джитера, що охоплюють верхні компоненти низькочастотного джитера і нижні компоненти низькочастотного джитера (рис. 1.5). Альтернативно, селективний аналіз сигналу можна провести за допомогою аналізатора спектра.

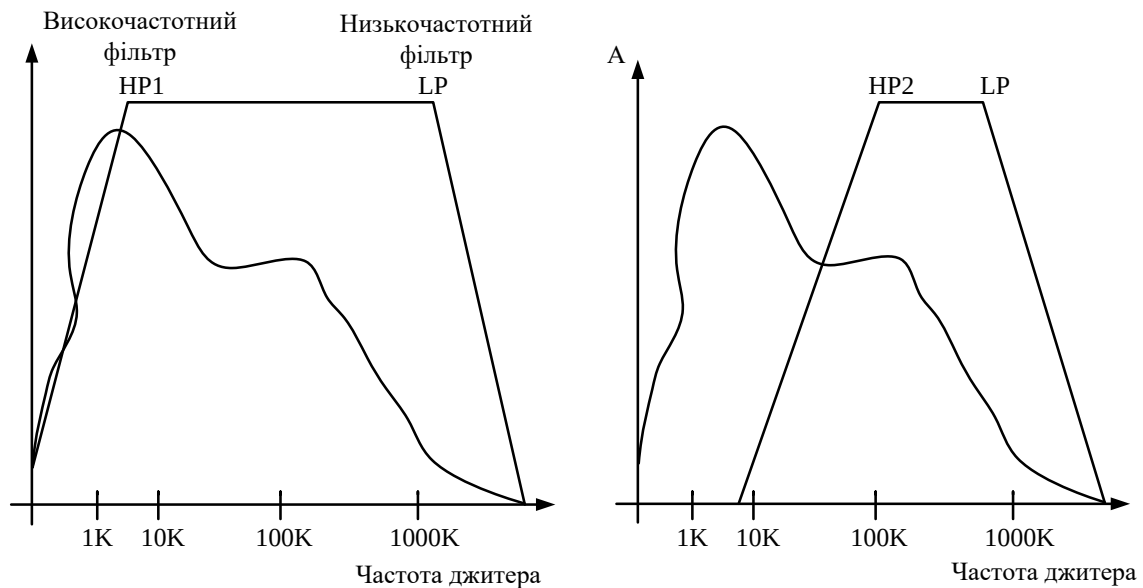


Рисунок 1.5 – Вимірювання джитера за допомогою полосових фільтрів

На рис. 1.6 показана структурна схема вимірювача джитера. Сигнал з джитером, який потрібно виміряти, може містити довгі послідовності нулів. Оскільки для звичайного методу вимірювання джитера потрібно мати неперервний сигнал, для передачі можливо більшого джитера вхідного сигналу сигналу з регулярними змінами стану використовується конвертор набір/такт. Як наслідок, конвертор набір/такт будується на базі закритої по фазі ланцюга (PLL), яка передає швидкі зміни в цифровий сигнал. Ця конверсія покращує характеристики джитера сигналу, але додає власний джитер конвертора набір/такт. Функцію залежності джитера за часом отримують простим порівнянням фази. Потім вона фільтрується, і пікові позитивні і негативні значення визначаються окремо. Цифрова обробка відфільтрованої часової функції робить можливим виявлення швидких змін в піковому значенні джитера (наприклад, пойнтерний джитер). Замість цього виробники обладнання використовують аналогові фільтри, що збільшує час відгуку. Це означає, що відбувається усереднення сигналу, і реальне пікове значення не можна визначити точно.

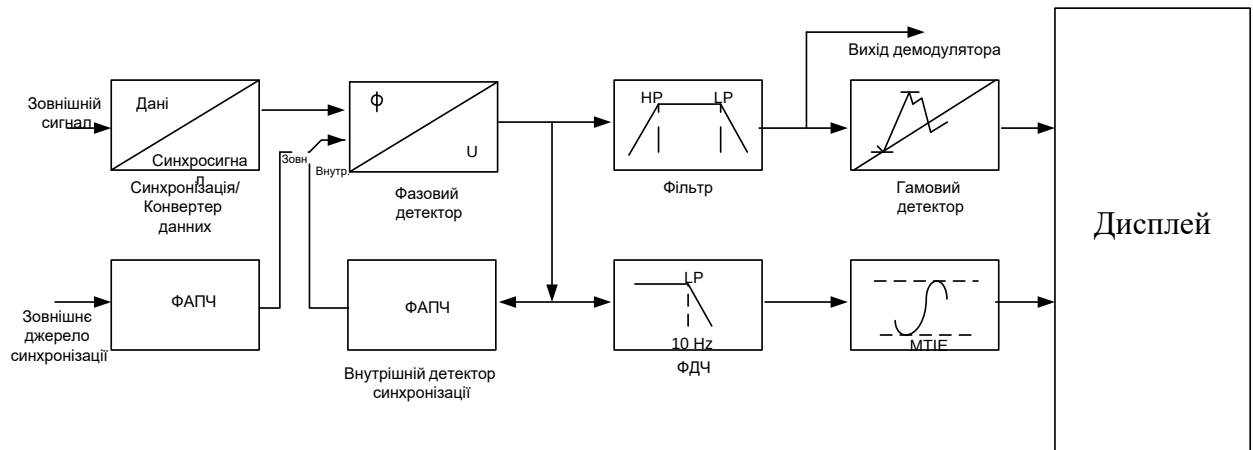


Рисунок 1.6 – Структурна схема вимірювача джитера

На виході демодулятора отримують функцію залежності джитера за часом для подальшої обробки. Якщо подати її на селективний вольтметр або аналізатор спектру, то можна точно визначити спектр джитера.

Власне фазовий тремтіння даних і тактових імпульсів і перетворення фазового тремтіння можуть бути виміряні безпосередньо за допомогою високошвидкісного цифрового осцилографа. Як показано на рис. 1.7, незалежний від фазового тремтіння сигнал запуску розгортки осцилографа забезпечується джерелом тактового сигналу (таймером), частота якого зафіксована на рівні частоти джерела тактового сигналу (таймера 1). При цьому таймер 1, модульований генератором фазового тремтіння, управляє генератором тестових кодів, який подає дані, піддані фазового тремтіння, на тестоване пристрій для вимірювання перетворення фазового тремтіння. Вхідний і вихідний сигнали в цьому випадку можуть бути проаналізовані з використанням вбудованих гістограмних функцій осцилографа. Однак метод вимірювання з використанням осцилографа має кілька обмежень.

По-перше, максимальна амплітуда фазового тремтіння, яка може бути виміряна, обмежується до 1 UI. По-друге, через високий рівень власних шумів, викликаних використанням широкої смуги частот, цей метод має низьку чутливістю. Крім цього, даний метод не дає ніякої інформації щодо спектральних характеристик або часової функції фазового тремтіння. Нарешті,

метод вимагає додаткового джерела тактових сигналів для створення сигналу запуску осцилографа.

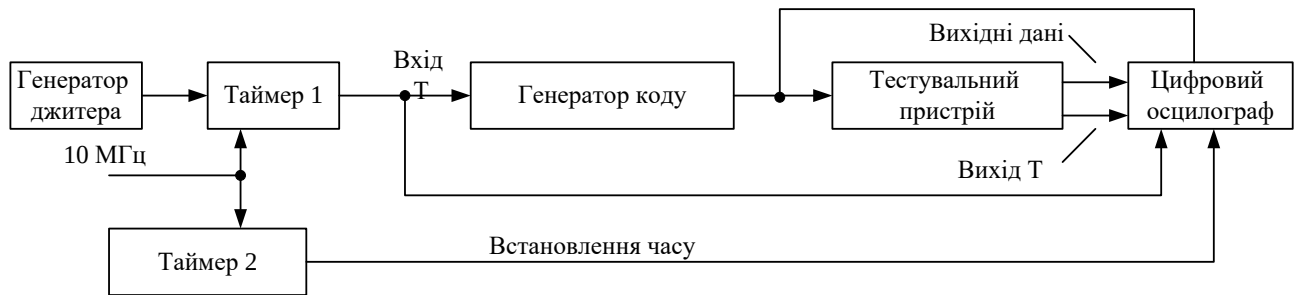


Рисунок 1.7 – Схема вимірювання тремтіння фази за допомогою осцилографа

Багато обмеження вимірювання фазового тремтіння за допомогою осцилографа можуть бути подолані використанням фазового детектора (рис. 1.8), який порівнює фазу відновленого тактового сигналу тестованого пристрою або обладнання з вільним від фазового тремтіння джерелом тактового сигналу. У цьому випадку напруга на виході фазового детектора пропорційно фазового тремтіння сигналу з відновленою тактовою частотою, причому діапазон фазового детектора може бути розширений за межі 1 UI з використанням дільника частоти.

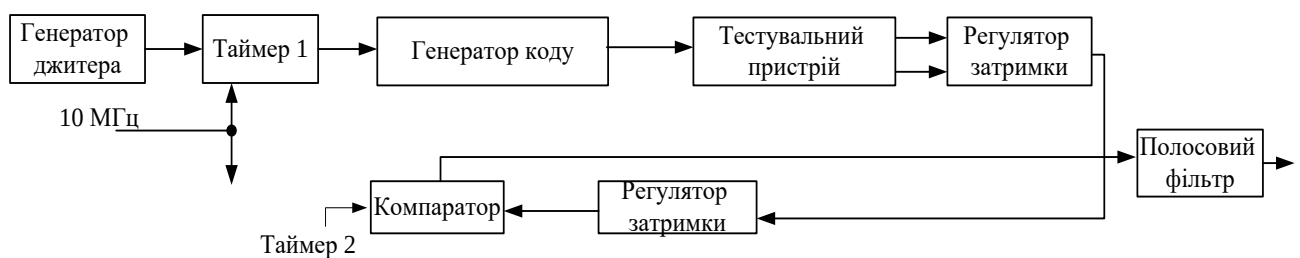


Рисунок 1.8 – Схема вимірювання фазового тремтіння фазовим детектором

Власне фазове тремтіння в цьому випадку вимірюється шляхом підключення до виходу фазового детектора вольтметра з відповідними смуговими фільтрами або радіочастотного аналізатора спектра. Для вимірювання перетворення фазового тремтіння до виходу фазового детектора може бути підключений також низькочастотний аналізатор спектра.

Метод фазового детектора створює основу для безлічі пристроїв вимірювання фазового тремтіння, відрізняється простотою використання і забезпечує швидке вимірювання власного фазового тремтіння. Однак існує кілька обмежень у використанні даного методу. Система вимірювання фазового тремтіння, що використовує фазовий детектор, зазвичай складається із спеціального пристрою, що працює тільки на певних швидкостях передачі даних. Крім цього, точність вимірювання перетворення фазового тремтіння за допомогою аналізатора спектра може бути недостатня для того, щоб гарантувати точність, відповідну вимогам використовуваного стандарту. Нарешті, цей метод вимагає використання додаткового джерела тактового сигналу як зразкового сигналу для фазового детектора.

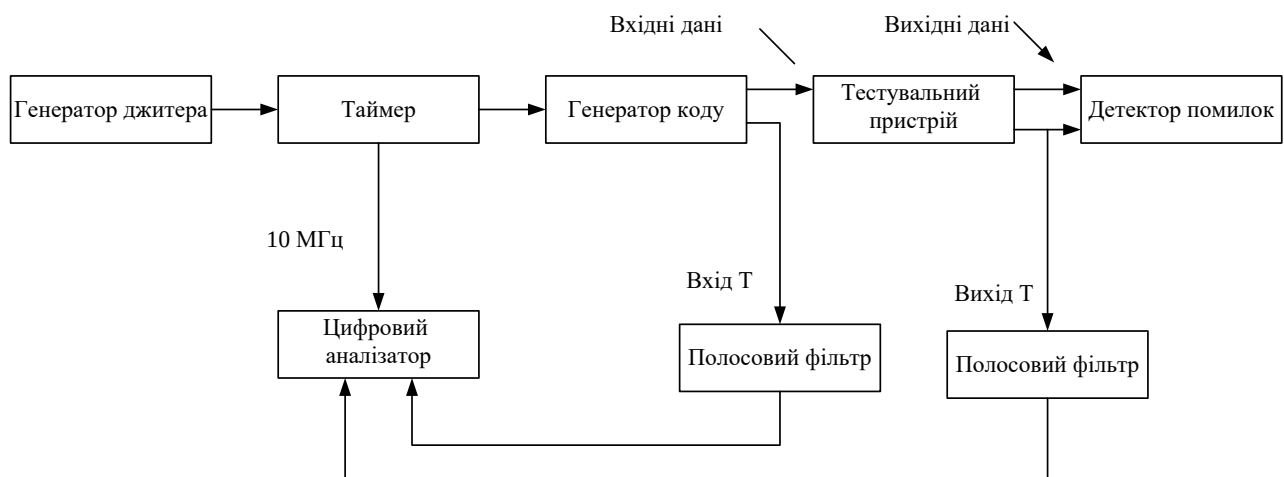


Рисунок 1.9 – Вимірювання фазового тремтіння цифровим аналізатором

В даний час вимірювання фазового тремтіння може здійснюватися також за допомогою вимірювання частоти і часових інтервалів по фронтах цифрових імпульсів з подальшим перетворенням часової та фазової інформації в цифрову форму. Дані методи можуть використовуватися для безпосереднього вимірювання власного фазового тремтіння сигналу з відновленою тактовою частотою при наявності вхідного сигналу без фазового тремтіння.

Однак цей метод вимірювання фазового тремтіння володіє обмеженими можливостями вимірювання перетворення фазового тремтіння і контролю стійкості обладнання до фазового тремтіння.

Техніка вимірювання та тестування фазового тремтіння використовуються залежно від розглянутих методів і засобів вимірювання фазового тремтіння, які реалізують дані методи, однак є ряд спільних рис, що дозволяють викласти техніку вимірювань фазового тремтіння з єдиних позицій, що, в свою чергу, дозволить при необхідності модифікувати наведені нижче прийоми вимірювань до наявного обладнання.

1.4 Вимірювання вихідного фазового тремтіння

Вимірювання вихідного фазового тремтіння виконуються з використанням або сигналу реального навантаження, або керованих випробувальних послідовностей, кожен з яких має свою специфіку.

Даний метод полягає в демодуляції, виборчої фільтрації і вимірюванні ефективного чи амплітудного значення синусоїдального фазового тремтіння реального навантаження на виході мережевого стику в певному інтервалі часу. Для вимірювання фазового тремтіння необхідно виконати наступну послідовність процедур:

1. Переконатися, що вимірюється об'єкт працює без помилок.
2. Вибрати потрібний фільтр вимірювання фазового тремтіння і виміряти вихідний фазовий тремтіння в даній смузі частот, реєструючи справжнє значення амплітуди повного розмаху, що виникає протягом заданого інтервалу часу.
3. Повторити попередню операцію для всіх потрібних фільтрів вимірювання фазового тремтіння.

Вимірювання власного фазового тремтіння з використанням керованих цифрових послідовностей.

Основний метод вимірювання власного фазового тремтіння полягає в подачі на випробовуване обладнання керованої тестової послідовності без фазового тремтіння (рис. 1.8, 1.9). Цей метод зазвичай використовується в лабораторних і заводських умовах, а також при виведенні випробовуваного об'єкта з експлуатації.

Послідовність процедур вимірювання при цьому включає:

1. Підключення генератора керованої цифрової послідовності і підтвердження, що вимірюється об'єкт працює без помилок.
2. Вибір необхідного фільтру і вимір фазового тремтіння у встановленій смузі частот, реєстрацію значення амплітуди повного розмаху, що має місце протягом заданого інтервалу часу.
3. Повторення попередньої операції для всіх необхідних фільтрів вимірювання фазового тремтіння.

1.4.1 Вимірювання перетворення фазового тремтіння.

Вимірювання перетворення фазового тремтіння виконується шляхом порівняння фазових тремтінь, що вводяться в лінійний тракт, з виникаючими в ньому фазовими тремтіннями. При цьому виміри проводяться на стійковій станції за допомогою вимірювача фазового тремтіння, наприклад, з роздільною здатністю, рівною $0,001 \cdot T$ в діапазоні $(0,005 - 20) \cdot T$,

де $T = \frac{1}{F}$, а $n \cdot T$ – тактовий інтервал вимірювання; $n = 1, 2, 3 \dots N$.

Перед вимірюванням на передавальній станції спочатку по вимірювачу оптичної потужності встановлюють необхідний рівень оптичного випромінювання, а на генераторі випробувальних сигналів - калібровану частоту і калібрований рівень фазового тремтіння, причому дані параметри задаються виходячи з технічних умов на апаратуру лінійного тракту системи передачі. Потім, змінюючи значення і-ого фазового тремтіння J , на генераторі, отримане на виході фазовий тремтіння визначають за формулою

$$J = \overline{J} \pm \Delta J, \quad (1.1)$$

де

$$\bar{J} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n J_i; \Delta J = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (\bar{J} - J_i)^2};$$

ΔJ і $\bar{J}$ - відповідно похибка вимірювання та середнє значення фазового тремтіння при п'яти і більше вимірах, проведених з інтервалом 3 хв.

1.4.2 Вимірювання допустимого фазового тремтіння

Як згадувалося раніше, максимальне допустиме значення фазового тремтіння є амплітудою синусоїдального фазового тремтіння, коли це застосовується до входу тракту або обладнання, це призведе до певного збільшення частоти помилок. Природно, що максимально допустиме відхилення від фази джиттера фази залежить від амплітуди і частоти даного джиттера фази, а також від нормованого збільшення частоти помилок. Останній може бути виражений або як вищий BER, або як час появи першої помилки. Незважаючи на невелику схожість цих ознак, вони не ідентичні. Перший метод забезпечує засоби визначення (незалежно від умов) впливу тремтіння фази на схему прийняття рішення - цей метод точно відновлює сигнал синхронізації з інформаційного потоку з тремтінням фази та іншими факторами, які негативно впливають на якість передачі, наприклад імпульсні спотворення, перехідні втрати, шум тощо

Другий метод рекомендується використовувати в тих випадках, коли необхідно витримувати динамічно мінливу швидкість вхідного цифрового інформаційного сигналу, наприклад, здійснюючи цифрове вирівнювання при виході із синхронізму в асинхронної цифрової апаратури групоутворення.

Критерій збільшення BER для вимірювання допустимого значення фазового тремтіння на заданій частоті визначається як амплітуда фазового тремтіння, подвоювати BER, що обумовлено певним зменшенням відношення сигнал/шум. Процедура вимірювання згідно з даним методом [12] ділиться на два етапи:

1. Залежно від ставлення сигнал/шум в еталонних точках вимірюваного об'єкта визначаються два значення BER, для чого при нульовому фазовому тремтінні сигнал або послаблюється, або до нього додається шум, при якому має місце первинне значення BER, потім ослаблення або шум знижуються до моменту, коли BER зменшиться в два рази.
2. На певній частоті в випробувальний сигнал вводиться фазовий тремтіння, значення якого збільшується до одержання первісно задається BER, реалізуючи тим самим відтворену міру допустимого фазового тремтіння схеми рішення і повторюючи даний процес на різних частотах з тим, щоб результат вимірювання відповідав постійному допуску синусоїдального вхідного фазового тремтіння для об'єкта випробувань в необхідному діапазоні частот.

На рис. 1.10 представлена схема вимірювання, що застосовується для методу за критерієм збільшення BER, де пристрої, відмічені пунктиром, забезпечують більшу точність установки частот і можливість контролю амплітуди генерованого фазового тремтіння.

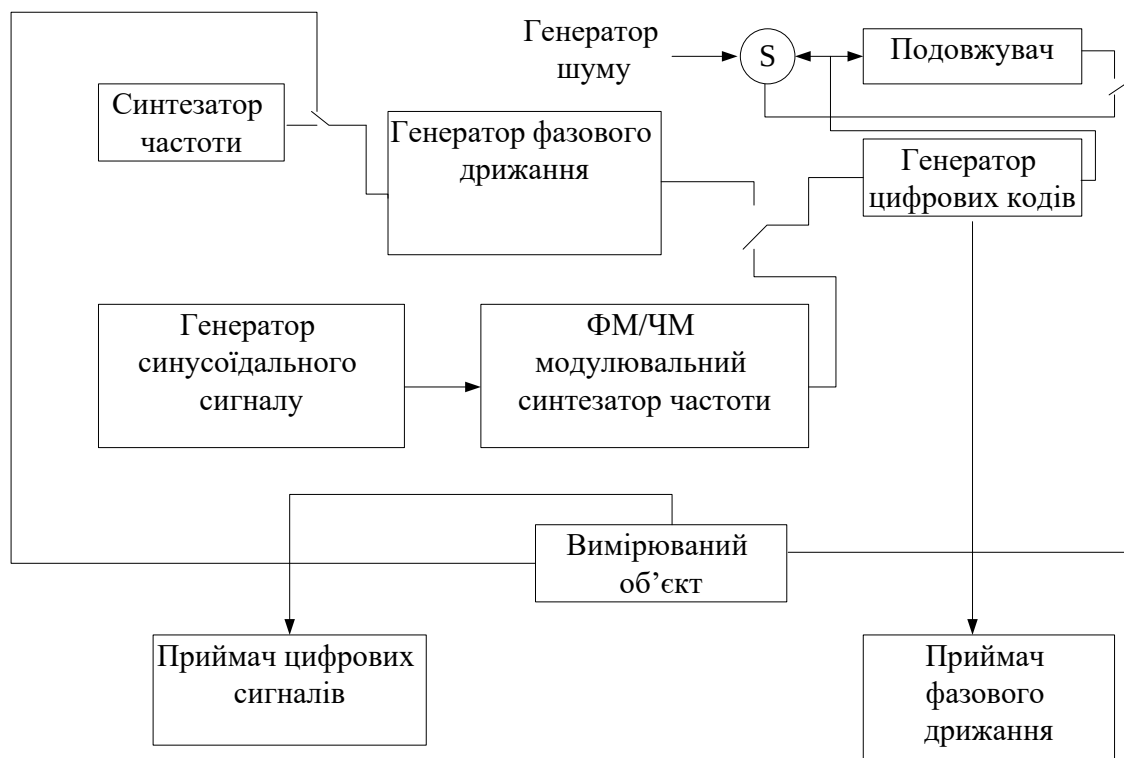


Рисунок 1.10 – Схема вимірювання допустимого фазового тремтіння за критерієм збільшення помилок

Ця схема вимагає виконання наступної послідовності процедур, щоб виміряти максимально допустимий ступінь тремтіння:

1. Переконайтеся, що вимірюваний об'єкт точний.
2. За відсутності фази тремтіння збільшуйте шум (послабте сигнал), поки не буде отримано принаймні 100 помилок на секунду.
3. Задokumentуйте відповідний BER і відношення сигнал/шум.
4. Збільште відношення сигнал/шум на певну величину.
5. Встановіть необхідну частоту тремтіння вхідної фази.
6. Відрегулюйте амплітуду фазового тремтіння, щоб досягти основного рівня BER, записаного в 3.
7. Зареєструвати амплітуду і частоту всього вхідного фазового джитера і повторити операції 4, 5 з кількістю частот, достатнім для визначення характеристик дозволеного фазового джитера.

Критерій появи помилок для вимірювання допустимого значення фазового тремтіння визначається на заданій частоті як найбільша амплітуда фазового тремтіння, при збільшенні якої в послідовних 30 - секундних інтервалах вимірювань мають місце не більше двох секунд з помилками. Даний метод полягає в регулюванні частоти фазового тремтіння випробувального сигналу, що забезпечує той чи інший критерій появи помилок, і включає [11] наступні етапи:

1. Виняток амплітуди фазового тремтіння, при якій припиняється безпомилкова робота вимірюваного об'єкта.
2. Вимірювання окремих секунд з помилками протягом 30 секунд при кожному збільшенні амплітуди фазового тремтіння, починаючи з області, встановленої в першому пункті.
3. Визначення найбільшої амплітуди фазового тремтіння, при якій загальна кількість секунд з помилками не перевищує двох.

Аналогічно розглянутому вище методу, процес повторюється для такої кількості частот, при якому результат вимірювання буде точно відображати допустиме вхідний синусоїдально фазовий тремтіння в необхідному діапазоні частот.

На рис. 1.11 описана методологія для вимірювання прийняттого діапазону фазового тремтіння: це передбачає виконання серії процедур, призначених для визначення максимально допустимого значення фазового тремтіння.

1. Переконайтеся, що вимірюваний об'єкт точний.
2. Тремтіння вхідної фази встановлюється на бажану частоту, а амплітуда останньої налаштовується на 0 інтервалів повного розмаху.
3. Збільште діапазон амплітуди фазового тремтіння, регулюючи фазу, щоб визначити діапазон кутів, під якими припиняється безпомилкова робота, а потім зменшить діапазон фазового тремтіння до точки, в якій це відбувається.

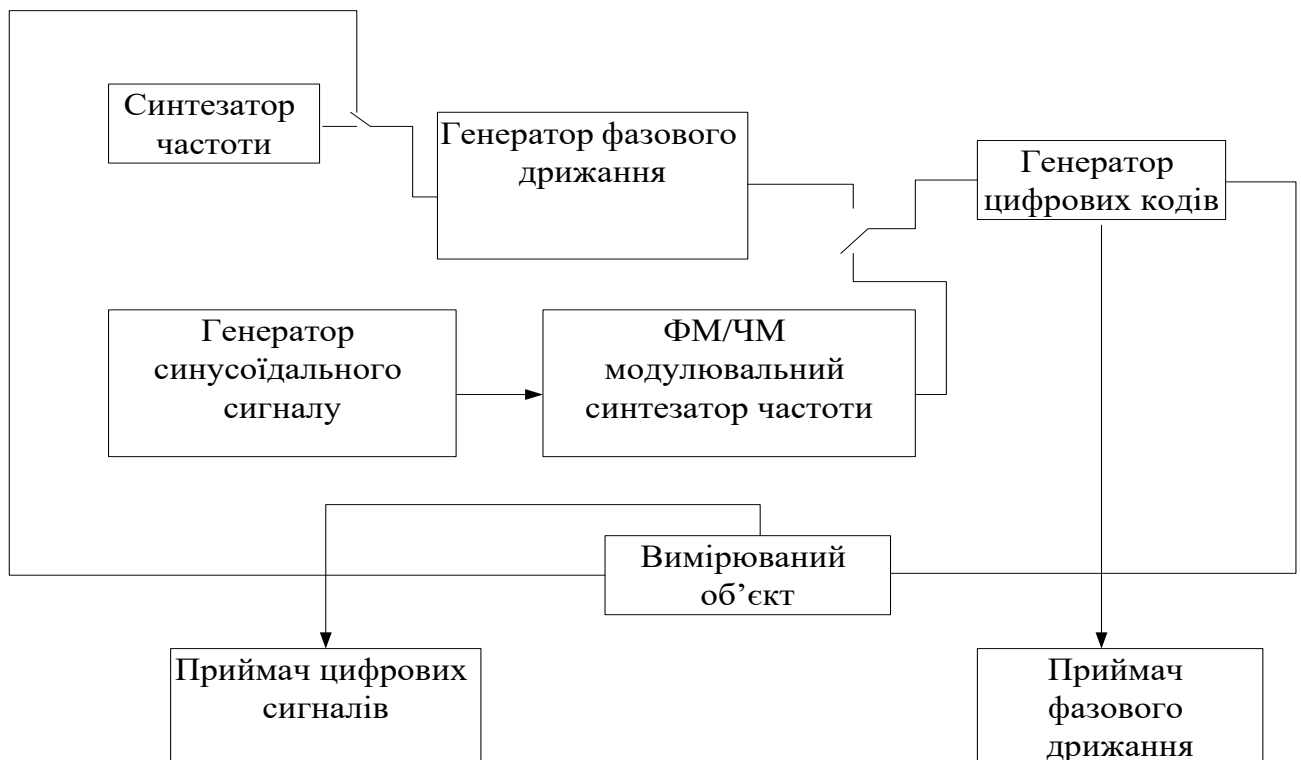


Рисунок 1.11 – Схема вимірювання допустимого фазового тремтіння за критерієм появи помилок

4. Зареєструвати число секунд з помилками в 30 - секундному інтервалі.
5. Плавню збільшити амплітуду фазового тремтіння, повторюючи процедуру до задоволення критерію появи помилок.

6. Зареєструвати відображену вимірювальним пристроєм амплітуду і повторити операції 2-5 з числом частот, допустимим для визначення характеристики допустимого фазового тремтіння.

Так як норма визначає ту область, в якій обладнання має працювати без зниження нормованого показника помилок, різниця між нормою, що задається шаблоном, і вимірюваною характеристикою допуску устаткування показує запас по фазового тремтіння. Тестування на відповідність нормі здійснюється шляхом встановлення частоти і амплітуди фазового тремтіння по шаблону з подальшим контролем за відсутністю нормованого зниження показника помилок. Вимірювання проводиться для числа точок шаблону, що задовольняє критерію відповідності нормам у всьому діапазоні частот шаблону, і включає наступну послідовність процедур:

1. Перевірку, що вимірюваний об'єкт працює без помилок.
2. Установку амплітуди і частоти фазового тремтіння згідно однієї з точок шаблону.
3. Підтвердження відсутності секунд з помилками при вимірі за критерієм появи помилок або підтвердження, що нормоване зниження показника помилок не досягнуто при вимірі за критерієм погіршення BER.
4. Повторення операцій 2-3 для достатнього числа точок шаблону, щоб упевнитися у відповідності з шаблоном допуску на фазове тремтіння.

1.5 Висновки до розділу

Отже, в даному розділі було розглянуто причини виникнення джитера та його типи. Також в повній мірі були розглянуті такі питання як норми на фазові тремтіння та вимірювання різних видів фазового тремтіння: вхідного, вихідного та інших. Фазовий шум моделюється через стохастичні процеси, наприклад, як білий шум або шум $1/f$.

Основними методами аналізу фазового шуму є такі:

- 1) Частотно-часовий аналіз сигналів (застосування швидкого перетворення Фур'є).
- 2) Моделювання за допомогою програмного забезпечення (зокрема, MATLAB або Simulink).
- 3) Оцінка фазового шуму за допомогою фазових демодуляторів.

2 РОЗРОБКА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ ВИМІРЮВАННЯ КОДОЗАЛЕЖНОГО ДЖИТЕРА

2.1 Розробка загальної функціональної схеми пристрою

Унікальним типом джитера є залежне від коду та незалежне від коду джитер. Тремтіння на основі коду не пов'язане із вмістом переданих даних і може бути викликано кількома факторами, зокрема [1]:

наведення від низькочастотного магнітного поля, отриманого від сусідніх шнурів лінії електропередачі (рис. 2.1);

Напруга на кінці живлення джерела або приймача сигналу є імпульсною [1].

- перешкоди від суміжних пар кабелю, які скручуються в багатожильній міській телефонній мережі;
- різниця денних і нічних температур;
- механічне струс, при якому деякі електронні компоненти, наприклад керамічні конденсатори, можуть функціонувати як форма перетворення механічної енергії в електричну.

Приклад впливу першого з перерахованих факторів на систему передачі даних зображено на рисунку 2.1. Джитер проявляється в тому, що тривалість імпульсів E на виході приймача періодично змінюється в напрямку, що відрізняється від ідеального положення.

Методи усунення джитера нерівності коду наведено в [5].

Залежне від коду тремтіння пов'язане з нерівномірним розподілом різних бітових рядків по шляху зв'язку [1].

Лінія зв'язку, яка складається з коаксіального кабелю або пари скручених проводів, міститиме як активні, так і реактивні компоненти - це резистивні, ємнісні та індуктивні. Енергія періодично накопичується в компонентах, реактивних під час передачі імпульсів, що, можна сказати, певною мірою стосується лінії зв'язку, тобто запам'ятовує попередній стан [1].

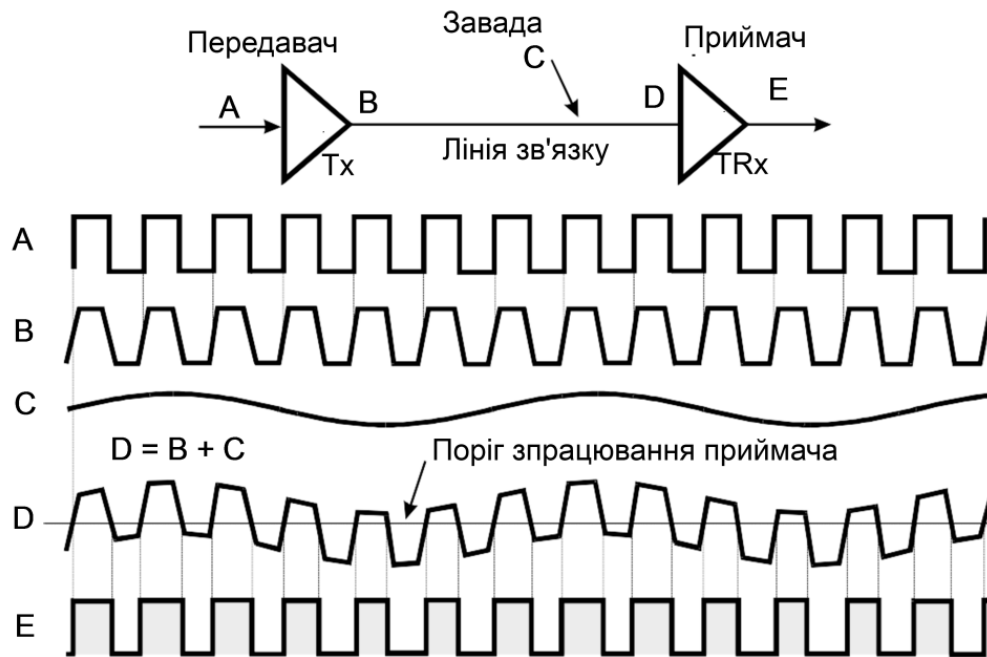


Рисунок 2.1 – Виникнення джитера в результаті накладення низькочастотного синусоїдального сигналу з перешкоди на сигнал даних ($Y = 101010$)

Від цієї історії певною мірою залежить проходження наступного імпульсу по лінії, що впливає на її попереднє «розгойдування» або «розігрів». Точніше кажучи, форма імпульсу на дальньому кінці лінії залежить від ступеня, до якого розподілені компоненти можливостей лінії були заряджені перед його проходженням, і від того, чи був струм через розподілені індуктивні компоненти лінії [1].

Часові діаграми, запропоновані в [6] для реальної лінії, будуть використані для аналізу подібної процедури, коли імпульси зсуваються відносно ідеальної позиції на основі типу передачі даних на малюнку 2.2 [1].

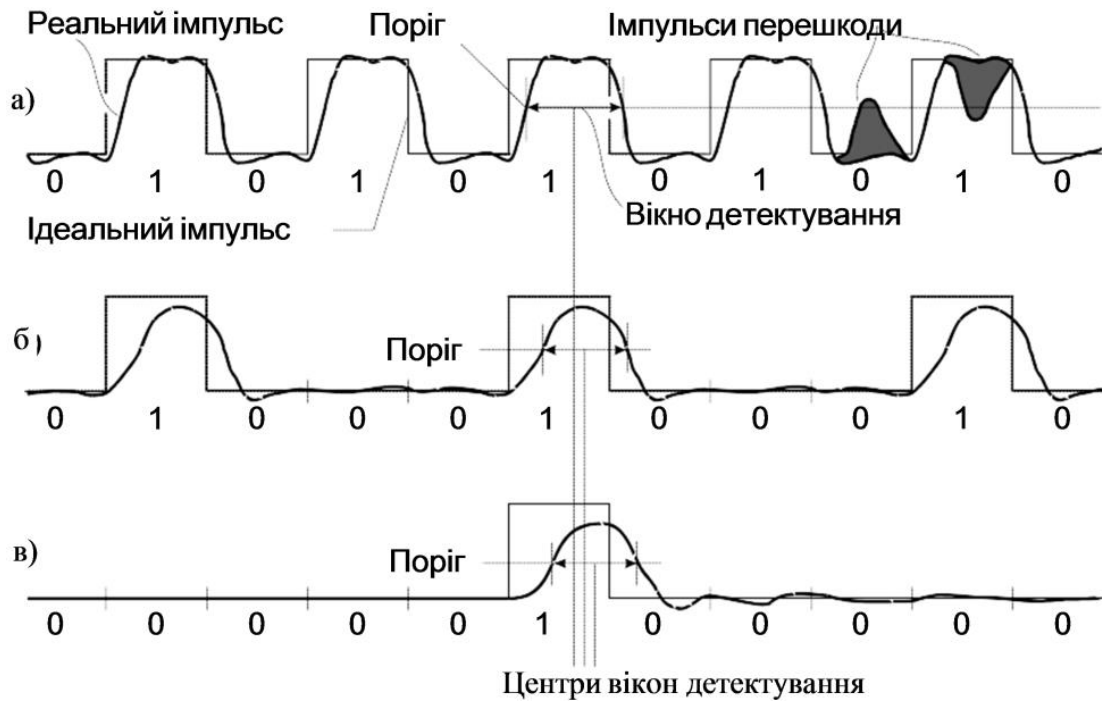


Рисунок 2.2 – Зміщення імпульсів відносно ідеальних положень

На графіку (рис. 2.2, а) імпульси мають максимально можливу частоту (кодова комбінація 010101...). Їх фактичні позиції зміщуються вправо порівняно з очікуваними ідеальними положеннями через «відставання» імпульсів [1].

Поріг для приймача сигналу вибирається рівним 50% амплітуди імпульсу, це гарантує, що запас міцності є однаковим для негативних імпульсів, які впливають на приймач знизу та зверху (див. позитивну та негативну області на малюнку, ці регіони виділені).

На наступному графіку (рис. 2.2, б) позитивні імпульси зустрічаються рідше, їм важче орієнтуватися по лінії зв'язку, тому що немає допомоги з боку оточуючих імпульсів, коли їм потрібно витратити енергію на збільшення паразитних ємностей і збудливі струми через збільшені індуктивності [1].

В результаті тривалість фронтів імпульсів більшою мірою збільшується, а їх амплітуда зменшується в порівнянні з імпульсами на попередньому малюнку. Крім того, підвищується оптимальний поріг спрацювання приймача, що призводить до зниження запасу завадостійкості [1].

Остаточний рисунок (рис. 2.2, в) демонструє одиничний позитивний струм. Гучність зменшується порівняно з гучністю на попередніх графіках, а

затримка (порівняно з передбачуваною позицією) збільшується. Запас несприйнятливості зменшується, оскільки відстані між оптимальним порогом приймача, основою та вершиною імпульсу зменшуються в міру зменшення амплітуди імпульсу. В результаті якість імпульсу (його амплітуда і затримка по відношенню до передбачуваної позиції) знижується зі збільшенням частоти сигналу [1].

Сигнали, пов'язані з графіками на рисунку 2.2, b, c і d, можна змінити, тоді вони відповідатимуть передачі кодів, які в основному складаються з log. 1: 10111011101 і 11111011111.

Крім того, параметри сигналу журналюються. 0 погіршується до того ж ступеня, що й параметри журналу, які обговорювалися раніше.1. У результаті наведені приклади демонструють, що під час передачі випадкової інформації присутній кодозалежний джитер – джитер фронтів сигналу, зумовлений природою даних, що передаються.

Враховуючи кодову залежність, змінюється положення вікна виявлення - інтервал часу, протягом якого присутній справжній сигнал.

Повернемося до фігур, зображених на рисунку 2.2. Як згадувалося раніше, для більш точного вибору даних приймач сигналу повинен враховувати залежний код тремтіння. Продумайте склад цього приймача [1].

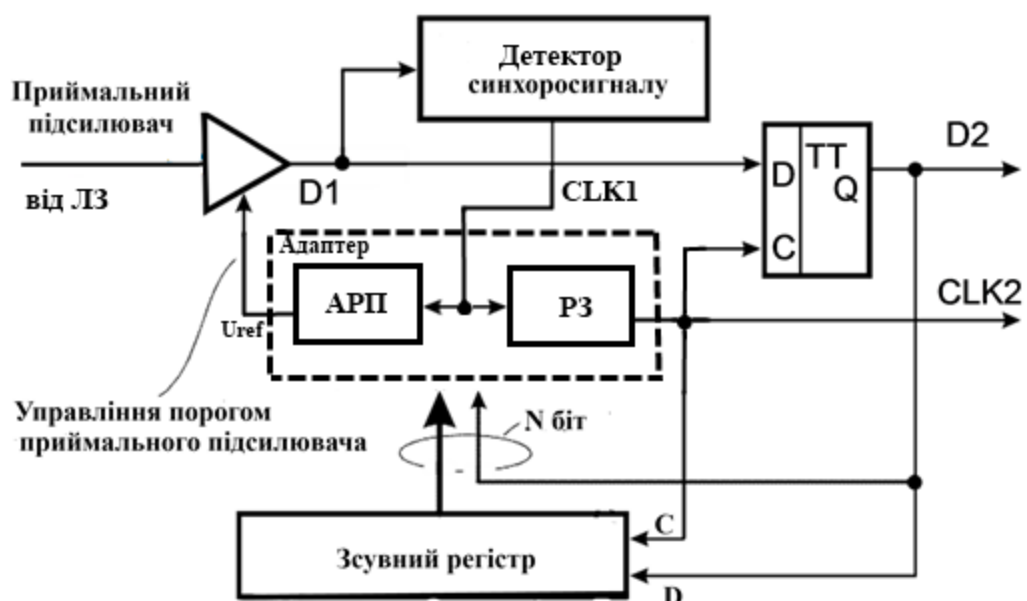


Рисунок 2.3 – Структурна схема приймача який коригує кодозалежний джитер

В ілюстративній частині (у додатку А) представлено функціональну схему приймача який коригує кодозалежний джитер.

2.2 Розробка алгоритму вимірювань

Сигнал з лінії зв'язку посилюється тригером зі змінним порогом і потім записується в D: сигнал на позитивній стороні сигналу CLK2. До виходу тригера в кожному періоді (довжина сигналу CLK2, який синхронізується з періодом) додається інша інформація, отримана по лінії зв'язку. Пороги для приймального підсилювача та моменти запису даних у тригер (центри вікон виявлення) є оптимальними на основі історії коду (див. рис. 2.2). Передумови коду очевидні з N-бітового коду, який ідентичний біту D2 у попередньому періоді разом з іншими бітами, які є більш ранніми за часом [1].

Детектор синхронного сигналу - це генератор, який має фазу, яка автоматично регулює частоту. На виході формується безперервна серія імпульсів, синхронізована з сигналом CLK1, негативні фронти якого пов'язані із середнім часом межі між бітовими інтервалами [1].

Позитивні фронти цього сигналу, швидше за все, розташовані поблизу вікон виявлення, але майже напевно не розташовані в центрі області виявлення, це означає, що надійність даних, отриманих через сигнал CLK1, ймовірно, буде низькою. Блок адаптації фону перетворить сигнал синхронізації CLK1 у сигнал CLK2, трохи зсуваючи його в часі, це гарантує, що позитивні фронти сигналу розташовані точно в центрах вікон виявлення. За допомогою автоматичного порогового контролера і контролера затримки створюється сигнал Z, аналогічний прийнятому сигналу. Цей сигнал встановлює оптимальний поріг для підсилювача, який приймає сигнал [1].

Аналіз залежностей між положенням вікна виявлення та оптимальним порогом на фоні коду можна виконувати щоразу, коли приймач увімкнено або отримує команду від лінії зв'язку чи оператора. У процесі пологів результати аналізів можуть бути змінені [1].

2.3 Вибір типу мікроконтролера

Мікроконтролер (МК) вибирається за такими критеріями: швидкість, бітрейт, порти та зовнішні атрибути. Мікроконтролер під назвою CMOS реалізований відповідно до гарвардської архітектури з окремим простором пам'яті для програм і даних (архітектура AVR RISC). Крім того, він є 8-розрядним і походить від сімейства мікроконтролерів AVR (ATtiny2313). Виконуючи інструкції кожного такту, пристрій може забезпечити продуктивність 1 MIPS або більше на МГц.

Ядро AVR складається з потужної системи для контролю таких речей, як гроші, їжа та розваги. Він також має 32 додаткові регістри загального призначення, доступ до яких можна отримати конвеєрним способом. Шість із 32 регістрів можна використовувати як три 16-розрядних показники на непрямий простір пам'яті. Виконання відносних перетворень і телефонних команд здійснюється за допомогою прямої адресації всього 2К адресного простору. Адреси периферійних функцій розташовані в буферному просторі введення-виведення. Архітектура ефективно полегшує підтримку як мов високого рівня, так і коду мови асемблера.

ATtiny2313 має наступні компоненти: 4 кбайт вбудованої флеш-пам'яті, яка може бути записана під час читання, 512 байт EECOM, 1 кбайт статичної оперативної пам'яті, зовнішня карта пам'яті, 35 ліній вводу-виводу, 32 лінії загального призначення, робочі регістри, JTAG, який є інтерфейсом для дослідження адресного простору, вбудований відладчик і система програмування, чотири універсальні таймери з компаратор, внутрішні та зовнішні запити на переривання, дві послідовні карти, які можна програмувати, сторожовий таймер, який є внутрішнім, і п'ять режимів керування живленням. Режим очікування зависає ЦП, але залишає активними статичну оперативну пам'ять, лічильники таймерів, SPI та системи переривань.

Режим вимкнення живлення зберігає вміст регістрів, але зупиняє генератор, запобігає доступ до всіх вбудованих внутрішніх функцій до наступного запиту на переривання або апаратне скидання. В економному

режимі (енергозбереження) асинхронний таймер продовжує працювати, дозволяючи користувачеві використовувати його, поки інші пристрої вимкнені. У режимі очікування генератор генератора запускається, а інші компоненти вимикаються. Цей спосіб забезпечує швидкий старт, що поєднується з низьким споживанням. У розширеному режимі очікування (Standby) активні основний генератор і асинхронний таймер.

Пристрій складається з енергонезалежної пам'яті великої ємності, розробленої компанією Atmel. Внутрішня флеш-пам'ять для ISP програмується через послідовний інтерфейс SPI, це можна зробити за допомогою звичайної програми енергонезалежної пам'яті або програми, яка працює в завантажувальному секторі ядра AVR. Програма в завантажувальному секторі може використовувати будь-який інтерфейс запису. Завдяки поєднанню 8-розрядного процесора RISC із внутрішньосхемною самопрограмованою флеш-пам'яттю на одному чіпі Attiny2313 став потужним мікроконтролером, який має високу універсальність і низьку вартість, що робить його ідеальним для створення вбудованих систем керування.

Основні характеристики мікроконтролера постійного струму (при температурах $-40...+85^{\circ}\text{C}$, $V_{SS} = 2,7...6,0\text{ В}$) наведені в табл.2.1.

Таблиця 2.1 – Основні характеристики AVR ATtiny2313 за постійним струмом

Параметр	Мінімальне значення	Номінальне значення	Максимальне значення
Вхідна напруга "0" (крім XTAL1), В	-0,5		$0,3 \cdot V_{CC}$
Вхідна напруга "0" на XTAL1, В	-0,5		$0,2 \cdot V_{CC}$
Вхідна напруга "1" (крім XTAL1 і RESET), В	$0,6 \cdot V_{CC}$		$V_{CC} + 0,5$
Вхідна напруга "1" на XTAL1, В	$0,8 \cdot V_{CC}$		$V_{CC} + 0,5$
Вхідна напруга "1" на RESET, В	$0,9 \cdot V_{CC}$		$V_{CC} + 0,5$
Вихідна напруга "0" (Порти А, В, С і D), В - при $I = 20\text{ мА}$, $V_{CC} = 5\text{ В}$ - при $I = 10\text{ мА}$, $V_{CC} = 2,7\text{ В}$			0,6 0,5
Вихідна напруга "1" (Порти А, В, С і D), В - при $I = -3\text{ мА}$, $V_{CC} = 5\text{ В}$ - при $I = -1,5\text{ мА}$, $V_{CC} = 2,7\text{ В}$	4.2 2.3		

Продовження таблиці 2.1 – Основні характеристики AVR ATtiny2313 за постійним струмом

Резистор Pull-Up Reset, кОм	100		500
Резистор Pull-Up портів введення / виведення, кОм	35		120
Струм споживання ($V_{CC} = 3\text{ В}$, 4 MHz):			
- активний режим, мА			3
- режим холостого ходу, мА			1,2
- режим зниженого споживання (WDT включений), мкА		9	15
- режим зниженого споживання (WDT відключений), мкА		< 1	2

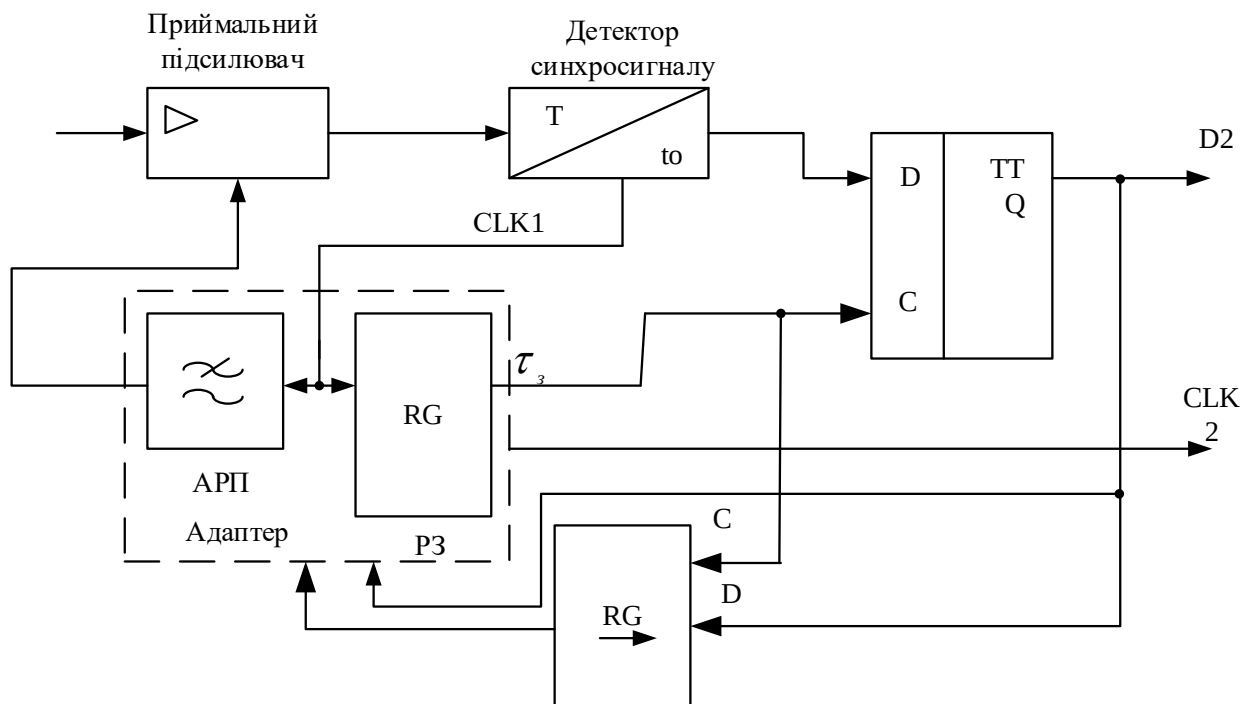


Рисунок 2.3 – Функціональна схема пристрою

2.4 Висновки до розділу

В другому розділі було розглянуто особливий вид фазового тремтіння - кодозалежний та кодонезалежний джитер. Кодозалежний джитер (DDJ) виникає через вплив передаваних даних (кодів) на час приходу сигналу. Джерела цього типу джитера включають:

- інтерсимвольну інтерференцію (ISI): вплив попередніх бітів на поточний сигнал;
- обмеження пропускної здатності каналу;
- затримки в пристроях передавання сигналів.

Кодонезалежний джитер (DIJ) не залежить від передаваних даних і зазвичай виникає через:

1. фізичні джерела шуму, такі як тепловий шум, електромагнітні завади тощо;
2. фазовий шум генераторів: наприклад, в генераторах тактової частоти або осциляторах;
3. DIJ має випадкову природу і не корелює з шаблоном даних.

Обидва типи джитера впливають на якість передачі сигналу, тому їхнє розуміння та компенсація є важливими для побудови ефективних систем зв'язку та обробки даних.

Таблиця 2.2 - Відмінності між кодозалежний (DDJ) та кодонезалежним (DIJ) джитером

Характеристика	Кодозалежний (DDJ)	Кодонезалежний (DIJ)
Причина виникнення	Вплив даних (кодів), що передаються	Фізичний шум або нестабільність системи.
Природа	Детермінована (повторювана)	Випадкова (стохастична).
Методи усунення	Оптимізація передачі сигналу, фільтри ISI	Зниження шуму, покращення стабільності генераторів.

Також у розділі було розроблено приймач для коригування кодозалежного джитера і було здійснено вибір типу мікроконтролера, який би задовольняв всі параметри, такі як: швидкодія та розрядність.

3 ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ

3.1 Вхідний каскад

Інтегральна мікросхема 74НС14N вибиралася з урахуванням наступних параметрів, які повинні влаштовувати параметри МК, такі як: $f_{zp} = 50...100 МГц$, $U_{жс} = 2,7...6В$, $t_{\phi} = 5...20нс$.

Більшість прикладів, наведених далі, показують, як використовується КМОП- тригер Шмітта, щоб спростити конструкцію або поліпшити продуктивність. Деякі схемотехнічні рішення неможливо побудувати з використанням тригерів Шмітта інших серій, крім КМОП. На рис. 3.1а представлена типова схема перетворювача сигналу синусоїдальної форми в прямокутні імпульси. Завдяки симетрії порогового напруги відносно половини напруги живлення, для такого тригера можна легко сформувати опорний потенціал за допомогою двох резисторів. Висока вхідний опір спрощує вибір номіналів резисторів і розв'язує конденсатора. Оскільки КМОП мають широкий діапазон живлячих напруг, КМОП-тригер Шмітта може працювати в системі з Двополярність харчуванням (рис. 3.1б). Це прив'язує середину порогової напруги до нуля і дозволяє підключити вхід тригера Шмітта безпосередньо до виходу операційного підсилювача без конденсатора.

На рис. 3.1 показаний перетворювач "частота-напруга", який може працювати з керуючим сигналом різної форми. Незважаючи на те, що енергія коливань різної форми відрізняється, вихідна напруга перетворювача залежить тільки від частоти коливань. Оскільки амплітуда вихідного сигналу КМОП - тригера Шмітта практично дорівнює напрузі джерела живлення, постійний розмах сигналу, що прикладається до обклашок конденсатора С1, викликає протікання струму через конденсатор, який залежить тільки від частоти. Позитивна напівхвиля напруги з виходу конденсатора через діод D1 закорочується на загальний провід. Негативна напівхвиля напруги викликає

протікання струму інвертируючого входу операційного підсилювача через діод D2 і перетворення його в середнє значення напруги інтегрує ланцюжком C2-R2.

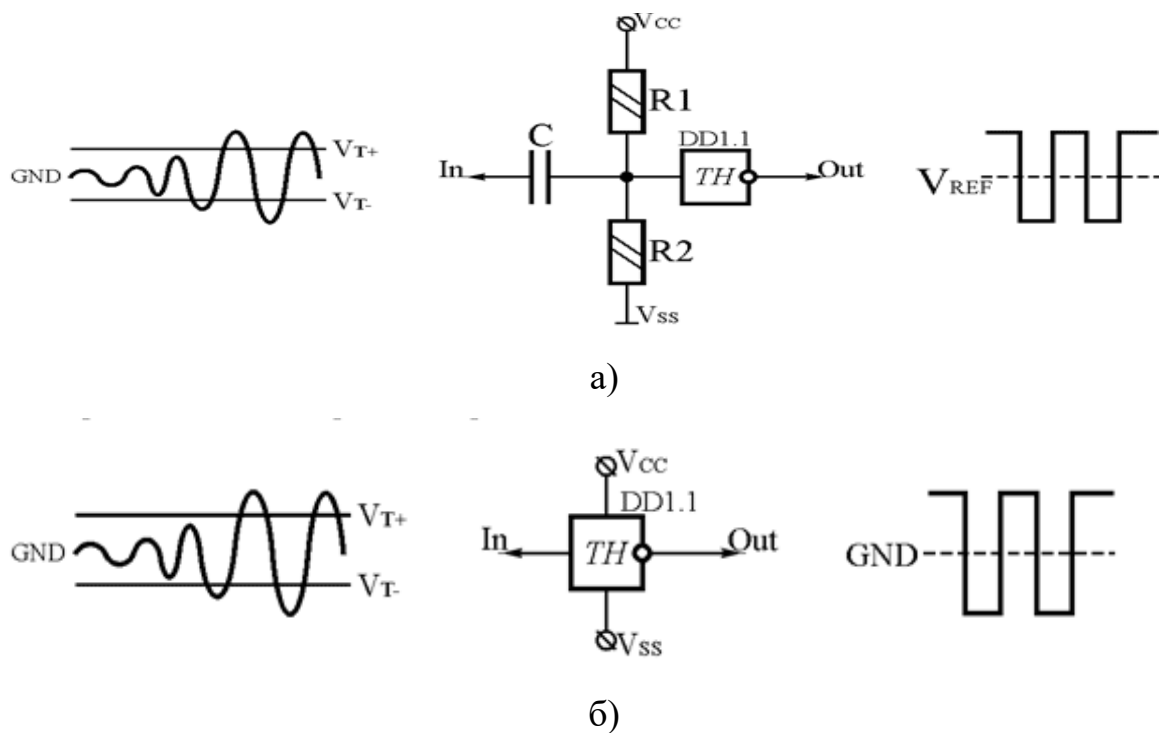


Рисунок 3.1 – Перетворювач синусоїдальної напруги в імпульси прямокутної форми з симетричним детектуванням рівня опорної напруги

Оскільки амплітуда вихідної напруги КМОП-тригера Шмітта практично дорівнює напрузі джерела живлення, то напруга, що прикладається до C2, дорівнює напрузі джерела живлення.

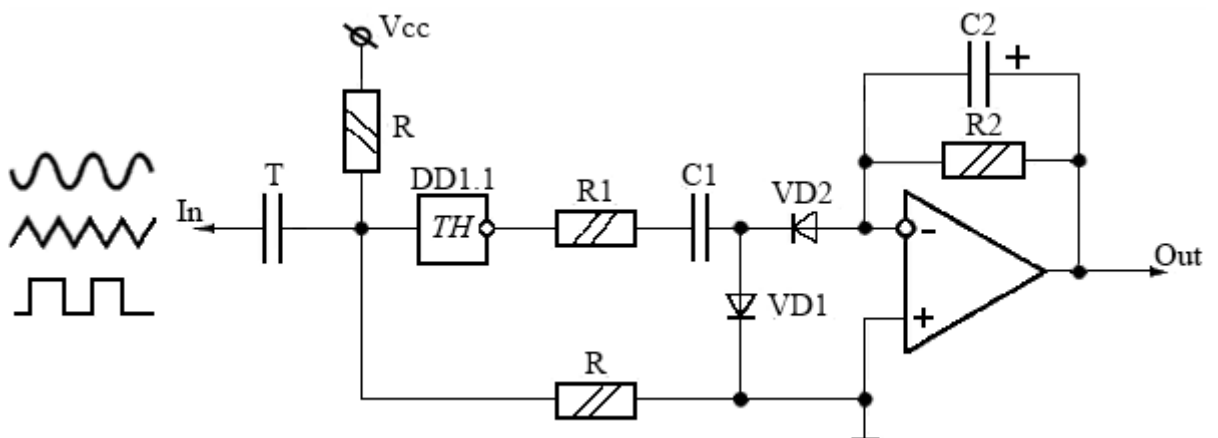


Рисунок 3.2 – Перетворювач частота-напруга

Тригери Шмітта знаходять широке застосування, коли з повільно змінюється вхідний сигнал необхідно сформувати прямокутний імпульс з великою крутизною наростання напруги. На рис. 3.2 показана типова схема світлового сенсора або ключа , керованого світлом. Високий вхідний опір КМОП -тригера Шмітта спрощує подачу напруги початкового зсуву . Більшість фоторезисторів мають темновий опір порядку декількох МОм і порядку декількох КОм при яскравому освітленні. Оскільки КМОП схема має вхідний опір порядку 10^{12} Ом , зміна вихідної напруги не робить ніякого впливу на вхідний каскад. Тому , при виборі опорного резистивного діляника , вхідним опором КМОП -тригера Шмітта можна знехтувати.

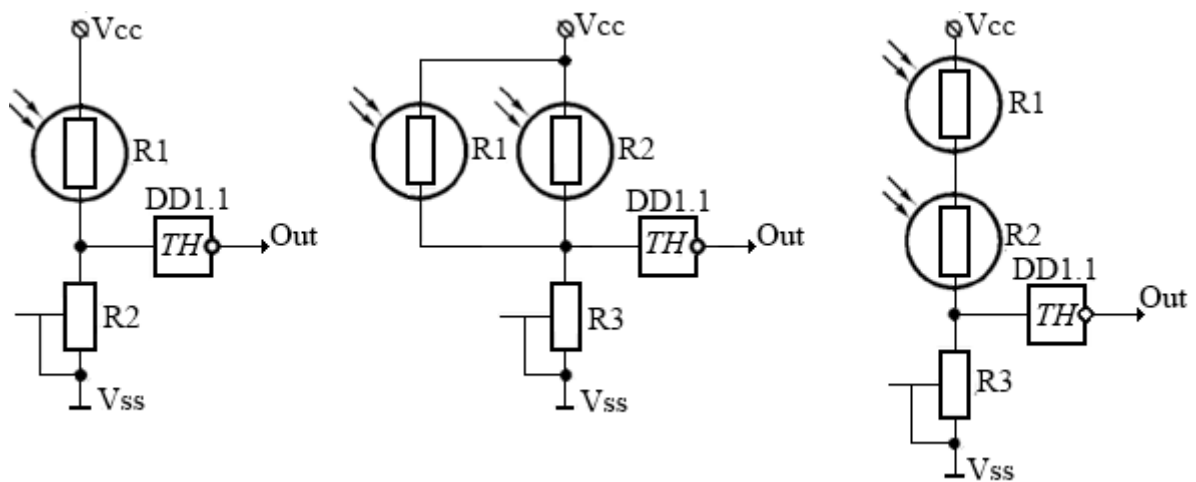


Рисунок 3.3 – Три прості конфігурації фотореле на основі КМОП – тригера Шмітта

Ще одним випадком застосування КМОП-тригера Шмітта є найпростіший RC-генератор (рис. 3.3), побудований всього з трьох елементів. Таким чином, з використанням однієї мікросхеми 74НС14N, що містить шість однакових тригерів Шмітта, можна побудувати шість економічних RC-генераторів. Шпаруватість вихідних прямокутних імпульсів близька до двох, завдяки добре збалансованим вхідним і вихідним характеристикам КМОП-схеми. Рівняння вихідної частоти припускає, що $t_1 = t_2 \geq pd_0 + pd_1$.

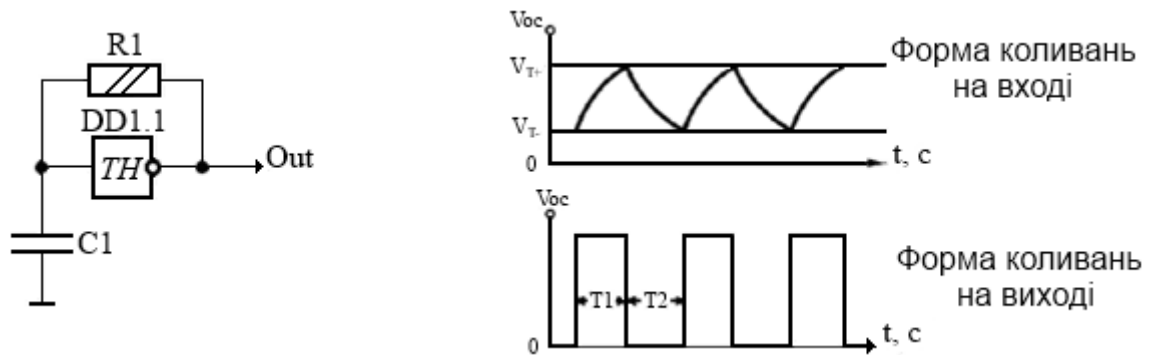


Рисунок 3.4 – Схема найпростішого RC-генератора на основі КМОП-тригера Шмітта

Раніше ми бачили, яким чином за допомогою КМОП-тригера Шмітта підвищується завадостійкість незбалансованої лінії передачі. Рис. 3.4 показує застосування тригера Шмітта для збалансованої або диференціальної лінії передачі. На рис. 3.4 показаний елемент виключає Або, що входить до складу мікросхеми 74НС86, який також може бути побудований на елементах І-НЕ мікросхеми 74НС00. Якщо на лінії з'являється незбалансований сигнал перешкоди, генерований в результаті інтерференційного взаємодії або впливу зовнішніх джерел шуму, дана схема формує сигнал помилки.

Схема на рис. 3.5 являє собою диференційний приймач сигналу, який відновлює збалансовані передані дані, але ігнорує незбалансований сигнал. Якщо схеми, наведені на рис. 3.5, використовувати спільно, то детектор помилки міг би сигналізувати передавача про необхідність призупинення передачі даних до моменту відновлення збалансованого сигналу. У цей час приймач сигналу міг би пам'ятати останні правильно прийняті дані, поки незбалансований сигнал присутній на лінії. Коли збалансований сигнал відновлюється, приймач починає приймати вже правильні дані з того місця, де стався збій.

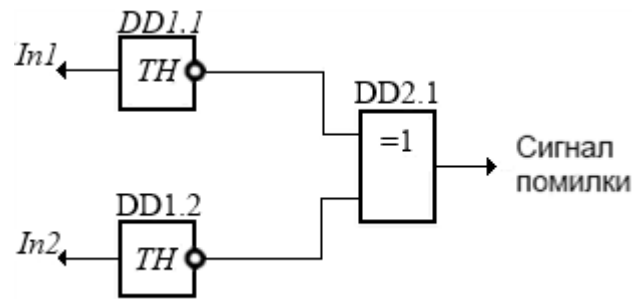


Рисунок 3.5 – Диференціальний детектор помилки

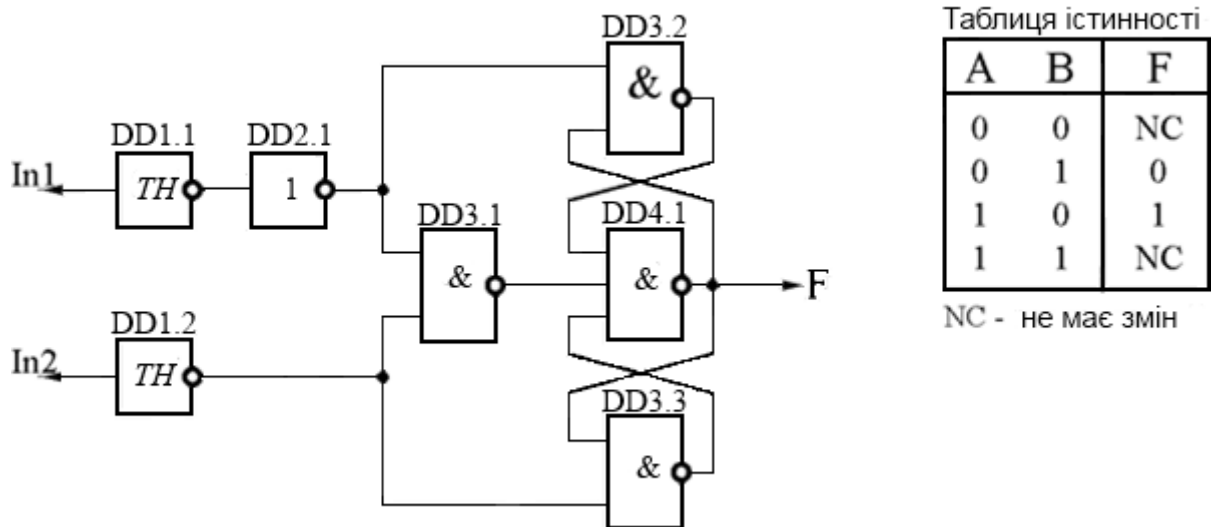


Рисунок 3.6 – Диференціальний приймач і таблиця істинності

Завдяки наявності обмежувальних захисних діодів на вході ланцюга, стандартний діапазон вхідної напруги для КМОП -тригера Шмітта становить від GND - 0,3 В до VDD + 0,3 В. Будь-яке перевищення вхідної напруги зазначених значень викликає різке зростання струму через обмежувальні діоди. Для практичного застосування бажано мати діапазон вхідної напруги у багато разів більше вказаного значення. Наприклад, лінії передачі часто працюють при напрузі ± 12 В, а операційні підсилювачі ± 15 В. Вирішенням цієї проблеми є застосування спеціальної захисного ланцюга на вході тригера Шмітта. Це дозволяє подавати на входи напруга +25 В вище рівня харчування і -25 В нижче рівня землі. У такому випадку схему перетворювача форми сигналу (рис. 6б) можна живити напругою $\pm 1,5$ В і підключати безпосередньо до виходу операційного підсилювача, має діапазон живлячих напруг ± 15 В.

Типова і вдосконалена схеми вхідний захисту показані на рис. 3.7. Показані на схемі діоди мають зворотне пробивну напругу порядку 35В. Позитивне вхідна напруга може досягати такого значення, при якому ще не відбувається пробією назад зміщеного діода D2 і прямо зміщеного D3, що в сумі становить близько 35В. Негативна вхідна напруга може досягати значення, що не перевищує сумарну напругу пробією назад зміщеного діода D1 і прямозміщеного D2, що в сумі також становить близько 35 В.



Рисунок 3.7 – Типова вхідна схема з допустимими вхідними рівнями $V_{cc} = +0,3В$ і

$GND = -0,3В$ (а); покращена вхідна схема з максимальною вхідною напругою (+25..-25В), (б)

КМОП схема може мати лінійні характеристики в широкому діапазоні напруг, якщо правильно розрахована ланцюг формування керуючого опорного потенціалу. На рис. 3.8 показана проста схема генератора прямокутних імпульсів, керованого напругою. КМОП-інвертор використовується в якості інтегратора, а КМОП-тригер Шмітта, - як компаратора з гістерезисом. Інвертор інтегрує позитивну різницю між пороговим і вхідним рівнями напруги V_{IN} .

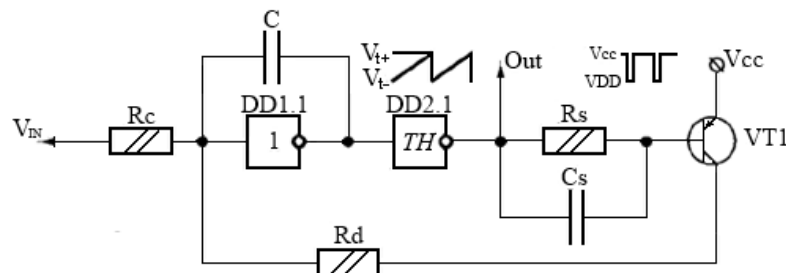


Рисунок 3.8– КМОП – Генератор який управляється напругою з лінійною передаточною характеристикою

На виході інвертора формується лінійно наростаюче напруження до моменту досягнення позитивного порога тригера Шмітта. У цей момент, вихід тригера Шмітта перемикається в нульовий стан, відкриваючи транзистор через R_s і прискорюючи перезарядку конденсатора C_s . Гістерезис утримує вихід в стані нуля до моменту розрядки інтегруючого конденсатора C через резистор R_d . Резистор R_d повинен бути набагато меншого номіналу, ніж R_s , щоб час скидання був незначним. Вихідна частота визначається наступним виразом

$$f_o = \frac{V_{TH} - V_{IN}}{(V_{T+} - V_{T-}) \cdot R_C \cdot C} \quad (3.1)$$

Залежність частоти від керуючої напруги визначається похідною по вхідній напрузі. Отже

$$\frac{df_o}{dV_{IN}} = \frac{-1}{(V_{T+} - V_{T-}) \cdot R \cdot C} \quad (3.2)$$

де знак "-" вказує на те, що вихідна частота зростає коли вхідна керуюча напруга зменшується щодо порогової напруги інвертора. Вихідна частота приймає максимальне значення, коли вхідна напруга дорівнює нулю, і зменшується із зростанням вхідної напруги. Генерація коливань припиняється при досягненні керуючим напругою $0,55 V_{DD}$. Вихідні імпульси генератора досить короткі, оскільки час скидання значно менше часу інтегрування.

З використанням тригера Шмітта можна будувати прості подовжувачі імпульсів. Схема одновібратора або чекає мультівібратора, призначеного для подовження імпульсів, показана на рис. 3.9. Позитивний імпульс, перемикаючий інвертор, викликає появу на його виході короткого негативного імпульсу, розряджає конденсатор через діод $D1$. Це призводить до перемикання тригера Шмітта в одиничний стан. Конденсатор повинен бути досить малої ємності, щоб за час дії короткого імпульсу вихідний струм інвертора міг би його повністю розрядити.

$$I_{OUTINV} = \frac{C \cdot \Delta V}{\Delta T} + \frac{\Delta V}{\Delta R}, \quad (3.3)$$

де $\Delta V = VDD$ для КМОП інвертора і ΔT - тривалість вхідного імпульсу.

Для кожного вхідного імпульсу, тривалістю коротше 100 нс, конденсатор може бути виключений, і резистор більшого номіналу утворює з вхідною ємністю КМОП-тригера Шмітта інтегруючу RC- ланцюжок. Далі, коли на вході інвертора встановлюється нульовий потенціал, блокуючий діод запобігає заряд конденсатора вихідним струмом інвертора, і заряд відбувається вже через підтягуючий резистор. Коли вхідна напруга тригера Шмітта досягне верхнього порогу $V_T +$, тригер перемкнеться в нульовий стан через деякий час після завершення вхідного негативного імпульсу. Таким чином, досягається збільшення тривалості імпульсів.

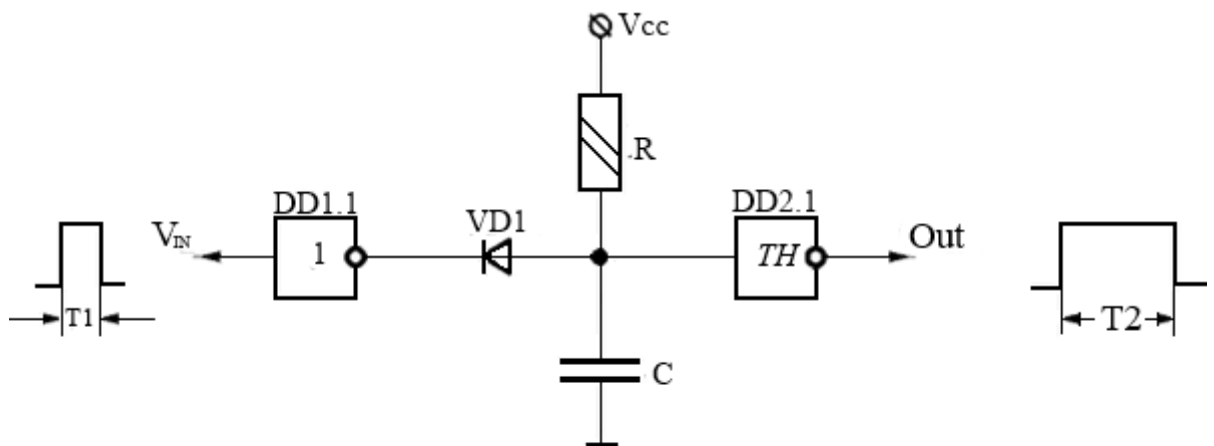


Рисунок 3.9 – КМОП- розширювач імпульсів

Проведемо розрахунки

$$U_0 = \frac{E}{R_1 + R_2}, \quad (3.4)$$

$$R_2 = \frac{R_2 / 2}{R_1 + R_2 / 2} \quad (3.5)$$

Вважаємо що $E = 6B$, $R_1 = 20\text{кОм}$, $U_0 = 2,37 - 0,237 = 2,133$. Тоді

$$2,133 = \frac{6}{20 \cdot 10^3 + R_2} \cdot R_2'$$

$$R_2 = 10\text{кОм},$$

$$R_2' = 10\text{кОм}.$$

Тому обираємо стандартні елементи резистори С1-4 резистор 0.25 Вт, 5%, 10 кОм.

Врахувавши ці параметри ми вибрали інтегральну мікросхему КМОП-1564ТЛ2. На рисунку 3.10 зображений тригер Шмітта

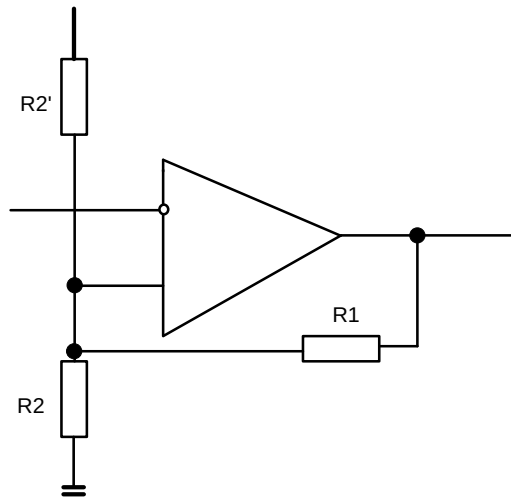


Рисунок 3.10 – тригер Шмітта

КМОП-інтегральна мікросхема 74НС14N представляє собою шість інвертуючих тригерів Шмітта. Мікросхема знайшла широке застосування, як в аналогових, так і в цифрових спеціалізованих пристроях. Технологія виготовлення цих виробів дозволяє виготовити на одному кристалі до шести тригерів з однаковими параметрами. Тригер 74НС14N володіє високою завадостійкістю, низьким енергоспоживанням, здатністю працювати від мінімальної напруги 2В. Мікросхема має дуже високий вхідний опір з пороговими напругами приблизно симетричними відносно напруги живлення. мікросхеми, враховуючи її мізерне споживання, необхідно встановити звичайний стабілізатор 78L05.

Тригер Шмітта, виконаний за КМОП технології має такі переваги:

- Підвищення завадостійкості;
- Високий вхідний опір (10^{12} Ом);
- Збалансовані вхідні і вихідні характеристики;
- Порогова напруга симетрично щодо половини напруги живлення;
- Практично однакові впливає і втікає вихідні струми;
- Амплітуда вихідного напруги практично дорівнює напрузі джерела живлення;
- Зміна порогового напруги мало залежить від температури;
- Широкий діапазон напруг живлення (3 -15 В);
- Можливість застосування в схемах з двуполярним живленням;
- Низьке енергоспоживання, навіть у моменти перемикання;
- Висока завадостійкість.

Важливим параметром є поняття гістерезису. Гістерезисом називається відмінність відповідної реакції схеми під впливом вхідного напруги. Шумовий сигнал, який перевищує порогове напруга перемикання аналізатора, може викликати багаторазове переключення його виходу, якщо час відповідної реакції аналізатора менше, ніж час між помилковими впливами сигналу. Тригер Шмітта має два порога компарації: амплітуда будь-якого сигналу перешкоди повинна перевищувати різницю порогових напруг для того, щоб відбулося багаторазове переключення стану тригера. Для КМОП -тригера Шмітта при напрузі живлення $V_{DD} = 10$ В, типове значення різниці порогових напруг становить 3,6 В, якого цілком достатньо, щоб подолати вплив практично будь-якого помилкового сигналу перешкоди на вході.

Аналізатор, побудований на основі КМОП-тригера Шмітта, знаходить широке застосування для відновлення строго прямокутної форми сигналу, трансльованого по довгій неузгодженою лінії зв'язку. Порогова напруга аналізатора задається рівним половині амплітуди вхідного сигналу (рис. 3.11б). Це робиться для того, щоб запобігти спотворення тривалості сигналу. Якщо по лінії передачі транслюється імпульс тривалістю 4 мкс, то й на приймальній стороні повинен бути відновлений імпульс точно такої ж тривалості, інакше

відбудеться спотворення сигналу. Якщо аналізатор має порогове напруга вище половини рівня амплітуди сигналу, це призводить до зменшення тривалості позитивних імпульсів, і збільшенню тривалості негативних (рис. 3.11в). Це називається спотворенням внаслідок розщеплення рівнів вхідного сигналу. Тригер Шмітта має як позитивне V_{T+} , так і негативне V_{T-} зміщення рівня порогового напруги. Для КМОП-тригера Шмітта ці значення приблизно симетричні щодо половини рівня амплітуди сигналу, тому тривалість імпульсу рівна 4 мкс в точності відновлюється (рис.3.11г). Незважаючи на те, що відновлений імпульс отримує затримку за часом, його тривалість залишається незмінною. Таким чином, забезпечується висока стійкість, і, завдяки наявності гістерезису, спотворення сигналу не відбувається.

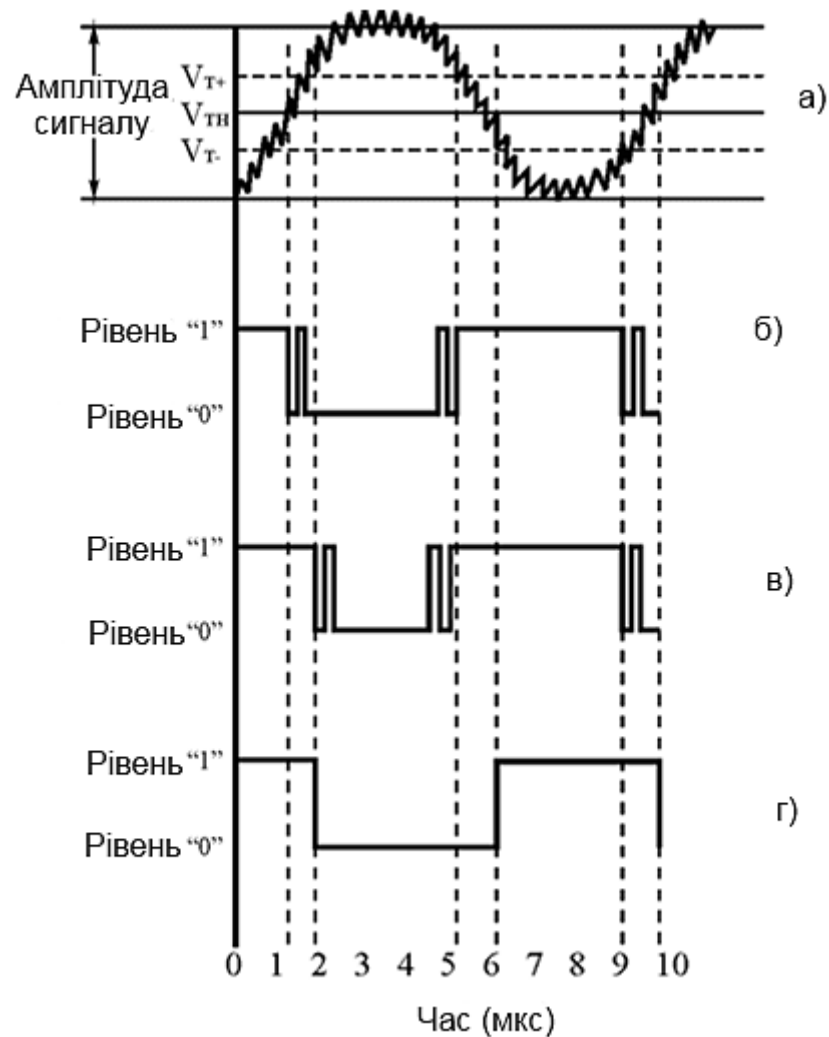


Рисунок 3.11 – Відновлення тривалості імпульсу за допомогою КМОП-тригера Шмітта

а) сигнал, відновлений з лінії передачі з різними значеннями порогових напруг

б) сигнал, відновлений за допомогою компаратора, що має порогове напругу. Відбуваються багаторазові неправдиві перемикання.

в) сигнал, відновлений за допомогою компаратора, що має порогове напругу. Позитивний імпульс укорочений, негативний - подовжений.

г) Сигнал, відновлений за допомогою КМОП-тригера Шмітта, що має порогові напруги. Відновлений сигнал має правильну тривалість і невелику затримку за часом.

3.1.1 Застосування КМОП- тригера Шмітта

Більшість прикладів, наведених далі, показують, як використовується КМОП- тригер Шмітта, щоб спростити конструкцію або поліпшити продуктивність. Деякі схемотехнічні рішення неможливо побудувати з використанням тригерів Шмітта інших серій, крім КМОП .

На рис. 3.12а представлена типова схема перетворювача сигналу синусоїдальної форми в прямокутні імпульси. Завдяки симетрії порогового напруги відносно половини напруги живлення, для такого тригера можна легко сформувати опорний потенціал за допомогою двох резисторів. Висока вхідний опір спрощує вибір номіналів резисторів і розв'язує конденсатора. Оскільки КМОП мають широкий діапазон живлячих напруг, КМОП- тригер Шмітта може працювати в системі з двуполярністю харчуванням (рис. 3.12б). Це прив'язує середину порогового напруги до нуля і дозволяє підключити вхід тригера Шмітта безпосередньо до виходу операційного підсилювача без розв'язує конденсатора:

а) перетворювач синусоїдального імпульсу в прямокутну форму і опорною напругою

б) перетворювач синусоїдального імпульсу в прямокутну форму і опорною напругою GND.

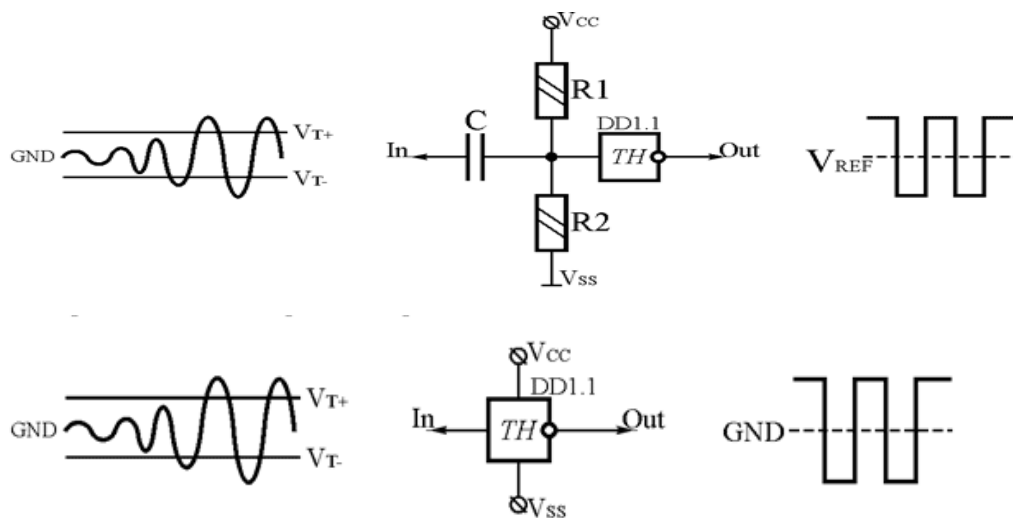


Рисунок 3.12 – Перетворювач синусоїдальної напруги в імпульси прямокутної форми з симетричним детектуванням рівня опорної напруги

На рис. 3.12 показаний перетворювач "частота-напруга", який може працювати з керуючим сигналом різної форми. Незважаючи на те, що енергія коливань різної форми відрізняється, вихідна напруга перетворювача залежить тільки від частоти коливань. Оскільки амплітуда вихідного сигналу КМОП - тригера Шмітта практично дорівнює напрузі джерела живлення, постійний розмах сигналу, що прикладається до обкладок конденсатора C1, викликає протікання струму через конденсатор, який залежить тільки від частоти. Позитивна напівхвиля напруги з виходу конденсатора через діод D1 закорочується на загальний провід. Негативна напівхвиля напруги викликає протікання струму інвертуючого входу операційного підсилювача через діод D2 і перетворення його в середнє значення напруги інтегрує ланцюжком C2 - R2.

Оскільки амплітуда вихідної напруги КМОП - тригера Шмітта практично дорівнює напрузі джерела живлення, то напруга, що прикладається до C2, дорівнює напрузі джерела живлення.

Тригер Шмітта має ряд переваг. Тригер Шмітта, побудований з використанням дискретних елементів, схемотехнічно досить складний пристрій. Вперше тригер Шмітта в інтегральному виконанні був реалізований в ТТЛ - серіях. Але відносно великі вхідні струми і несиметричність вхідних

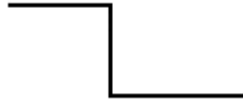
характеристик ускладнюють конструювання схем з використанням таких тригерів. Втікає вихідний струм рівня логічного нуля значно більше, ніж витікаючий струм рівня логічної одиниці. Це призводить до відмінності форми імпульсів від меандру з коефіцієнтом заповнення 50 %. Крім того, вузький діапазон живлячих напруг ускладнює застосування в схемах з напругою живлення відмінними від 5 В, а також у схемах з Двуполарність харчуванням.

КМОП-тригер Шмітта має дуже високий вхідний опір з пороговими напругами приблизно симетричними відносно половини напруги живлення. Допустима подача вхідного сигналу з амплітудою, що перевищує діапазон живлячої напруги. Вихідні струми рівнів логічного нуля і одиниці практично однакові. Також амплітуда вихідного сигналу практично дорівнює напрузі джерела живлення. Такі переваги КМОП -тригера Шмітта, як велика різниця порогових напруг, широкий діапазон напруг живлення, низьке енергоспоживання, однакові характеристики виробів у межах однієї партії, роблять тригер Шмітта унікальним універсальним компонентом для радіоелектронних конструкцій. Тригер Шмітта знаходить застосування в інтерфейсних схемах для узгодження сигналів, відновлення рівнів, придушення сигналів перешкод в умовах підвищеного рівня шумів, детектування рівнів, завдяки наявності гістерезису, перетворення рівнів між логічними схемами різних сімейств і в багатьох інших додатках. Застосування КМОП-тригера Шмітта це ще один крок до дизайну, обмеженому тільки уявою розробника.

3.2 Схеми запуску і узгодження

Перевірити стан кнопок або перемикачів відносно просто. Достатньо підключити одну кнопку до одного виходу на загальній шині, а іншу – до вхідної лінії порту введення/виведення, налаштованого на роботу в режимі читання. Додатково цю лінію слід підключити до «+» джерела живлення через резистор з опором приблизно 4,7... 100 кОм. З більшим опором загальна кількість споживаної потужності менша.

а) Ідеальний контакт



б) Реальний контакт

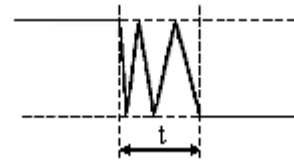


Рисунок 3.13 – Явище «дребезжання контактів»

При замиканні контактів відповідний вихід мікроконтролера буде «1», при розриві контактів - «0».

Всі механічні перемикачі мають негативний момент - при роботі з ними спостерігається так зване тріскотіння контактів, при якому при натисканні кнопки багато контактів замикаються і розмикаються через свою пружність. Тривалість періоду розмови залежить від якості взаємодії та зазвичай становить від 10 до 100 мілісекунд. Простіше усунути цей ефект за допомогою програмного рішення. На рис. 3.13 представлені графіки, які ілюструють хитання контактів, а на рис. 3.14 демонструється найпростіша конструкція з кнопкою.

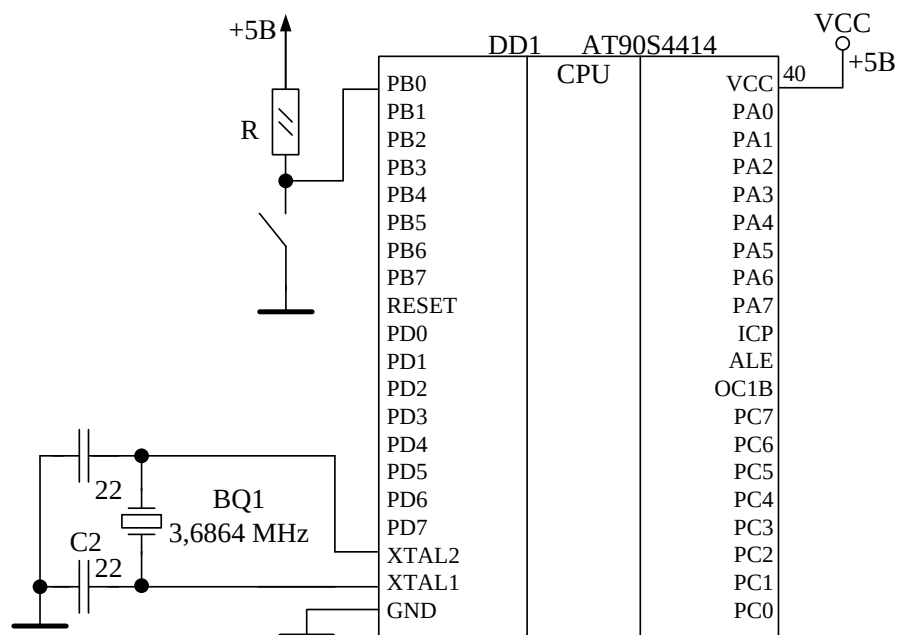


Рисунок 3.14 – Підключення кнопки до мікроконтролера

Розрахуємо опір R у схемі підключення кнопки. Припустимо що

конденсатори C_2 та $C_1 = 0,2 \mu\text{кФ}$, $\tau_3 = 1\text{с}$. Тоді за формулою розраховується опір R

$$\tau_3 \approx 3\tau = 3RC_1 \quad (3.6)$$

Тоді,

$$1 = 3 \cdot R \cdot 0,2 \cdot 10^{-6};$$

$$R = 406,5 \text{ Ом}.$$

Тому вибираємо стандартний елемент резистор С1-4 0.25 Вт, 5%, 470 Ом.

3.3 Схема скидання

Його призначення полягає в тому, щоб затримати початковий запуск мікроконтролера при включенні живлення, це необхідно, тому що мікроконтролер не запуститься належним чином без перезапуску живлення вручну. Найпростіша конструкція механізму скидання зображена на рис.3.15.

Якщо в схемі використовується вбудоване електрично перепрограмоване сховище даних мікроконтролера, корисно використовувати зовнішню схему, яка підтримує низьку напругу на контакті Reset, доки напруга не підвищиться до рівня, необхідного для типової роботи мікроконтролера. Цей механізм повинен працювати як при підвищенні напруги (рівень на виводі Reset стане високим лише після того, як напруга живлення досягне заданого рівня), так і при напрузі живлення нижче необхідного рівня. Цей тип схеми зазвичай називають «монітором живлення». На рис. 3.16 показано конструкцію одного з можливих зв'язків "монітора живлення".

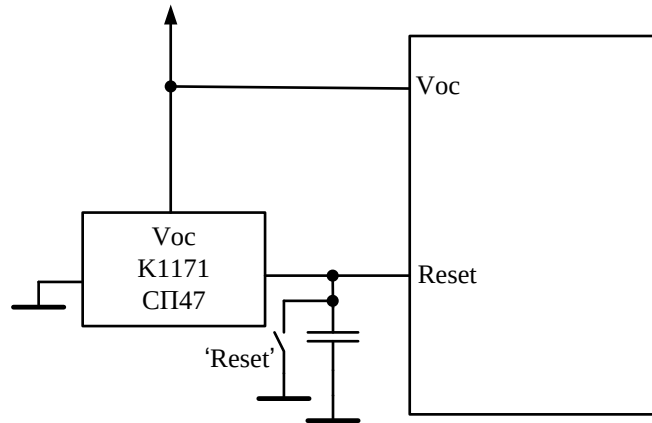


Рисунок 3.15 – Схема підключення «монітора живлення»

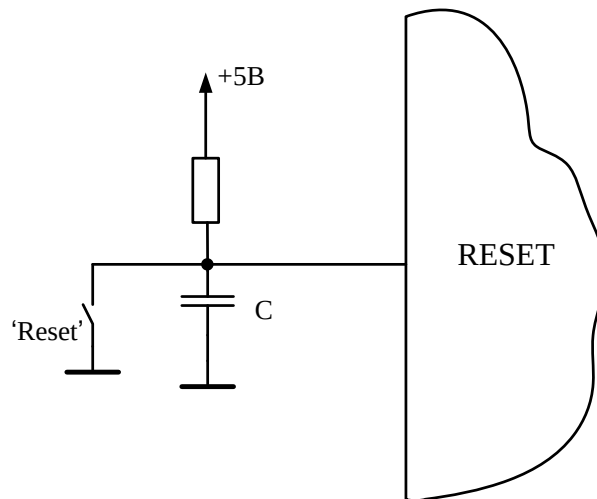


Рисунок 3.16 – Найпростіша схема скидання

Розрахуємо опір R у схемі скидання. Припустимо що $C_1 = 0,1 \mu\text{кФ}$, $\tau_3 = 0,5 \text{с}$.
Тоді за формулою розраховується опір R

$$\tau_3 \approx 3\tau = 3RC_1 \quad (3.7)$$

Тоді, $0,5 = 3 \cdot R \cdot 1 \cdot 10^{-6};$

$$R = 208,3 \Omega.$$

Тому вибираємо стандартний елемент конденсатор $C1 = КД- 20, 1 \text{ мкф} \times 25\text{В}, +80-20\%$ і резистор $R=C1-4$ резистор $0.25 \text{ Вт}, 5\%, 270 \text{ Ом}$.

3.4 Керування світлодіодами

Керувати освітленням світлодіодів найпростіше, що можна зробити на мікроконтролерах. Як відомо, для роботи світлодіодів потрібен невеликий струм - залежно від типу світлодіода цей струм може становити від 3 до 20 мА. Напруга, при якій працюють світлодіоди, зазвичай становить 1,5-4 В.

Важливо звернути увагу на те, що підключати його потрібно саме так - при «логічному» напрузі мікроконтролер буде видавати менший струм. І ми виявили, що його неможливо використовувати для безпосереднього регулювання світлодіода. Управління світлодіодом просте, тому що одна з його клем підключена до плюсового джерела живлення, щоб загорівся (тобто напруги на клемі стало достатньо для запалювання), необхідно створити ланцюг з світлодіодом на друга клему, для цього знадобиться низька напруга «0». Щоб описати це більш конкретно, щоб засвітити світлодіод, ви повинні написати слово "0" на вихідному порту. Для повернення - напишіть "1". На рис. 3.17 зображено схему із двома світло діодами. У нашому випадку ми вибрали світлодіод HLMP1600.

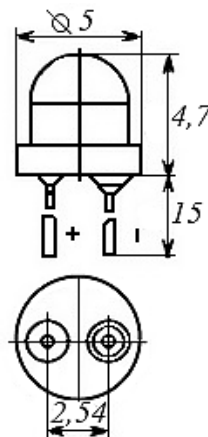


Рисунок 3.17 – Світлодіод HLMP1600

Основні характеристики світлодіода HLMP1600:

Колір світіння - Червоний

Довжина хвилі - 665 нм

Сила світла - 0.9 мкд

Постійний прямий струм - 10 мА

Постійне пряме напруга - 2 В

Постійне зворотне напруга - 2 В

Постійний максимальний прямий струм - 22 мА

3.5 Приєднання сторожового таймера

За замовчуванням сторожовий таймер відключений. Його можна включити командою $\omega=1$ й установити тайм-аут командою $s=x$, де x - це величина між 1 й 255.

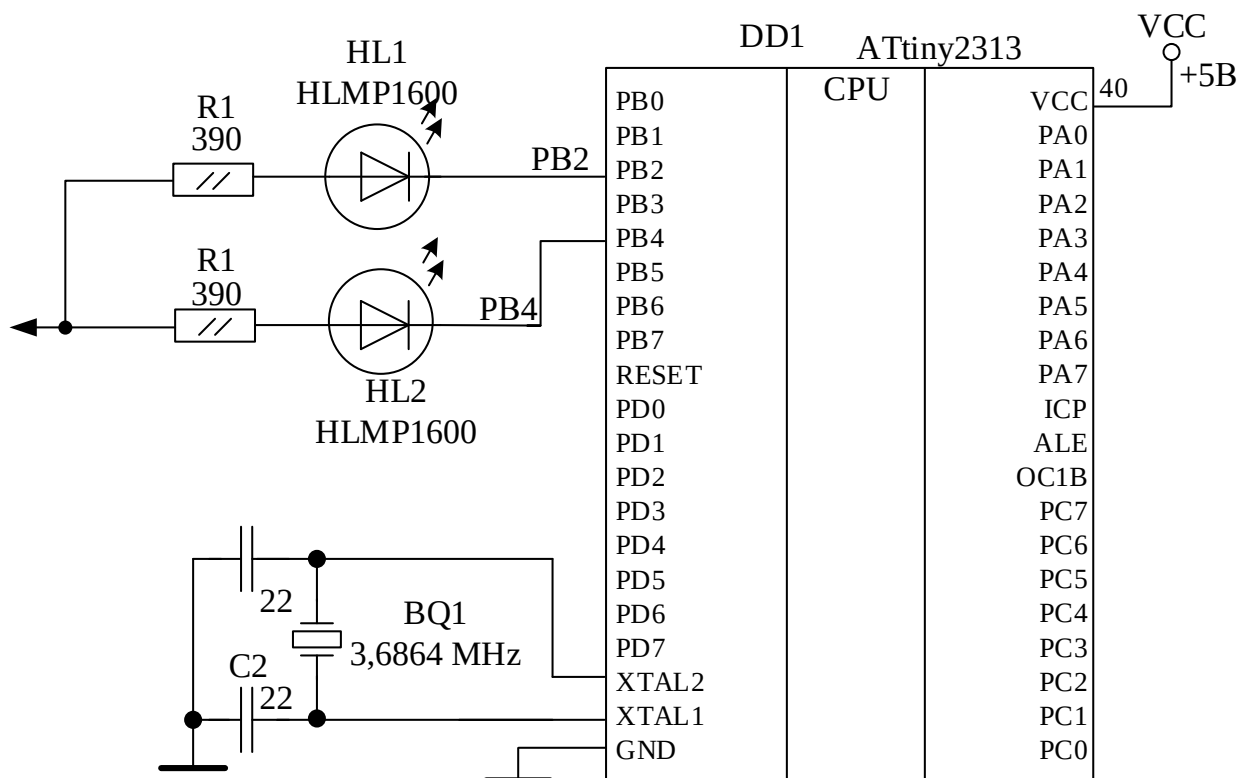


Рисунок 3.18 – Найпростіша схема для керування двома світло діодами

Наприклад, $s=10$ установить тайм-аут сторожового таймера на $10 \cdot 16 \text{sec} = 160 \text{sec}$. Програма-драйвер повинна періодично встановлювати затримку, щоб уникнути підняття сторожового таймера. Якщо сервер раптово

заклинить («зависне»), у драйвера більше не буде налаштування тайм-ауту, після якого почнеться сторожовий таймер.

Таймер, який стежить, призначений для спрацювання лише один раз. Це досягається шляхом вимкнення здатності системи повторно запускати той самий файл під час перевірки системи, це може статися після перезавантаження. Коли офіціант повернеться, водій знову дозволить таймеру продовжити роботу. Щоб фізично підключити сторожовий таймер, ви повинні активувати реле, пов'язане зі сторожовим таймером разом із кнопкою перезавантаження комп'ютера.

Реле - це механічний пристрій, який, коли його вхідне значення досягає певного значення, вихідне значення змінюється на $y = f(x)$ і приймає кінцеву кількість значень. Для живлення релейного механізму необхідний струм понад 20 мА, тому механізм не можна безпосередньо підключити до мікроконтролера.

Для регулювання реле основним компонентом є транзистор, який виконує роль ключа. На рис. 3.19 демонструється приклад схеми, в якій використовується реле. Слідкуйте за наявністю діода, з'єднаного послідовно з котушкою реле – це необхідно, щоб запобігти перенасиченню ланцюга полем самоіндукції, яке присутнє під час зміни котушки.

Так само можна активувати реле, яке не має світла, наприклад, лампа розжарювання тощо.

Якщо необхідно керувати більш потужними реле або іншими компонентами, доцільно використовувати такі мікросхеми, як ULN2003 або ULN2803. Ці мікросхеми мають відповідно 7 і 8 транзисторів, які вмикаються пакетними транзисторами (схема Дарлінгтона).

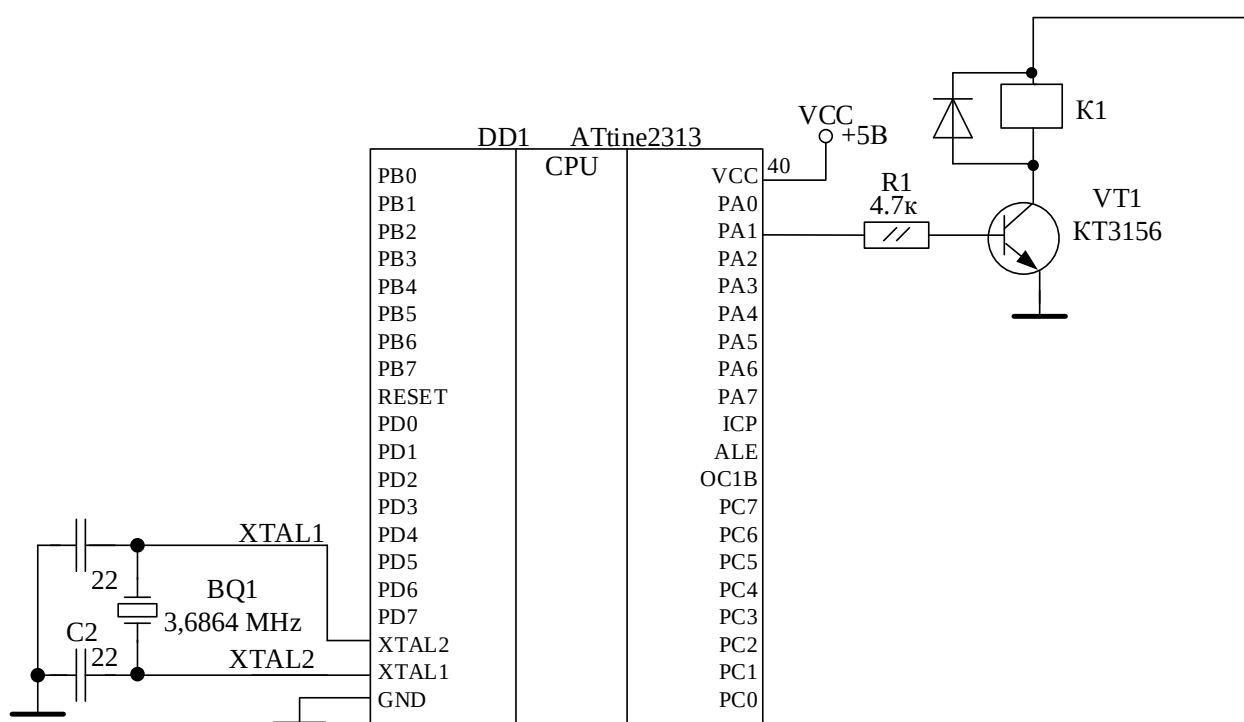


Рисунок 3.19 – Використання реле

Тип транзистора 2SC1815. Його основні параметри:

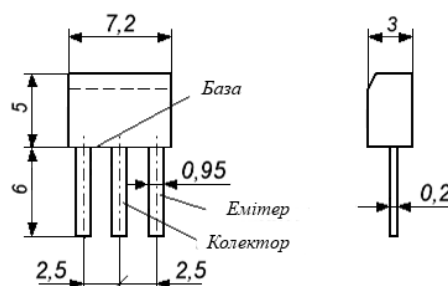


Рисунок 3.20 – Транзистор 2SC1815

Граничне напруження при: 30 В

Напруга насичення колектор-емітер не більше: 0,4 В

Напруга насичення база-емітер: 1,1 В

Статичний коефіцієнт передачі струму в схемі з загальним емітером: 50 -

350

Постійна часу ланцюга зворотного зв'язку на високій частоті: 500 нс

Ємність колекторного переходу не більше: 7 пФ

Зворотний струм колектора

Зворотний струм емітера: 30 мкА

Граничні експлуатаційні дані:

Постійна напруга колектор-емітер: 20 В

Постійна напруга база-емітер: 6 В

Постійний струм колектора: 100 мА

Температура переходу 393 К

Температура навколишнього середовища від 213 до 373 К

1. Визначимо струм колектора

$$I_{KH} > I_P; \quad (3.8)$$

Де $I_P = 12 \text{ мА}$;

$$I_{KH} = 15 \text{ мА}.$$

Опір обмотки: $R_{обм} = 300 \text{ Ом}$.

По характеристикам визначаємо $U_{KEH} = 0,6 \text{ В}$.

2. Визначаємо струм бази

$$I_{BH} = \frac{I_{KH}}{h_{21e \min}}; \quad (3.9)$$

де $h_{21e \min}$ - статичний коефіцієнт передачі струму бази який надається довідниках

$$I_{BH} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{50};$$

$$I_{BH} = 3 \text{ мА}.$$

3. Знаходимо опір бази R_B

$$R_B = \frac{U'_{MIN} - U_{BEH}}{I_{BH}} \quad (3.10)$$

$$R_B = \frac{2,4 - 0,8}{0,0003};$$

$$R_B = 5,3 \text{ кОм.}$$

3.5.1 Стислі паспортні дані мікросхем, які наведені в принциповій схемі

ADM1818 – мікросхема, формує сигнал RESET при натисканні відповідної клавіші, розроблена спеціально для використання в якості контролера скидання в мікропроцесорних системах. Основні технічні характеристики [28]:

- вихідний сигнал скидання RESET – низький рівень;
- максимальний вхідний струм – 20 мА;
- вихідний струм високого рівня – 350 мкА;
- вихідний струм низького рівня – 8 мА;
- максимальна вихідна напруга – $V_{CC}-0,1$;
- діапазон робочих температур – $-40^{\circ}\text{C} \dots +105^{\circ}\text{C}$;
- діапазон робочих напруг – $-0,3 \dots 6 \text{ В}$;
- внутрішній резистор Pull-Up – 5,5 кОм;
- тривалість сигналу RESET – 150 мс.

ADM242 – мікросхема, що реалізує інтерфейс стандарту RS-232. Основні технічні характеристики мікросхеми [28]:

- відповідає специфікації EIA-232-E;
- швидкість передачі даних до 200 кБіт/с;
- напруга живлення – 4.75...5.25 В;
- струм споживання – 15 мА;
- температурний діапазон – $-40 \dots +85^{\circ}\text{C}$;
- діапазон напруги вхідного сигналу RS232 -30...+30В;
- затримка розповсюдження сигналу в передавачі 300 нс;
- затримка розповсюдження сигналу в приймачі 100 нс.

Електрична схема мікросхеми ADM242 приведена на рис. 3.20.

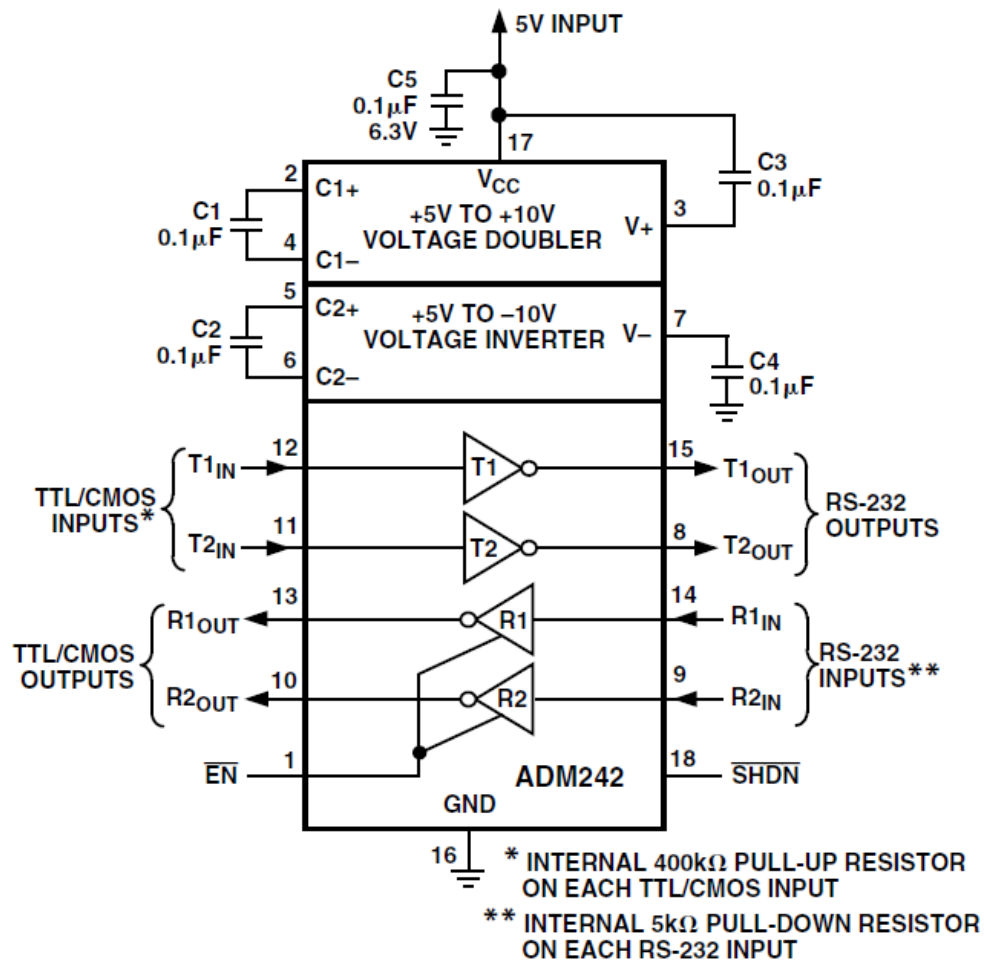


Рисунок 3.20 – Електрична схема мікросхеми ADM242

3.6 Висновки до розділу

У третьому розділі був розглянутий вибраний нами мікроконтролер, також був розглянутий мікроконтролер який формує сигнал RESET та розглянуті їх основні характеристики, схема скидання, також виконано обґрунтування застосування КМОП- тригера Шмітта.

4 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

4.1 Результати моделювання

Для створення моделі формування джитера враховані перехресні наведення, які являють собою окремий інтерес і були отримані експериментально.

У ході експериментальних досліджень виміряні перехресні наведення на ближній кінець (NEXT) для кабелю 5 категорії . Виміри проводилися в частотному діапазоні 300кГц - 70МГц.

В результаті експерименту отримано залежність міжпарних наведень у кабелі 5 категорії від частоти (див. рис.4.1). У графіку даної залежності присутній періодичність, це пояснюється тим , що згода пристрій має характеристики відмінні від необхідних (неможливість створення пристрою з необхідними характеристиками в силу конструктивних особливостей). Тому знайдено усереднене значення.

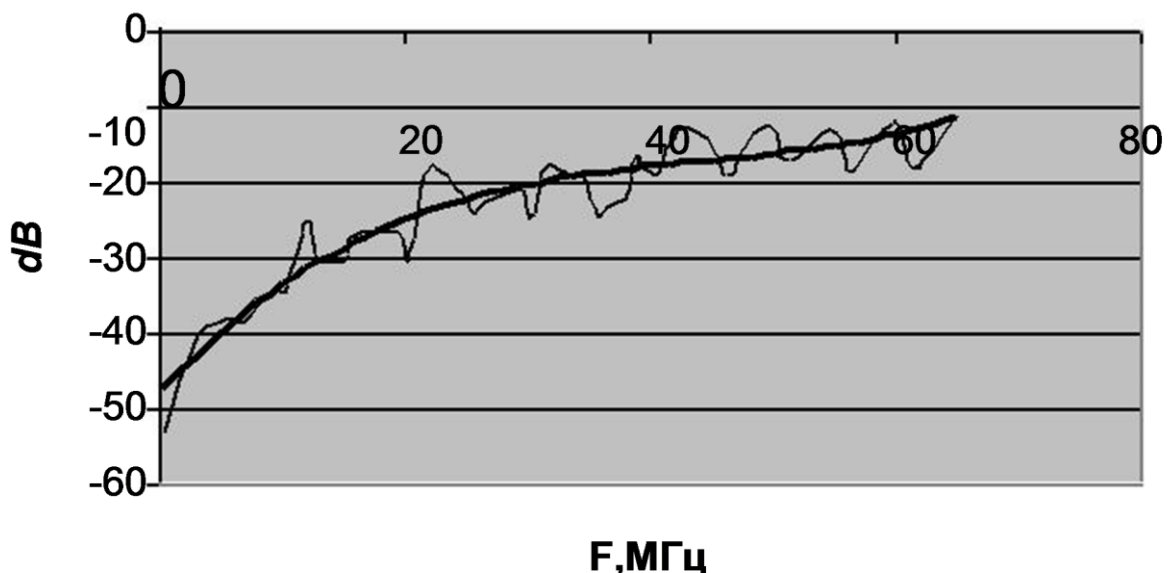


Рисунок 4.1 – Залежність міжпарних наведень у кабелі категорії 5 від частоти

У пакеті MAT LAB розроблена схема моделі формування джитера (див.рис. 4.2).

В одному із сигналів враховується експериментально отримана міжпарна наводка (визначається з графіка, так як частота сигналу відома). Сигнал з урахуванням наводки являє собою перешкоду, яка впливає на вихідний сигнал. А вихідний сигнал з урахуванням перешкоди являє собою сигнал, переданий в лінії зв'язку. Подаємо даний сигнал на формувач імпульсів, на виході якого отримуємо джитер.

Дана схема веде підрахунок невідповідностей між переданими і отриманими даними на відрізку реалізації 0,0000005 с, що становить 20.

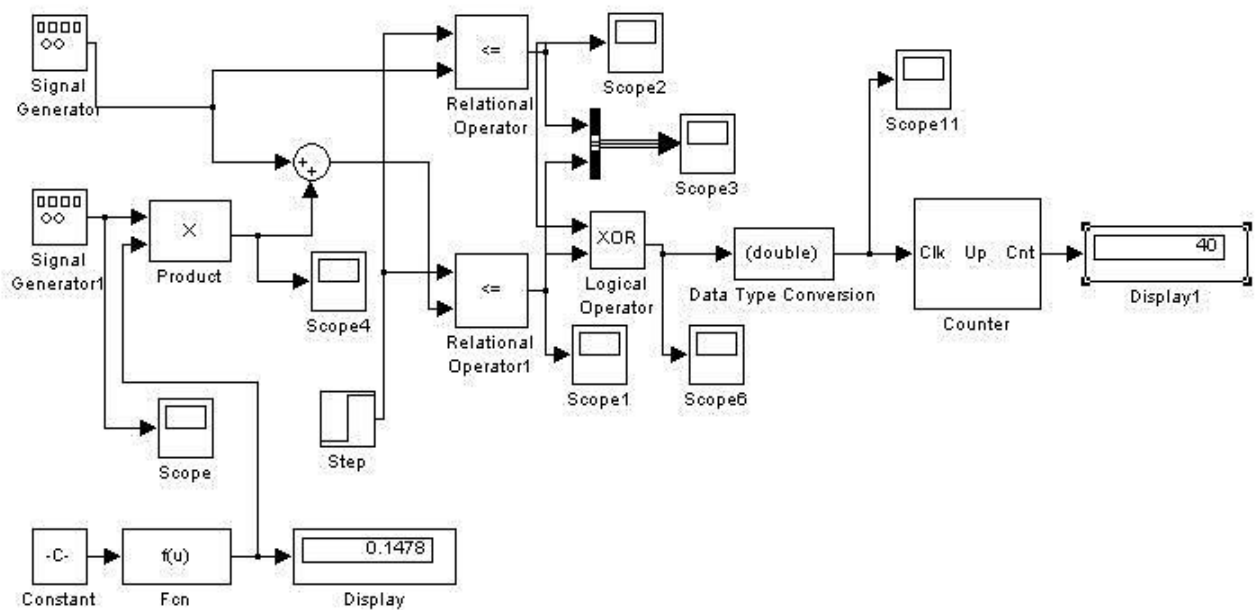
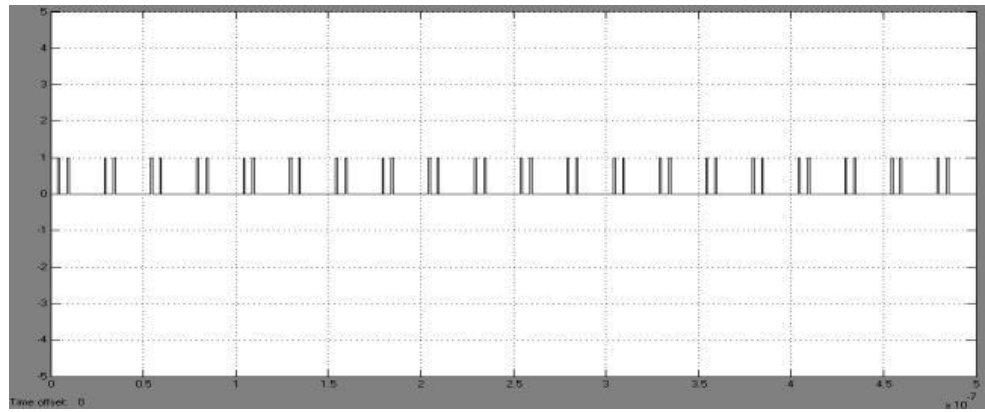


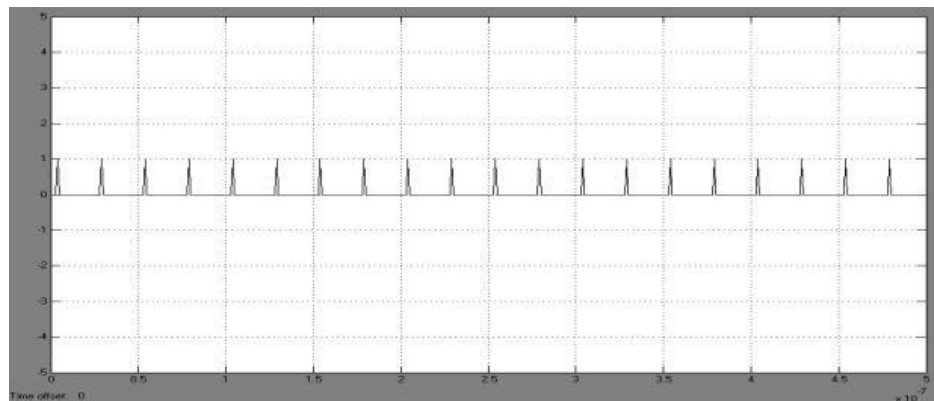
Рисунок 4.2 – Схема моделі формування джитера

У схемі моделі вихідні сигнали мають частоти 40МГц. Міжпарне наведення на частоті 35 МГц при довжині кабелю в 21,5 м (довжина, при якій проведені експерименти) складають -16,604 дБ. В якості формувача імпульсів представлений компаратор, на входи якого подається вихідний синусоїдальний сигнал і сигнал заданого рівня (поріг дорівнює 0,85 амплітуди вихідного сигналу).

Запустимо модель рис. 4.2, вихідні сигнали якої матимуть частоти в 35 МГц, поріг дорівнює 0,9. Отримані результати представлені на рисунку 4.3.



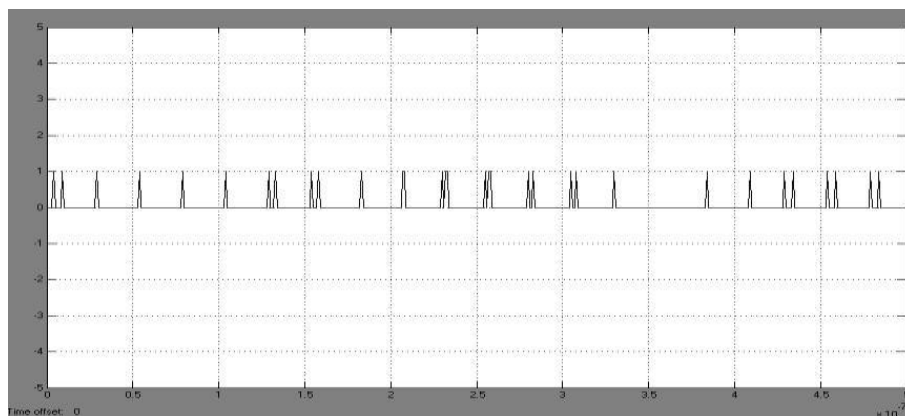
(a)



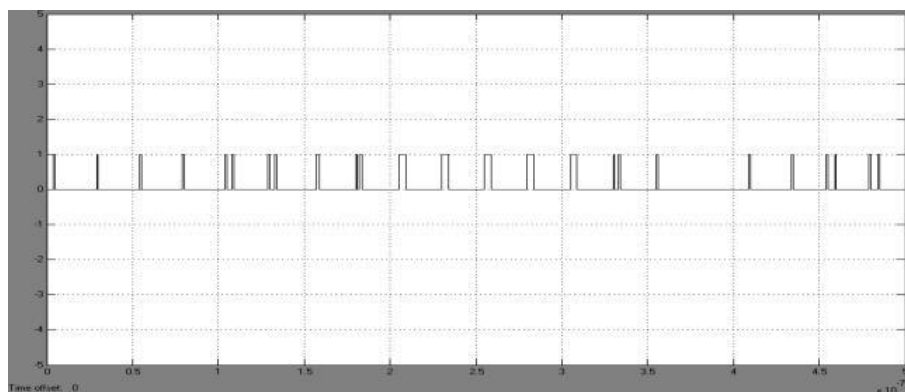
(б)

Рисунок 4.3 – Невідповідності між переданими і отриманими сигналами (частота сигналу і перешкоди 35МГц); (а) - поріг 0,85; (б) - поріг 0,9

У разі, коли сигнали, що передаються по сусідніх парам, мають однакові частоти, можливий облік міжпарних наведень, отриманих експериментально. Але для формування джитера, наочного його уявлення частоти повинні відрізнятися. Вибір низькочастотного сигналу, викликаного інтерференцією з ланцюгами живлення 50 Гц призведе до появи проблем при моделюванні, тому обрані наступні частоти: вихідна частота сигналу становить 35 МГц, а частота перешкоди - 37 МГц. Результати моделювання представлені на рисунку 4.4.



(a)



(б)

Рисунок 4.4 – Невідповідності між переданими і отриманими сигналами частотою 35МГц і частотою перешкоди 37 МГц; (а) - поріг 0,85; (б) - поріг 0,9

Якщо у випадку (а) - тільки невідповідності між сигналами, помилки відсутні, оскільки ширина отриманих імпульсів набагато менше реальної ширини імпульсів сигналу, то у випадку (б) помітно поява 5 помилок протягом часу реалізації, так як ширина цих 5 імпульсів дорівнює реальної ширині імпульсів переданого сигналу.

На рисунку 4.5 представлена схема побудови око-діаграми сигналу, що містить джитер.

На рисунку 4.6 представлений результат роботи даної схеми.

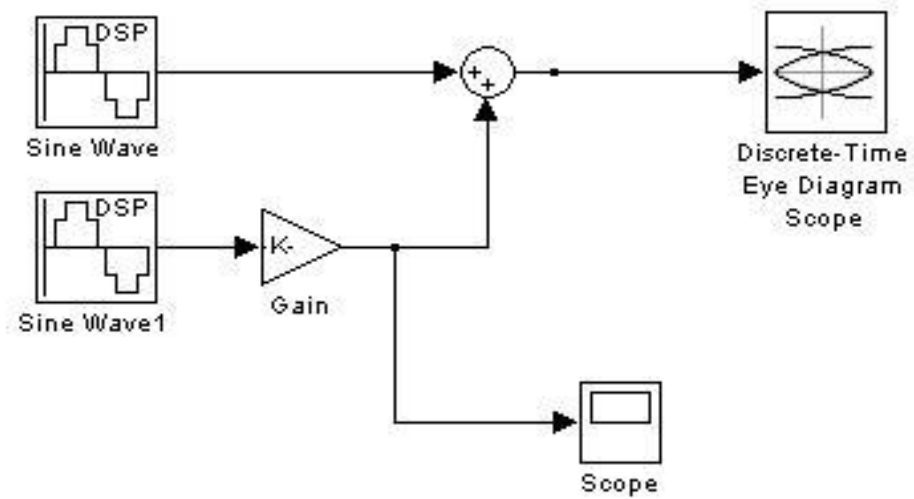
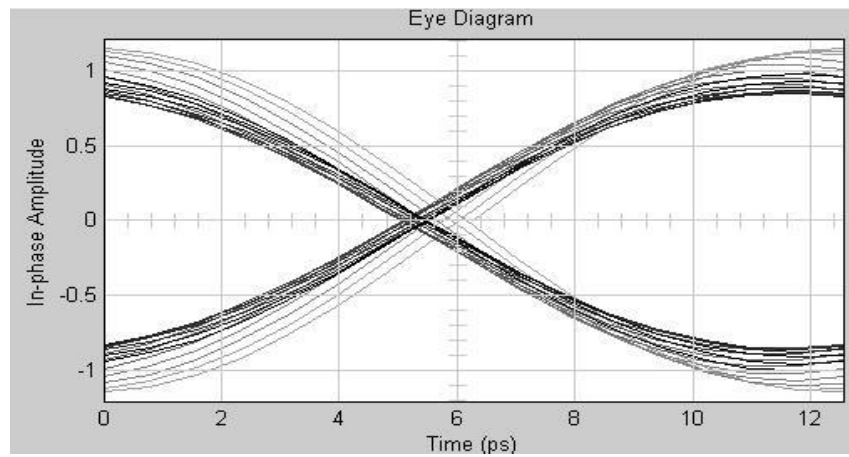
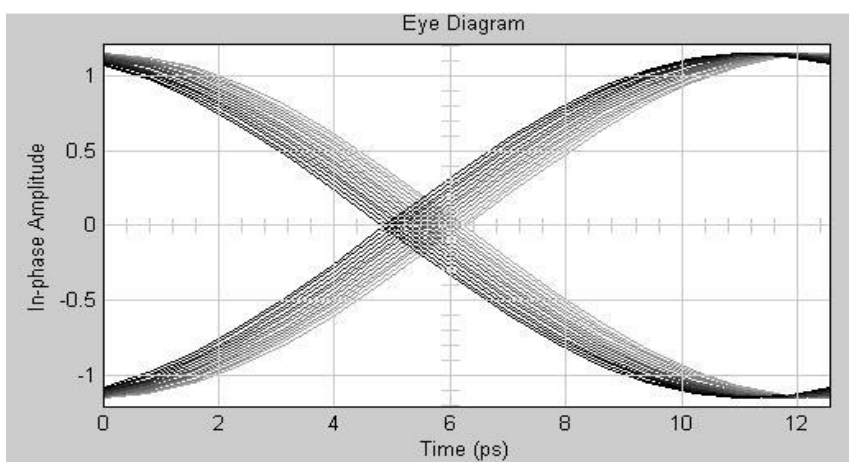


Рисунок 4.5 – Схема побудови око діаграми сигналу, що містить джитер



(a)



(б)

Рисунок 4.6 – Око-діаграма сигналу, що містить детермінований джитер:

(а) для частоти сигналу і перешкоди 35 МГц, поріг 0,85; (б) для частоти сигналу 35 МГц, частоти перешкоди 3 МГц, поріг 0,9

4.2 Висновки до розділу

- на основі експериментально отриманих даних (взаємовпливу в кабелі 5 категорії) створена модель формування джитера в пакеті Mat LAB;
- унікальність даної моделі полягає в тому, що вона наочно дозволяє переконатися в наявності джитера в прийнятому сигналі;
- при частоті сигналу і перешкоди (наводка з сусідньою пари) частотою в 40 МГц , спостерігаємо невідповідності між прийнятим і переданим сигналами , але ці невідповідності не є помилками, оскільки ширина цих імпульсів набагато менше реальної ширини імпульсів сигналу; у разі , коли частота сигналу 40МГц, а частота перешкоди 42 МГц, помітно поява 5 помилок протягом часу реалізації, так як ширина цих 5 імпульсів дорівнює реальної ширині імпульсів переданого сигналу;
- вибір рівня порога відіграє важливу роль, як видно з графіків представлених на рис. 4.4 (для частоти сигналу 40МГц, частоти перешкоди 42МГц), вибір порога формування імпульсів визначає наявність або відсутність помилок в прийнятому сигналі;
- представлені на рис. 4.6 око діаграми сигналу показують, що залежно від вибору вихідних параметрів (частоти сигналу і перешкоди, рівня порога) регулярний джитер може бути або не бути причиною виникнення помилок на приймальній стороні.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

5.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у

системах зв'язку» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Впровадження нових технологій в галузі телекомунікації та стрімкий розвиток портативних пристроїв вимагає високої енергоефективності. Використання новітньої технічної елементної бази, що орієнтована на енергоефективність дозволяє значно підвищити енергоефективність пристрою в цілому. Використання високоефективних пристроїв усунути ряд проблем та мають такі переваги:

- довший час роботи портативних пристроїв від батареї живлення. Як наслідок зменшення розмірів пристрою за рахунок зменшення розмірів батареї, менша кількість циклів заряду та розряду що збільшує її надійність та довговічність.

- зменшення розмірів та ваги пристрою за рахунок зменшення або відмови від систем примусового охолодження та громіздких радіаторів

- збільшення енергоефективності за рахунок зменшення витрат електроенергії на охолодження.

- збільшення енергоефективності означає менший нагрів пристрою і його складових частин, що зменшує деградацію радіоелементів та вихід їх з ладу.

Дослідження втрат в радіопередавачах показує, що найбільше втрат енергії відбувається саме в кінцевих каскадах радіопередавачів. Тому покращення енергоефективності в кінцевому каскаді радіопередавача значно збільшує енергоефективність пристрою.

Методи дослідження базуються на використанні математичного аналізу процесів, що відбуваються в лініях зв'язку, використанні графічних матеріалів, графіків та характеристик активних елементів, застосуванні комп'ютерного моделювання для перевірки і підтвердження отриманих раніше результатів.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 5.1 та 5.2.

Таблиця 5.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	59	60	55
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	0	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0

Продовження таблиці 5.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		58,0		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 5.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	75	70	78
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	74,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як

глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [35]

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (5.1)$$

де $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 58,0, k_{\text{теор}} = 74,3$ балів;

0,6 та 0,4 – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 58,0 + 0,4 \cdot 74,33 = 64,53 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Функція фазового тремтіння може бути отримана шляхом графічного відображення в часі відхилення положення фронту імпульсу або вибраної точки синусоїдального сигналу на виході контрольованої системи передачі при впливі на її вхід сигналом із заданим рівнем фазового тремтіння. При цьому амплітуда фазового тремтіння часто виражається у відносних інтервальних одиницях ІО (UI), а не в одиницях абсолютного часу, так як в цьому випадку результат вимірювання не залежить від дійсної швидкості передачі даних, що дозволяє

здійснити порівняння амплітуди фазового тремтіння на різних ієрархічних рівнях в цифровій системі передачі.

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку», даний рівень становить 64,53 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників ($З_o$) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [35]

$$З_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, (грн.);

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 18200,00 \cdot 8 / 22 = 6181,84 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, (грн.)	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, (грн.)
Керівник науково-дослідної роботи	18200,00	772,73	8	6181,84
Науковий співробітник	17900,00	750,00	11	8250,00
Інженер-дослідник (передача цифрового сигналу)	17500,00	681,82	22	15000,04
Фахівець 1-ї категорії	8070,00	366,82	11	4035,00
Всього				33466,88

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, (грн/год.);

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=8000,00$ (грн.);

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [35];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_l = 8000,00 \cdot 1,35 \cdot 1,15 / (22 \cdot 8) = 70,57 \text{ (грн.)}.$$

$$З_{pl} = 70,57 \cdot 9,50 = 670,40 \text{ (грн.)}.$$

Таблиця 5.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, (грн.)	Величина оплати на робітника (грн.)
Встановлення допоміжного обладнання	9,50	2	1,35	70,57	670,40

Продовження таблиці 5.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Інсталяція програмного забезпечення	4,60	3	1,50	78,41	360,68
Налагодження цифрових мереж систем зв'язку	2,10	5	1,35	70,57	148,19
Відлагодження інтерполяційних модулів	3,70	5	1,50	78,41	290,11
Формування цифрової експериментальної моделі мережі зв'язку	8,00	4	1,10	57,50	460,00
Формування структурної схеми компонентів	2,50	5	1,00	52,27	130,68
Тренування системи	3,10	6	2,00	104,55	324,09
Підбір характеристик компонентів системи	5,50	3	1,35	70,57	388,13
Випробування системи	8,00	2	1,10	57,50	460,00
Всього					3232,28

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{доп}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 11%.

$$Z_{\text{доп}} = (33466,88 + 3232,28) \cdot 11 / 100\% = 4036,91 \text{ (грн.)}$$

5.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{доо}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (5.6)$$

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (33466,88 + 3232,28 + 4036,91) \cdot 22 / 100\% = 8961,94 \text{ (грн.)}$$

5.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{\epsilon j}, \quad (5.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, (грн/кг.);

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, (грн/кг.).

$$M_1 = 3,0 \cdot 202,00 \cdot 1,06 - 0 \cdot 0 = 642,36 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, (грн.)	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, (грн/кг.)	Вартість витраченого матеріалу, (грн.)
Папір канцелярський офісний (A4)	202,00	3,0	0	0	642,36
Папір для заміток (A5)	123,00	4,0	0	0	521,52
Папір креслярський (A1)	32,00	10,0	0	0	339,20
Папір креслярський (A3)	16,00	10,0	0	0	169,60
Начиння канцелярське	210,00	2,0	0	0	445,20
Органайзер офісний	100,00	2,0	0	0	212,00
Картридж для плотера (НР-2106)	780,00	2,0	0	0	1653,60
Картридж для принтера (НР-2002)	1240,00	1,0	0	0	1314,40

Продовження таблиці 5.6 – Витрати на матеріали

Диск оптичний (CD-R)	23,00	4,0	0	0	97,52
Диск оптичний (CD-RW)	25,00	4,0	0	0	106,00
FLASH-пам'ять (16 ГБ)	210,00	1,00	0	0	222,60
Флюс	360,00	0,02	0	0	7,63
Припой	580,00	0,0800	0	0	49,18
Дріт МЛШ-13	8,20	7,0000	0	0	60,84
Склотекстоліт	210,00	0,2000	0	0	44,52
Лак	368,00	0,1	0	0	31,21
Всього					5917,39

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, (грн.);

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_e = 1 \cdot 25,00 \cdot 1,06 = 26,50 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Діодний міст RS201	1	25,00	26,50
Кнопка PBS-10B	1	43,00	45,58
Конденсатор NPO-100пФ-50B	1	3,05	3,23
Конденсатор NPO-0,1мкФ-16B	1	2,98	3,16
Конденсатор K50-35-100мкФ-16B	1	10,40	11,02
Корпус	1	316,00	334,96
Мікросхема 7805	2	32,00	67,84
Мікросхема LS74121	8	27,00	228,96
Перемикач галетний МПН-1	1	84,00	89,04
Резистор RK-1233N1-2кОм	1	50,00	53,00
Резистор RK-1233N1-3,9кОм	1	41,00	43,46
Резистор C2-23-0,125-500Ом± 10%	52	2,80	154,34
Роз'єм DS225	1	12,50	13,25
Роз'єм PY-401C	1	22,00	23,32
Роз'єм CP-50	2	40,00	84,80
Ручка для змінного резистора	2	18,00	38,16
Світлодіод L132XGT	11	4,80	55,97
Світлодіод L132XID	7	7,90	58,62
Трансформатор TS5/14	1	128,00	135,68
Штекер живлення 2,5/5,5 з кабелем	1	66,00	69,96
Всього			1540,85

5.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (5.9)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;
 $C_{\text{пр.і}}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 6400,00 \cdot 1 \cdot 1,06 = 6784,00 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Програмований комутатор	1	6400,00	6784,00
Всього			6784,00

5.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних

засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$B_{\text{прг}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{инрг}} \cdot C_{\text{прг.}i} \cdot K_i, \quad (5.10)$$

де $C_{\text{инрг}}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, (грн.);

$C_{\text{прг.}i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прг}} = 7860,00 \cdot 1 \cdot 1,06 = 8331,60 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Прикладне програмне забезпечення розробки та моделювання	1	7860,00	8331,60
Пакет Visual System Simulator	1	5250,00	5565,00
Пакет Microwave Office	1	6850,00	7261,00
Пакет Matlab 2020	1	5340,00	5660,40
Всього			26818,00

5.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою

$$A_{обл} = \frac{Ц_{\bar{o}}}{T_{\bar{o}}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.11)$$

де $Ц_{\bar{o}}$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, (грн.);

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{\bar{o}}$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (25000,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 694,44 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Комп'ютеризований програмно-аналітичний комплекс	25000,00	3	1	694,44
Система метрологічного аналізу	22000,00	5	1	366,67
Генератор сигналу	10000,00	4	1	208,33

Продовження таблиці 5.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Місце інженера-дослідника спеціалізоване	8100,00	5	1	135,00
Оргтехніка	12000,00	4	1	250,00
Приміщення лабораторії	400000,00	30	1	1111,11
ОС Windows	8300,00	3	1	230,56
Прикладний пакет Microsoft Office	7120,00	3	1	197,78
Всього				3193,89

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.12)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e=10,98$ (грн.);

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,08 \cdot 180,0 \cdot 10,98 \cdot 0,95 / 0,97 = 158,11 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.11.

Таблиця 5.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, (грн.)
Програмований комутатор	0,08	180,0	158,11
Комп'ютеризований програмно-аналітичний комплекс	0,25	180,0	494,10
Система метрологічного аналізу	0,25	50,0	137,25
Генератор сигналу	0,10	50,0	54,90
Місце інженера-дослідника спеціалізоване	0,10	180,0	197,64
Оргтехніка	0,50	2,5	13,73
Всього			1055,73

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» відсутні.

5.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» відсутні.

5.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$I_{\text{г}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{іг}}}{100\%}, \quad (5.13)$$

де $H_{\text{іг}}$ – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{\text{іг}} = 55\%$.

$$I_{\text{г}} = (33466,88 + 3232,28) \cdot 55 / 100\% = 20184,54 \text{ (грн.)}.$$

5.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{\text{нзв}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.14)$$

де $H_{\text{нзв}}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{\text{нзв}} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (33466,88 + 3232,28) \cdot 100 / 100\% = 36699,16 \text{ (грн.)}.$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{доо} + Z_n + M + K_v + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_v + B_{нзв}. \quad (5.15)$$

$$B_{заг} = 33466,88 + 3232,28 + 4036,91 + 8961,94 + 5917,39 + 1540,85 + 6784,00 + 26818,00 + 3193,89 + 1055,73 + 0,00 + 0,00 + 20184,54 + 36699,16 =$$

$$= 151891,56 \text{ (грн.)}.$$

Загальні витрати $ЗВ$ на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою

$$ЗВ = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (5.16)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,95$.

$$ЗВ = 151891,56 / 0,95 = 159885,86 \text{ (грн.)}.$$

5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у

системах зв'язку» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t}, \quad (5.17)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 3$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n = 3$;

T_C – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_C = 2$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R = 3$; якщо нижче відомих результатів, то $R = 1$. Прийmemo $R = 4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 159885,86$ (грн.);

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,08$ років, (1 міс.).

Визначення показників I , n , T_C , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [35].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = 3^3 \cdot 2 \cdot 4 / 159,9 \cdot 0,08 = 16,21.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку» складають 159885,86 (грн.). Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

ВИСНОВКИ

В магістерській кваліфікаційній роботі було проведено дослідження фазової нестабільності в лініях зв'язку. Фазова нестабільність або джитер є одним із ключових параметрів, який впливає на якість передавання цифрових сигналів у системах зв'язку. Джитером є випадкові або систематичні відхилення фази сигналу від його ідеального положення у часі. У сучасних високошвидкісних системах передачі даних цей феномен може значно впливати на точність відтворення сигналу на приймальній стороні.

Дослідження джитера та його впливу на системи зв'язку є важливим етапом у розробці сучасних цифрових систем зв'язку, оскільки навіть незначні відхилення можуть суттєво вплинути на якість передавання даних у високошвидкісних мережах. Мета дослідження джитера полягає у розумінні його природи, аналізі впливу на якість передачі сигналу та розробці ефективних методів для зменшення негативних наслідків у системах зв'язку. Це має критичне значення для забезпечення надійності, точності та ефективності роботи сучасних телекомунікаційних мереж.

У магістерській кваліфікаційній роботі досліджено аналіз причин виникнення джитера, а також типів, способів та засобів вимірювання джитера. Представлено норми на фазове дрижання, норми на його перетворення, та засоби для його вимірювання.

Розглянуті структурні схеми вимірювання допустимого фазового тремтіння за критерієм збільшення помилок і за критерієм появи помилок. Здійснена розробка функціональної схеми пристрою вимірювання кодозалежного джитера, також був проведений алгоритм вимірювань, проводився вибір типу МК.

В четвертому розділі були проведені електричні розрахунки вхідного каскаду, схема скидання, схема керування світло діодами, використання реле та приєднання сторожового таймера.

В п'ятому розділі було на основі експериментально отриманих даних (взаємовпливу в кабелі 5 категорії) створена модель формування джитера в

пакеті MATLAB. Унікальність даної моделі полягає в тому, що вона наочно дозволяє переконатися в наявності джитера в прийнятому сигналі. При частоті сигналу і перешкоди (наводка з сусідньою пари) частотою в 40 МГц, спостерігаємо невідповідності між прийнятим і переданим сигналами, але ці невідповідності не є помилками, оскільки ширина цих імпульсів набагато менше реальної ширини імпульсів сигналу; у разі, коли частота сигналу 40 МГц, а частота перешкоди 42 МГц, помітно поява 5 помилок протягом часу реалізації, так як ширина цих 5 імпульсів дорівнює реальної ширині імпульсів переданого сигналу.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини результати яких свідчать про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

Подальші дослідження джитера дозволять глибше зрозуміти процеси в системах зв'язку, мінімізувати його вплив та забезпечити високоякісне передавання інформації у сучасних цифрових системах зв'язку.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Дрючин, Коваленко А.В. Кодозалежний джитер в транспортних мережах. Вісник Хмельницького національного університету, №3(213), 2014. – С. 41-45.
2. Михалевський Д.В. Система передачі високоякісних звукових сигналів без втрат. / Д. В. Михалевський, В. М. Мельник, Є. С. Наугольних. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 1' 2013 – 4с. ISSN 2219-9365
3. Михалевський Д. В. Дослідження Wi-Fi каналу для передачі мультимедійного трафіку / Д.В. Михалевський, Р.О. Красота, В.Є. Мондзяк // ВОТТП-13-2014: матеріали тринадцятої Міжнар. науково-технічної конф., Одеса, 3-8 червня 2014 р. – С. 175.
4. Михалевський Д. В. Ефективні методи кодування мультимедійного трафіку [Тези доповіді на науково-технічну конференцію] / XLV Науково-технічна конференція факультету радіотехніки, зв'язку та приладобудування (2016) – Секція оргтехніки і телекомунікацій . 2016 р.
5. Пат. 102698 UA, МПК H04N 5/44, H04B 3/00. Пристрій для оцінки параметрів якості відеозображення [Текст] / Д. В. Михалевський, Д. О. Янковчук, І. Б. Тіщенко, (Україна). - № u201505418 ; заявл. 02.06.2015 ; опубл. 10.11.2015, Бюл. № 21. - 4 с.
6. Дідковський В.С. та ін. Шуми і вібрації: Підручник / В. С. Дідковський, О. В. Коржик, О. Г. Лейко. - К.: ТОВ "Імекс-ЛТД", 2010. - 336 с: іл.
7. Карпуша В.Д. Моделювання та проектування реляційних баз даних: навч. посіб. /В.Д. Карпуша, Б.Є. Панченко. - Суми: Сумський державний університет, 2010. - 385 с.
8. Теорія радіолокаційних систем : підручник / Б. Ф. Бондаренко, В. В. Вишнівський, В. П. Долгушин та ін.; за заг. ред. С. В. Ленкова. - К.: Видавничополіграфічний центр "Київський університет", 2008. - 359 с.
9. Електромагнітна сумісність у системах електропостачання: Підручник / І. В. Жежеленко, А. К. Шидловський, Г. Г. Півняк, Ю. Л. Саєнко. - Д., Нац. гірнич. ун-т, 2009. - 319 с: іл.

10. Чумаков В. І., Таранчук А. А., Харченко О. І. Моделювання пристроїв радіоавтоматики в системі MathCAD : навч. посібник / В. І. Чумаков, А. А. Таранчук, О. І. Харченко. -Хмельницький : ХНУ, 2011. - 151 с.

11. Поширення радіохвиль в зоні покриття безпроводових мереж зв'язку. Теоретичні основи та приклади розв'язання задач [Електронний ресурс] : навчальний посібник для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад. С. О. Кравчук, Л. О. Афанасьєва, Д. А. Міночкін, І. М. Кравчук. – Електронні текстові дані (1 файл: 2,4 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 107 с.

12. Брагін А.С., Вульпе О.А. "Передавальні та приймальні пристрої систем радіозв'язку". Навчальний посібник. - ІВЦ "Політехніка" 2009, -130с.

13. Наритник Т.М., Волков В.В. "Радіорелейні та тропосферні системи передачі" Навчальний посібник, 2009р. -331с.

14. Калюжний О.Я. Моделювання систем передачі сигналів в обчислювальному середовищі MATLAB-Simulink. – К., “Політехніка”, 2004. – 135 с.

15. Кумиш В.Ю. Палітровий метод ефективного кодування цифрових відеозображень. / В.Ю. Кумиш. // Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.- 2013. - № 2. - С. 1-4.

16. Яцків Н.Г., Бутрин Р.В., Собашко В.Ф. Адаптивний метод кодування даних в безпроводних мультимедійних сенсорних мережах / Н.Г. Яцків., Р.В Бутрин., В.Ф Собашко. // Тернопільський національний економічний університет - 2013. - № 2. - С. 1-2.

17. Яцків В.В. Метод підвищення надійності передачі даних в безпроводних сенсорних мережах на основі системи залишкових класів // Радіоелектроніка та інформатика. – 2010, №2. – С.32–35.

18. Колганова О.О., Шутко В.М., Рибачук Я.А. Гібридні методи стиснення даних / О.О.Колганова., В.М. Шутко., Я.А. Рибачук. // Національний авіаційний університет - 2012. - № 1. - С. 1-4.

19. Гуйда О.Г., Негода А.М., Кушнір О.М., Гордєєв. Перспективи використання сплайн-функцій в технологіях стиснення цифрового відео / О.Г. Гуйда., А.М. Негода., О.М. Кушнір., М.Г. Гордєєв. // Національний авіаційний університет - 2010. - № 3-4. - С. 1-4.

20. В. М. Шутко, М. О. Шутко, О. О. Колганова, О. Д. Пономарчук. Методи та засоби стиснення інформації: Навчальний посібник . – Київ, 2012. – 166 с.

21. M. Huynh, and P. Mohapatra, —Metropolitan Ethernet Network: A move from LAN to MAN, Computer Networks, vol. 51, no. 17, pp 4867-4894, 2007.

22. P., Sager, Does circuit emulation in metro gigabit Ethernets require service priority?, Thesis, ETH Zurich, 2005.

23. Improvement of Performance of EIGRP Network by Using a Supervisory Controller with Smart Congestion Avoidance Algorithm . Research Gate GmbH. URL: https://www.researchgate.net/publication/306925828_Improvement_of_performance_of_EIGRP_network_by_using_a_supervisory_controller_with_smart_congestionAvoidanceAlgorithm (дата звертання 21.11.2024).

24. Adaptive load balancing with OSPF. Research Gate GmbH. URL: https://www.researchgate.net/publication/228787806_Adaptive_load_balancing_with_OSPF (дата звертання: 21.11.2024).

25. RFC 2453 RIP Version 2. Энциклопедия сетевых протоколов. URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc2453> (дата звертання: 29.10.2021).

26. Enhanced Interior Gateway Routing Protocol. Cisco Systems, Inc. URL: <https://www.cisco.com/c/en/us/support/docs/ip/enhanced-interior-gateway-routingprotocol-eigrp/16406-eigrp-toc.html> (дата звертання: 21.11.2024).

27. RFC 2328, OSPF Version 2. The Internet Engineering Task Force (IETF). URL: <https://datatracker.ietf.org/doc/rfc2328/> (дата звертання: 28.10.2024).

28. Маційовський А.І. Дослідження високонавантажених мереж передачі даних. Інформаційні моделі, системи та технології: Праці IX наук.-техн. конф. (Тернопіль, 08-09 грудня 2021 р.), Тернопіль, 2021. – С. 117.

29. RFC 1142, OSI IS-IS Intra-domain Routing Protocol. URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc1142> (дата звертання: 14.11.2024)
30. Gredler, H. The complete IS-IS routing protocol. United States of America: Springer, 2005. 540 с.
31. Nadeau Thomas D. SDN: Software Defined Networks. Sebastopol: O'Reilly Media Inc., 2013. 384 с.
32. Тарасов О.В., Онопко Є.В. Порівняльний аналіз методів стиснення інформації/ О.В. Тарасов, Є.В. Онопко. // Харківський національний економічний університет - 2011. - № 7. - С. 64-67.
33. Дніпровська А.М., Жук О.В., Сова О.Я. Метод динамічної побудови топології бездротової сенсорної мережі з мобільною базовою станцією. Пріоритетні напрямки розвитку телекомунікаційних систем та мереж спеціального призначення. Застосування підрозділів, комплексів, засобів зв'язку та автоматизації в АТО: Х науково-практ.конфер. – 9 – 10 листопада 2017 р. – Київ, 2017. – С. 36–40.
34. Плоскун, І. О. Оптимізація маршруту мобільного стоку у бездротових сенсорних мережах [Текст] / І. О. Плоскун, В. С. Марчук // Матеріали ХХ ювілейного міжнародного форуму «Радіoeлектроніка та молодь у ХХІ столітті». - 2016. - Т. 4. - С. 57-58.
35. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ У СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-23м
спеціальності 172 – Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Криштофор Я.В.
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС
Семенов А.О.

(прізвище та ініціали)

« 10 » 12 2024 р.

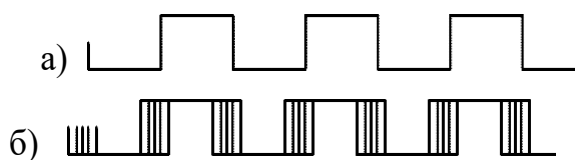


Рисунок 1 – Різновид прояву джитера: а – вигляд сигналу без перешкод; б – вигляд сигналу за наявності джитера

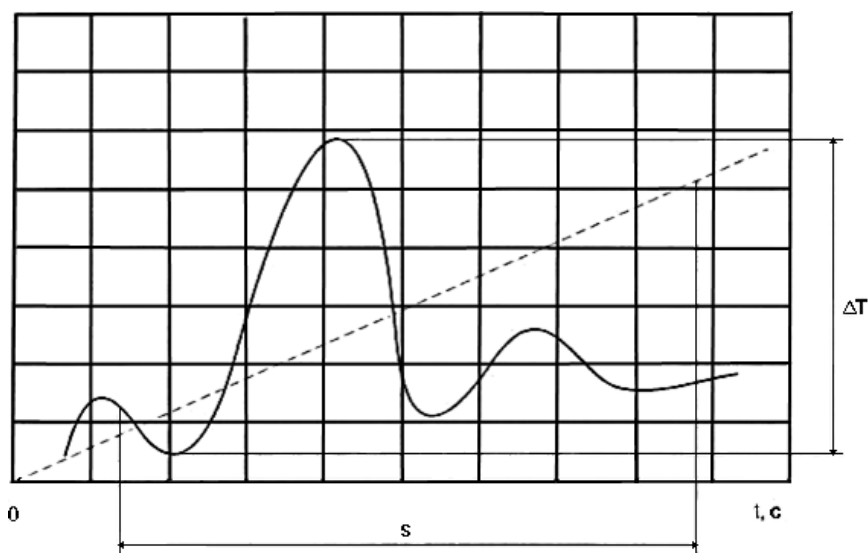


Рисунок 2 – Визначення максимальної помилки часового інтервалу

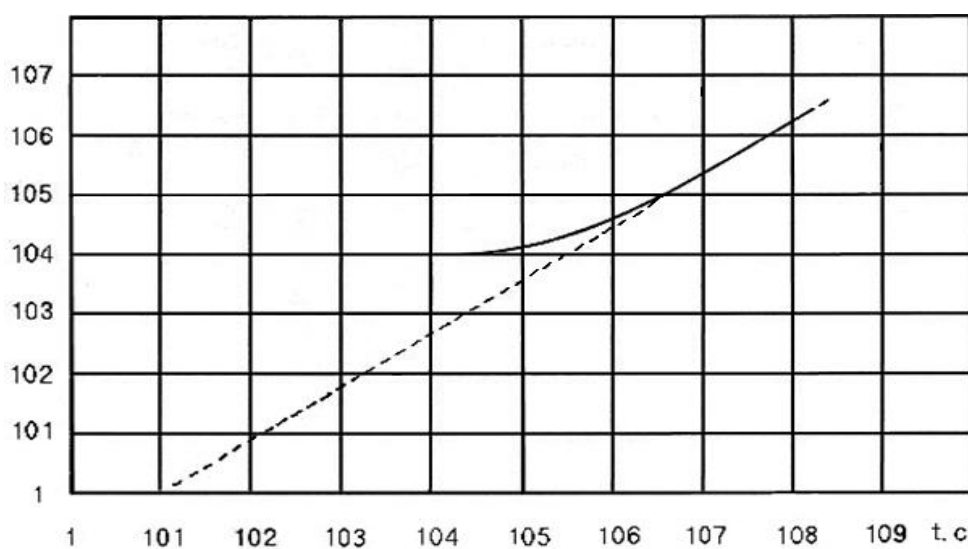


Рисунок 3 – Залежність максимально-допустимої помилки часового інтервалу на вході мережевого вузла

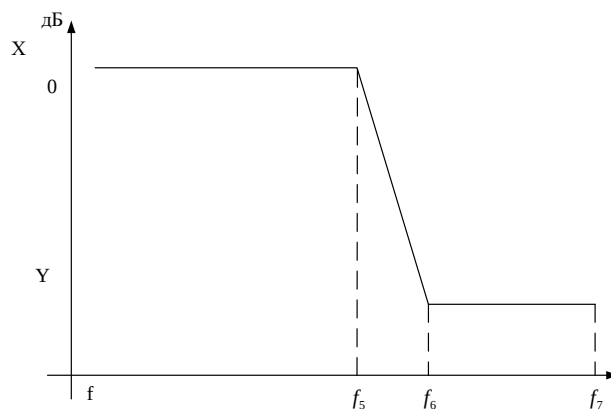


Рисунок 4 – Типова характеристика передачі тремтіння фази

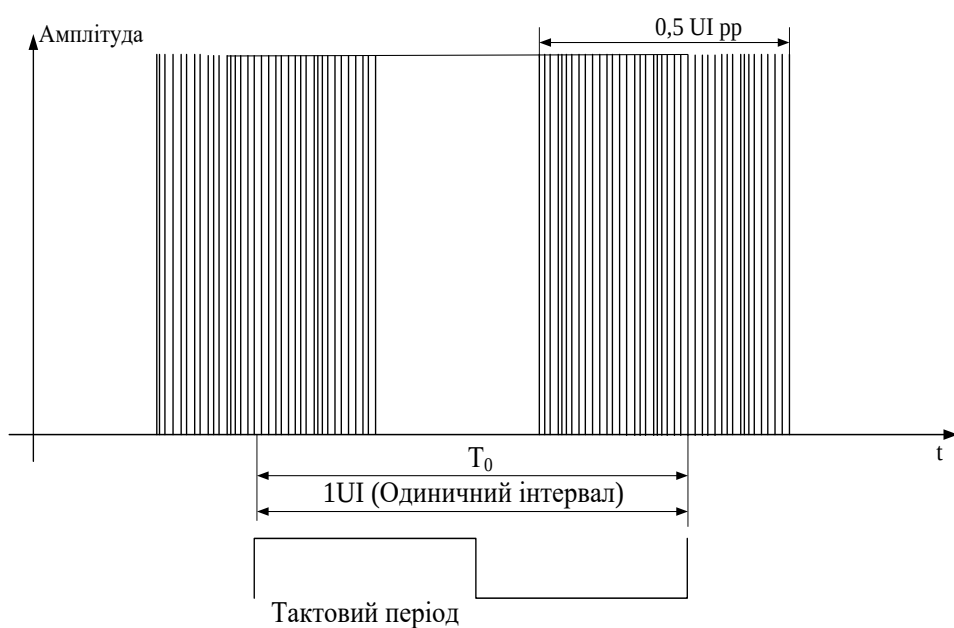


Рисунок 5 – Визначення одиничного інтервалу (UI)

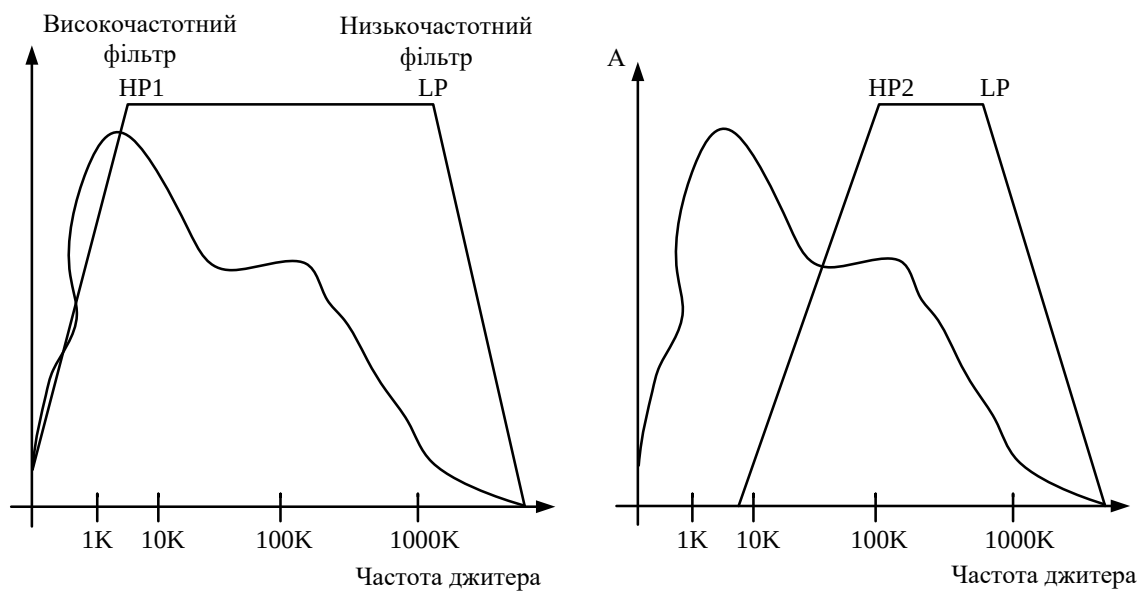


Рисунок 6 – Вимірювання джитера за допомогою полосових фільтрів

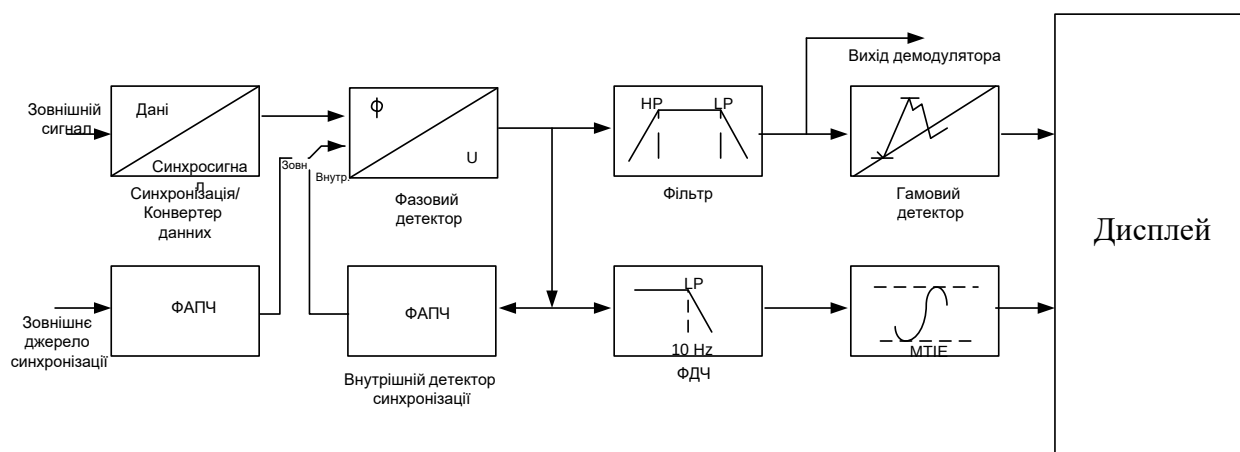


Рисунок 7 – Структурна схема вимірювача джитера

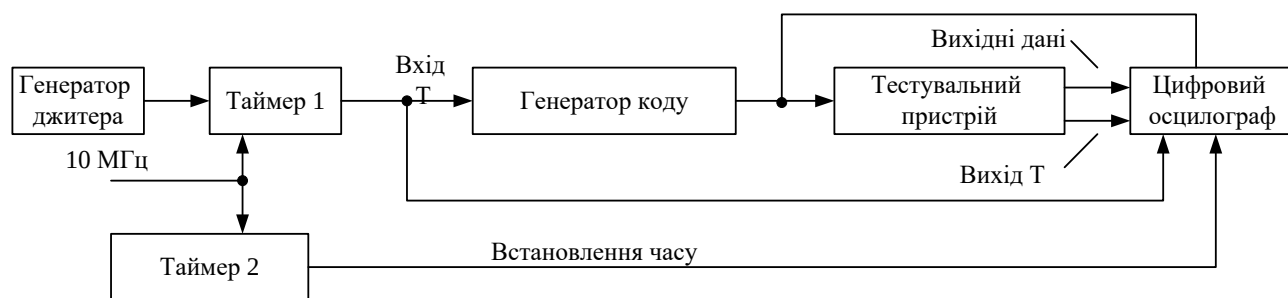


Рисунок 8 – Схема вимірювання тремтіння фази за допомогою осцилографа

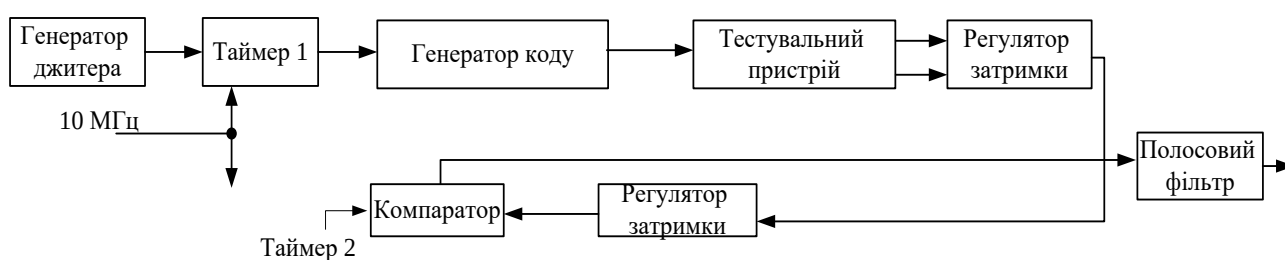


Рисунок 9 – Схема вимірювання фазового тремтіння фазовим детектором

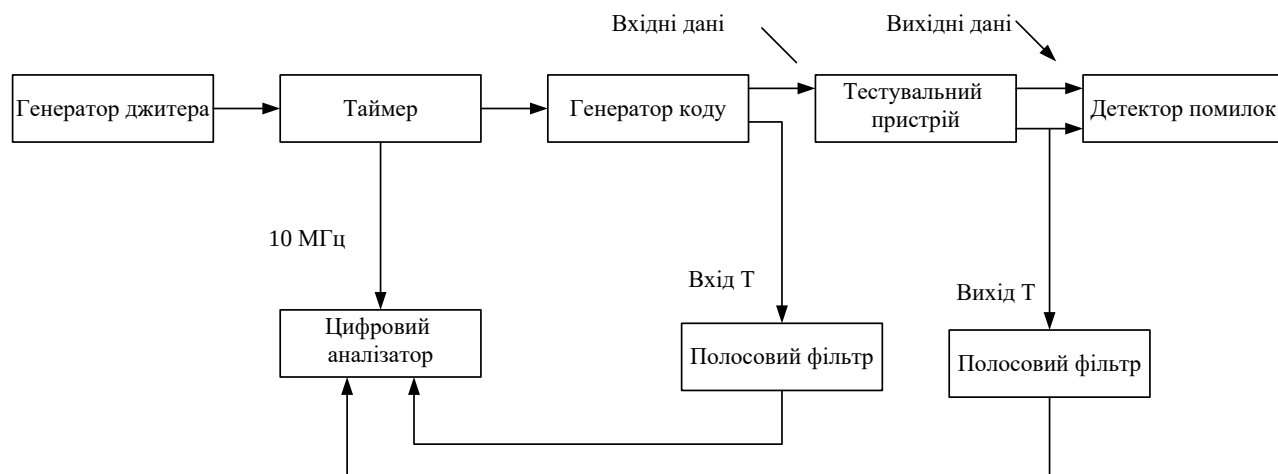


Рисунок 10 – Вимірювання фазового тремтіння цифровим аналізатором

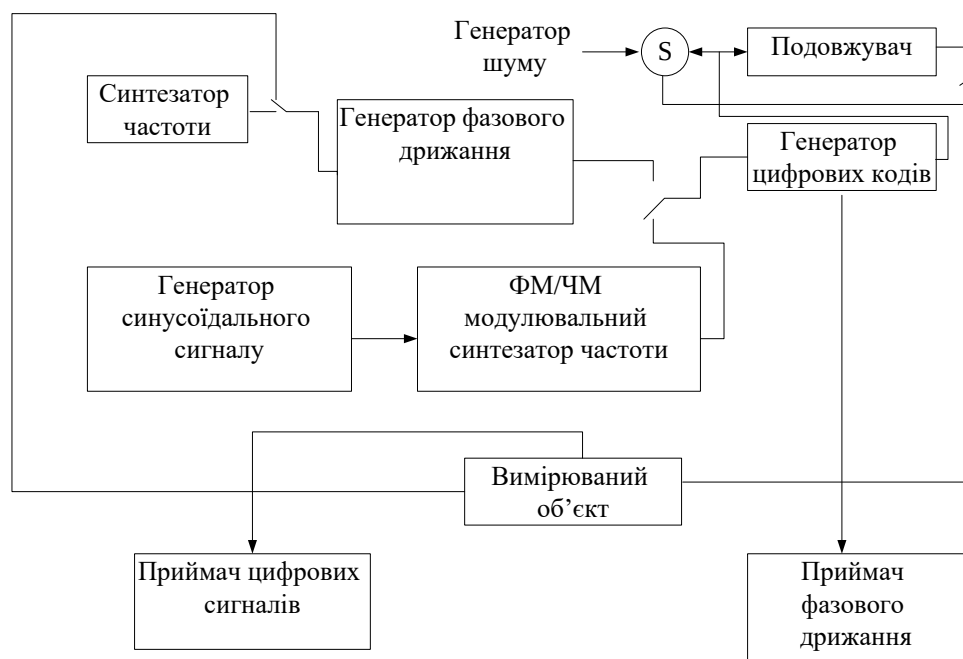


Рисунок 11 – Схема вимірювання допустимого фазового тремтіння за критерієм збільшення помилок

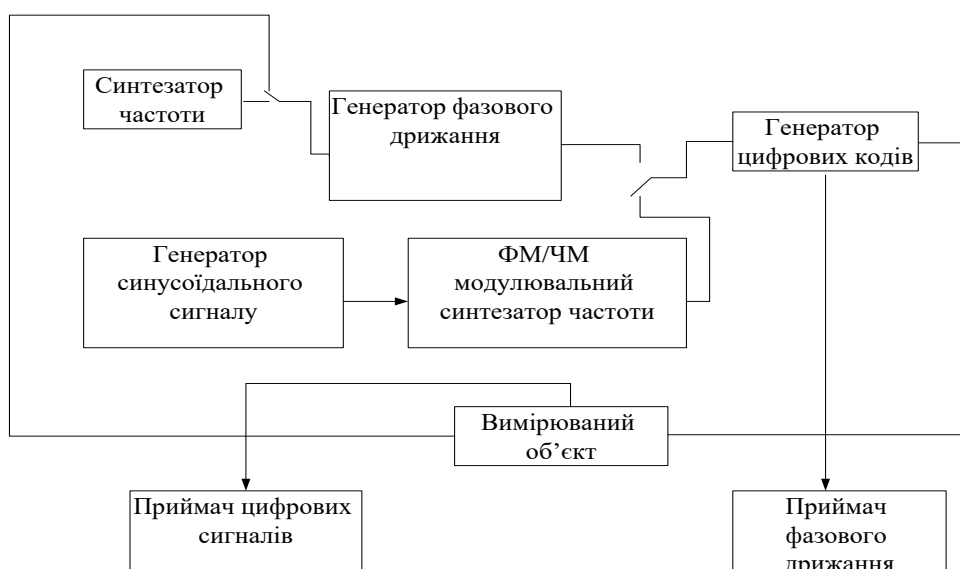


Рисунок 12 – Схема вимірювання допустимого фазового тремтіння за критерієм появи помилок

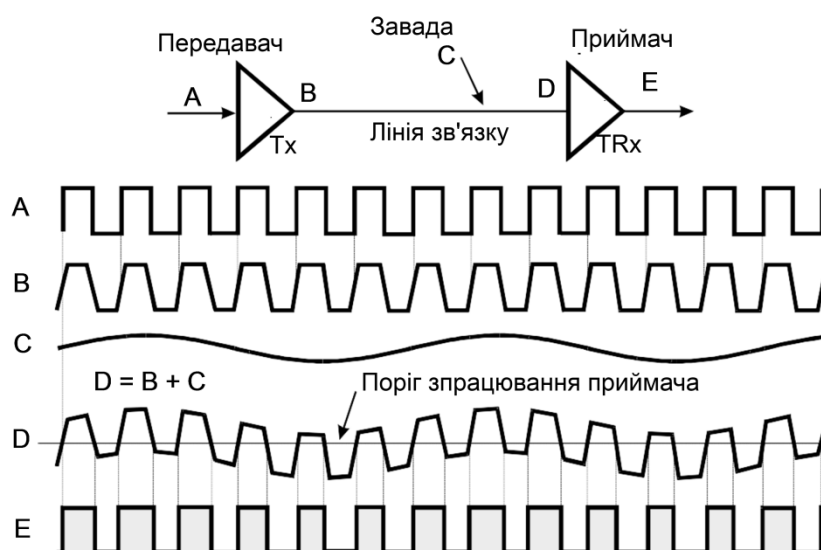


Рисунок 13 – Виникнення джитера в результаті накладення низькочастотного синусоїдального сигналу з перешкоди на сигнал даних ($Y = 101010$)

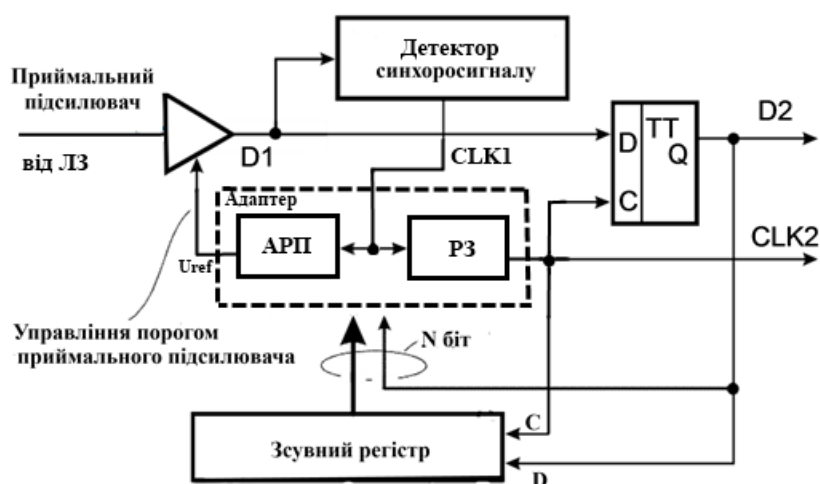


Рисунок 14 – Структурна схема приймача який коригує кодозалежний джитер

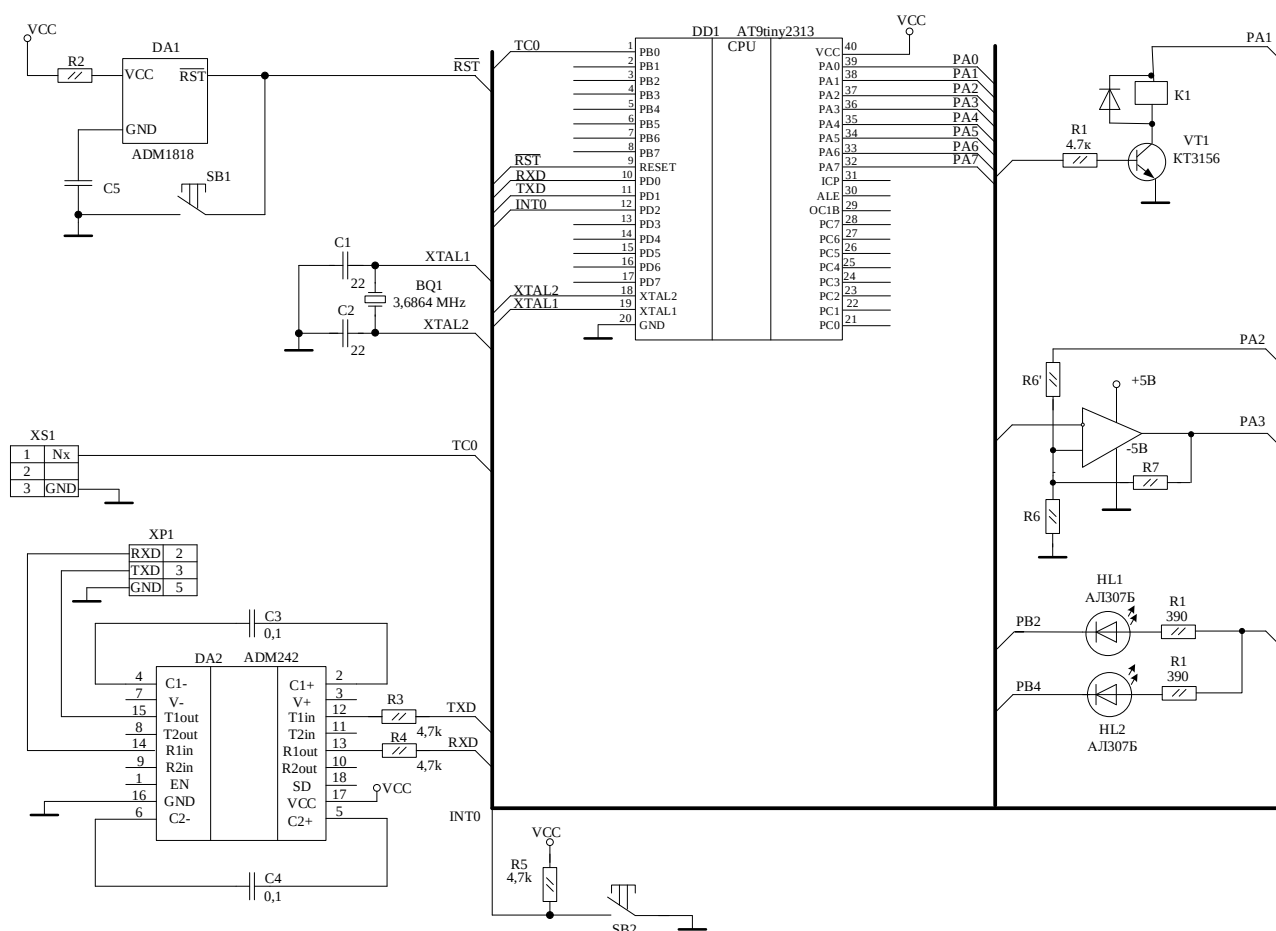


Рисунок 15 – Електрична схема аналізатора нестабільностей ліній зв'язку

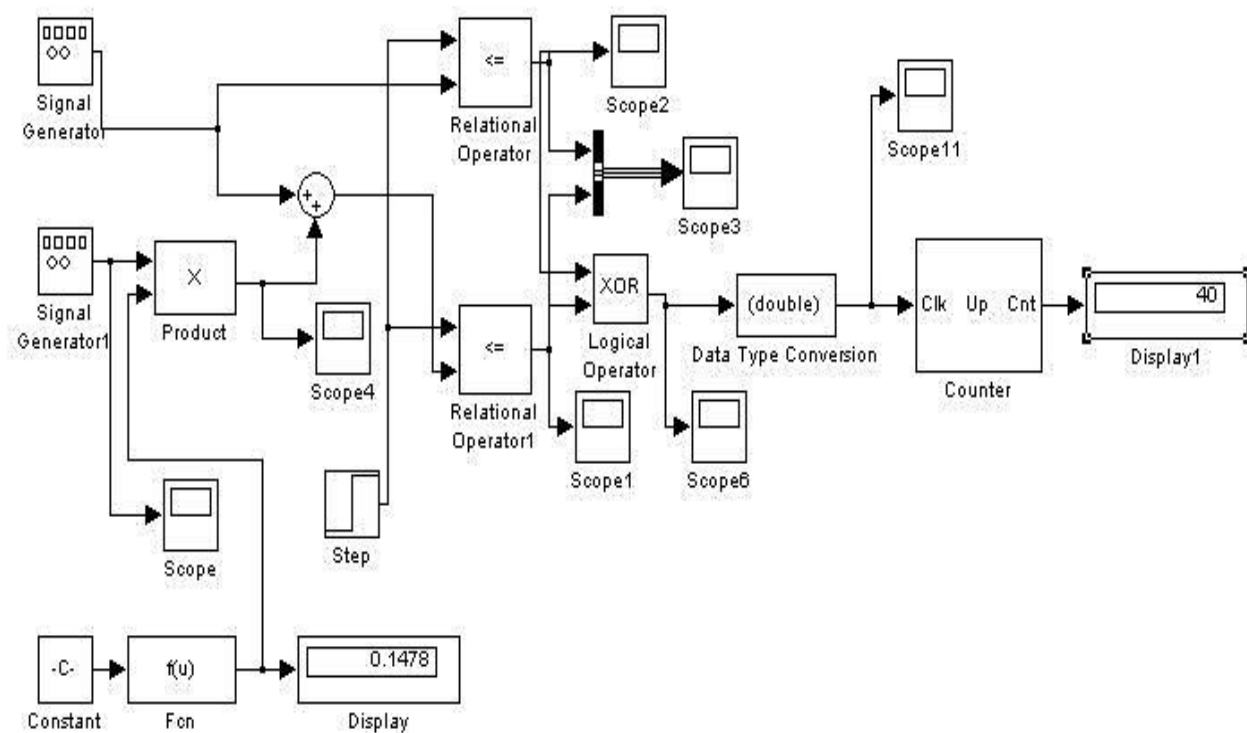
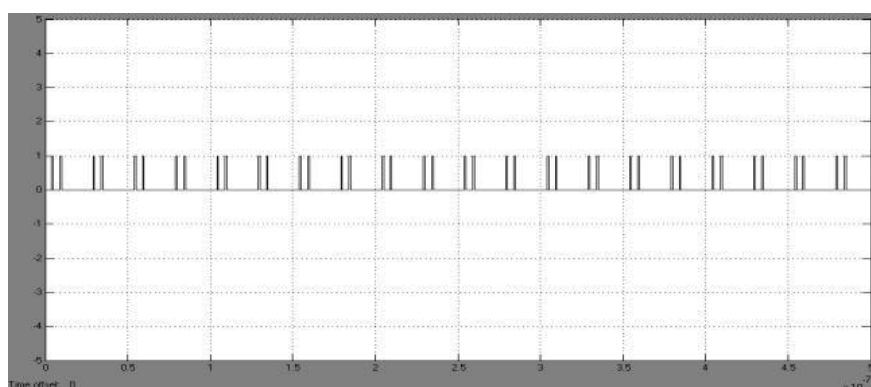
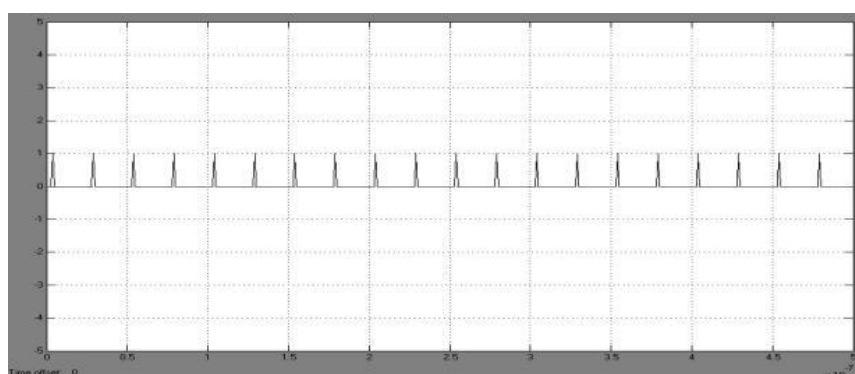


Рисунок 16 – Схема моделі формувача джитера



(а)



(б)

Рисунок 17 – Невідповідності між переданими і отриманими сигналами (частота сигналу і перешкоди 35МГц); (а) поріг 0,85; (б) поріг 0,9

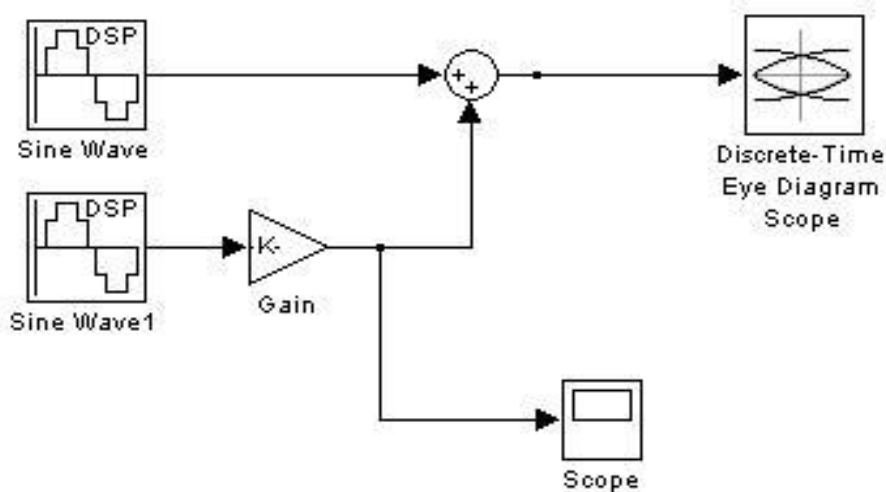
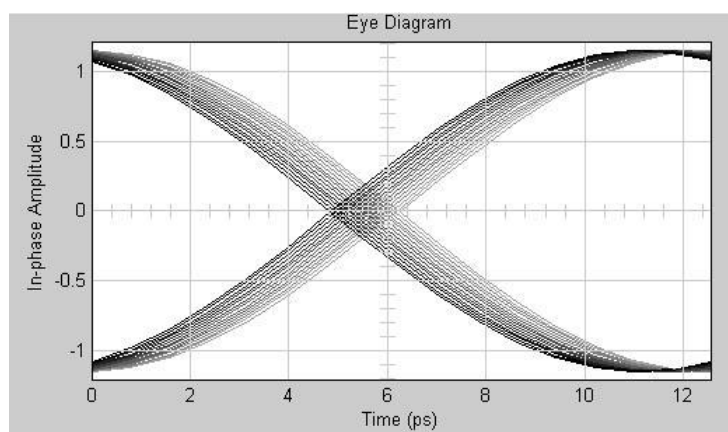
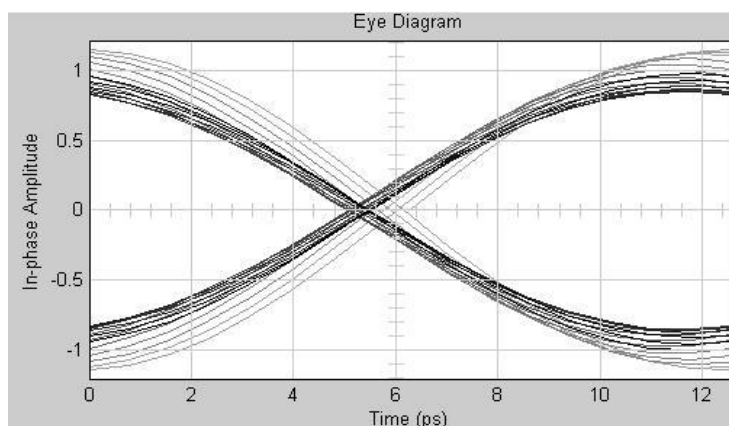


Рисунок 18 – Схема побудови око-діаграми сигналу, що містить джитер



(а)



(б)

Рисунок 19 – Око-діаграма сигналу, що містить детермінований джитер:
 (а) для частоти сигналу і перешкоди 35 МГц, поріг 0,85; (б) для частоти
 сигналу 35 МГц, частоти перешкоди 3 МГц, поріг 0,9

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ

**ДОСЛІДЖЕННЯ ФАЗОВОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ
ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ У СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ**

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Дослідження фазової нестабільності передавання цифрових сигналів у системах зв'язку»

Тип роботи: МКР
(БДР, МКР)

Підрозділ ІРТС, ІЕС
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Turnitin

Оригінальність 87,0% Схожість 13,0%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

- ☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- ☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
- ☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа, відповідальна за перевірку 
(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)

Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Turnitin щодо роботи.

Автор роботи 
(підпис)

Ярослав КРИШТОФОР
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи 
(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)