

Міністерство освіти і науки України
Західноукраїнський національний університет
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій
Кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем

СТИХАЛЬСЬКА Софія Володимирівна

**КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНА СИСТЕМА ПІДВИЩЕННЯ
ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ ЧАСОВОГО
РОЗПАРАЛЕЛЕННЯ КАНАЛІВ / COMPUTER-INTEGRATED SYSTEM FOR
INCREASIND THE EFFICIENCY OF DATA TRANSMISSION BASED ON
TIME PARALLELIZATION OF CHANEL**

спеціальність: 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології
магістерська програма – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології

Магістерська робота

Виконала студентка групи АКІТм-21
С.В. Стихальська

Науковий керівник:
к.т.н., доцент І.Р. Пітух

Магістерську роботу допущено до захисту:

" ____ " _____ 20__ р.

Завідувач кафедри

_____ А.І. Сегін

Тернопіль 2023

Західноукраїнський національний університет
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій
Кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем
Освітній ступінь "магістр"

спеціальність: 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології
освітньо-професійна програма – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані
технології

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри СКС

_____ А.І.Сегін
" ____ " _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ
СТИХАЛЬСЬКІЙ Софії Володимирівні

(прізвище, ім'я по-батькові)

1. Тема кваліфікаційної роботи

Комп'ютерно-інтегрована система підвищення ефективності передачі даних на основі часового розпаралелення каналів / Computer-integrated system for increasing the efficiency of data transmission based on time parallelization of channel.

керівник роботи к.т.н., доцент І.Р. Пітух
затверджені наказом по університету від 8 грудня 2022 р. № 491

2. Строк подання студентом закінченої кваліфікаційної роботи

30 листопада 2023р.

3. Вихідні дані до кваліфікаційної роботи:

1. Архітектура територіально-розподілених комунікаційних мереж.
2. Канали передавання інформації.
3. Методи передачі цифрової інформації.
4. Алгоритмів цифрового кодування голосових сигналів.

4. Основні питання, які потрібно розробити

1. Аналіз структури та функцій телекомунікаційних мереж.
2. Обґрунтування вибору елементів проектованої комп'ютерно-інтегрованої системи.
3. Оптимізація передачі даних на основі часового розпаралелення каналів.

5. Перелік графічного матеріалу у роботі

1. Функціональна схема вузлів КІС.
2. Функціональна схема модуля SMUX-V.
3. Функціональна схема модуля обміну даними.

6. Консультанти розділів кваліфікаційної роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
1	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		
2	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		
3	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		

7. Дата видачі завдання 20 жовтня 2022р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назви етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз структури та функцій телекомунікаційних мереж	12.2022р. – 02.2023р.	
2	Обґрунтування вибору елементів проєктованої комп'ютерно-інтегрованої системи	03.2023р. – 06.2023р.	
3	Оптимізація передачі даних на основі часового розпаралелення каналів	07.2023р. – 11.2023р.	

Студент

(підпис)

С.В. Стихальська

Керівник роботи

(підпис)

к.т.н., доцент І.Р. Пітух

РЕФЕРАТ

Робота виконана на 71 сторінках та містить 39 рисунків, 6 таблиць, 4 додатки, 39 джерел за переліком посилань.

Мета кваліфікаційної роботи. Проектування комп'ютерно-інтегрована система підвищення ефективності передачі даних на основі часового розпаралелення каналів.

Результати роботи. Реалізовано компютерно-інтегровану систему з модульною структурою, розроблено функціональну схему системи та її компонентів, які забезпечують часове розпаралелення каналів в потоці Е1. Проведено синтез реалізованих вузлів на ПЛІС. Розроблено принципову схему проекрованої системи.

Рекомендації по використанню результатів роботи запропонований принцип побудови КІС дозволяє підвищити ефективність передачі даних, зменшити витрати обслуговування, забезпечити надійність та швидкодію мережі обміну даними, що дозволяє використання проекрованої системи у різних сферах, включаючи телекомунікації, інтернет, мережі зв'язку та інші.

Ключові слова: КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНА СИСТЕМА, ПЕРЕДАЧА СИГНАЛІВ, ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ, МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ.

ABSTRACT

Work is executed on 71 pages and including 39 illustrations, 6 tables, 4 additions, 39 sources after the list of references.

The purpose of the qualification work. Design of a computer-integrated system to enhance data transmission efficiency based on time-division channel multiplexing.

Research results. A computer-integrated system with a modular structure has been implemented, and a functional scheme of the system and its components, which enable time-division channel multiplexing in the E1 stream, has been developed. The synthesis of the implemented nodes on FPGA has been carried out. A conceptual diagram of the designed system has been developed.

Recommendations for the use of work results. The proposed principle of building the computer-integrated system allows for enhancing data transmission efficiency, reducing operational costs, ensuring reliability, and improving the speed of data exchange networks. This enables the utilization of the designed system in various domains, including telecommunications, the internet, communication networks, and others.

Keywords: COMPUTER-INTEGRATED SYSTEM, SIGNAL TRANSMISSION, ENHANCED SPEED, MULTIPLEXING.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	7
ВСТУП	8
1. АНАЛІЗ СТРУКТУРИ ТА ФУНКЦІЙ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ.....	11
1.1 Територіально-розподілені комунікаційні мережі.....	11
1.2 Канали передавання інформації.....	15
1.2.1 Фізичний рівень E1	16
1.2.2 Канальний рівень E1.....	18
1.2.3 Мережевий рівень E1.....	20
1.3 Методи передачі цифрової інформації	22
2. ОБГРУНТУВАННЯ ВИБОРУ ЕЛЕМЕНТІВ ПРОЕКТОВАНОЇ КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ.....	29
2.1 Аналіз алгоритмів цифрового кодування голосових сигналів.....	29
2.2 Вимоги до проекрованої системи.....	35
2.3 Обґрунтування вибору режиму роботи голосового кодера.....	36
2.4 Реалізація проекрованої комп'ютерно-інтегрованої системи.....	40
2.4.1 Принцип побудови систем на базі мультиплексування.....	41
2.4.2 Розробка структурної схеми проекрованої системи.....	42
2.5 Вибір елементної бази та середовища проектування.....	47
3. ОПТИМІЗАЦІЯ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ ЧАСОВОГО РОЗПАРАЛЕЛЕННЯ КАНАЛІВ.....	52
3.1. Підвищення ефективності передавання даних	52
3.2 Розробка компонентів системи.....	53
3.2.1 Функціональна схема модуля широкосмугового каналу.....	53
3.2.2 Функціональна схема модуля обміну даними.....	55
3.3 Розробка принципової схеми проекрованої системи.....	58
3.4 Синтез вузлів реалізованих на ПЛІС.....	62

3.4.1 Синтез вузла формування часових інтервалів.....	62
3.4.2 Синтез контролера шини управління.....	63
ВИСНОВКИ.....	66
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	68
ДОДАТОК А Функціональна схема вузлів КІС.....	71
ДОДАТОК Б Модуль формування часових міток каналів.....	73
ДОДАТОК В Контролер шини управління.....	75
ДОДАТОК Г Копії публікацій.....	78

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ГМ - глобальна мережа;

КЗ - канал зв'язку;

КІС - комп'ютерно-інтегрована система;

КМ - комп'ютерна мережа;

ЛТМ - локальна телекомунікаційна мережа;

ММ - магістральна мережа;

ПД - передавання даних;

ПМП - передача мовних повідомлень;

РРЧ - режим реального часу;

СПД - систем передавання даних;

ТРКС - територіально-розподілені комунікаційні системи;

ЦОС - цифрова обробка сигналів.

ВСТУП

Актуальність теми. Рівень використання інформаційних технологій, вільність і оперативність доступу до інформаційних ресурсів, приступність і якість засобів зв'язку стають в останні роки основним критерієм оцінки технічного прогресу суспільства. Ріст ділових комунікацій та бізнес-діяльності супроводжує потреба впровадження розвинутої інфраструктури телекомунікацій, яка дозволить забезпечити оперативність обміну інформацією. Основу для такої інфраструктури створюють мережі високої пропускної здатності передачі інформації. Важливою проблемою для них є організація транспортної системи, яка забезпечуватиме можливості обміну інформації в широкому діапазоні швидкостей для використання різними фізичними каналами зв'язку (КЗ).

Сучасні досягнення в області реалізації процесорів обробки сигналів високої продуктивності дозволяють практично необмежено удосконалювати методи й алгоритми цифрової обробки сигналів (ЦОС) [1-3], в тому числі й мовних, що забезпечило можливість створення високоякісних цифрових систем передавання даних (СПД) [4-7]. При цьому з кожним роком, зусиллями вчених і інженерів, знижується інформаційна ємність переданих по КЗ мовних сигналів, що приводить до постійного здешевлення послуг зв'язку.

Крім того, потреби в збільшенні швидкості передачі сигналів мови виникають, наприклад, у військовій сфері й інших відомствах для забезпечення закритого зв'язку. Невід'ємним атрибутом якісної і швидкої передачі мовних повідомлень (ПМП) даними каналами є відповідне їх кодування і звичайно декодування. Не аби яке значення має діапазон частот мовних сигналів, чим він ширший, тим ширше вони можуть використовуватись, застосовуючись в різних сферах. Тому розробка комп'ютерно-інтегрованої системи (КІС) [8-10] підвищення ефективності передавання даних з застосуванням часового розпаралелення КЗ значно сприяє розвитку не тільки якості ПМП чи звукових сигналів але й відіграє

значну роль в розвитку комунікаційних мереж. Впровадження даних СПД дозволить Україні досягнути високого рівня розвитку інформаційних систем та технологій, якісно забезпечивши потреби широкого спектра користувачів корпоративних мереж.

Мета і завдання дослідження полягають запропонувати принцип побудови КІС з метою підвищення ефективності передавання даних на основі аналогових модулів спеціалізованого мультиплектора, що забезпечують часове розпаралелення каналів.

- проаналізувати структуру та функції телекомунікаційних мереж;
- дослідити канали та методи передавання цифрових сигналів;
- проаналізувати алгоритми цифрового кодування голосових сигналів;
- обґрунтувати вибір елементів проекрованої системи;
- розробити комп'ютерно-інтегровану систему підвищення ефективності передачі даних;
- оптимізувати передачу даних на основі часового розпаралелення каналів.

Об'єкт дослідження: передача даних на основі часового розпаралелення каналів.

Предметом дослідження є КІС підвищення ефективності передачі даних з часовим розпаралеленням каналів.

Наукова новизна одержаних результатів полягає у тому, що модульна структура проекрованої КІС передачі даних на основі часового розпаралелення каналів дозволяє реалізувати гнучкі та ефективні рішення для різноманітних завдань передачі та керування інформацією. Використання підходу, який передбачає передачу керуючої інформації КЗ Е1, за допомогою нульового біту в нульовому каналному інтервалі, для керування та моніторингу мультиплексовами системи дозволяє підтримувати неперервну передачу трафіку на каналах транспортного каналу Е1 без перешкод або втрат.

Практичне значення отриманих результатів. КІС з часовим розпаралеленням каналів дозволить значно підвищити швидкість передавання даних через КЗ Е1, що є важливим в галузі телекомунікацій, де висока пропускна здатність є критичною, а також забезпечить можливості оптимізації і покращення ефективності мереж обміну даними, зокрема підвищити їх надійність та зменшити витрати на інфраструктуру.

Апробація.

1. «Стихальська С.В., Шаков В.Ю. Комп'ютерно-інтегрована система розподіленої обробки даних / Збірник матеріалів проблемно-наукової міжгалузевої конференції «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» (АКІТ - 2023), Тернопіль, 2023. -с. 60-63» [11].

2. «Стихальська С.В., Чорненька А.А., Давлетов Р.Р. Підвищення ефективності передачі даних в комунікаційних системах / Збірник матеріалів науково-практичної конференції молодих вчених, аспірантів та студентів «Кібербезпека та комп'ютерно-інтегровані технології» (КБКІТ - 2023), Тернопіль, 2023. – с. 171-174» [12].

1. АНАЛІЗ СТРУКТУРИ ТА ФУНКЦІЙ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

1.1 Територіально-розподілені комунікаційні мережі

Зважаючи на стрімкий розвиток ІТ технологій та постійне зростання вимог швидкості передавання даних (ПД) [1-5, 13, 14], проектування та розробка автоматизованих систем [8-10], що дозволяють підвищити ефективність ПД стає дуже актуальною. Запити на обробку великих обсягів інформації зростають щодня, особливо в галузях, де обмін інформацією відіграє важливу роль.

Велика кількість даних вимагає швидкого та надійного способу їх передачі. Однак, традиційні методи ПД стають обмеженими та неспроможними задовольнити сучасні потреби. Розробка автоматизованої системи, яка здатна ефективно використовувати часове розпаралелення КЗ для ПД [15], має значний потенціал у багатьох галузях. Вона може поліпшити ефективність ПД, зменшити час очікування та сприяти розвитку інновацій у сфері телекомунікацій та інших суміжних областей.

Територіально-розподілені комунікаційні системи (ТРКС) [16, 17] дозволяють вирішити зазначені проблеми у сучасному світі, підтримуючи розвиток різних галузей, від телекомунікацій до науки та промисловості (рисунок 1.1).

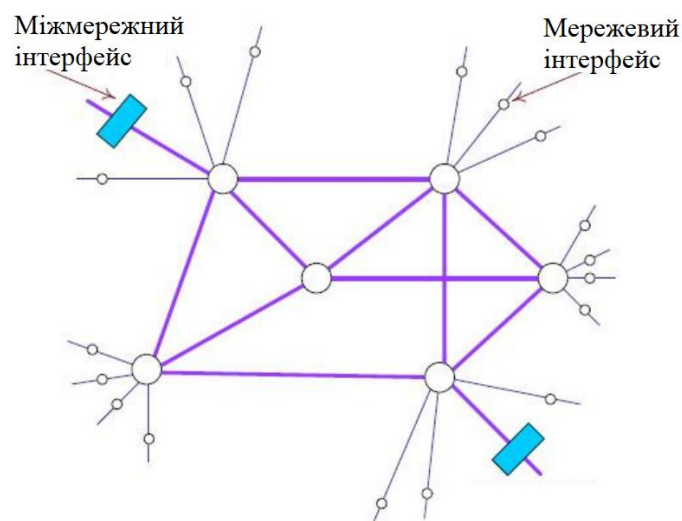


Рисунок 1.1 - Схема ТРКС

В ТРКС можуть використовувати різні архітектури та технології, такі як оптоволокно, супутниковий зв'язок та інші, для забезпечення високої швидкості ПД між віддаленими локаціями (рисунок 1.2) [4-6, 13, 14].

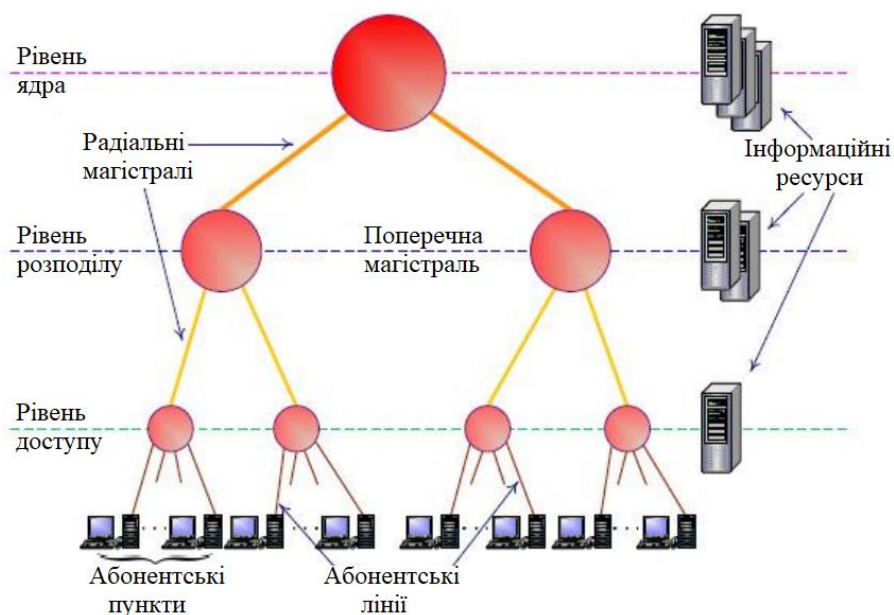


Рисунок 1.2 – Архітектура ТРКС

Це дозволяє ефективно передавати інформацію великих обсягів, включаючи відео, аудіо та дані в РРЧ [17]. Це тип мереж, які використовують розподілення фізичних чи логічних ресурсів мережі на різних фізичних місцях або територіях з метою покращення доступності та ефективності комунікації. Вони розробляються для забезпечення широкого діапазону послуг, включаючи телефонію, ПД, інтернет, відеоконференції, мультимедійні послуги та інше.

Створення ТРКС має декілька важливих цілей та відкриває нові можливості для розвитку та покращення різних галузей. Створення оптимальної телекомунікаційної інфраструктури дозволяє забезпечити доступність та надійність зв'язку на всій території, включаючи віддалені та важкодоступні регіони. Це особливо важливо для розвитку сільського господарства, медицини, освіти та інших галузей. Доступ до швидкого та надійного інтернету сприяє розвитку малих та середніх підприємств, допомагає створювати робочі місця та підтримує конкурентоспроможність бізнесу. Телекомунікаційна інфраструктура дозволяє надавати дистанційну

освіту та телемедицину, що особливо важливо в умовах глобальних криз, наприклад, пандемії COVID-19. Вона відіграє ключову роль для комунікації в умовах надзвичайних ситуацій та криз, включаючи попередження та реагування на природні катастрофи та інші загрози. Допомагає зменшити цифровий розрив між різними регіонами та соціальними групами, забезпечуючи доступ до інтернету та цифрових послуг. Технології «розумного» міста вимагають високошвидкісного інтернету та розподіленої мережі для підтримки систем управління, моніторингу, транспорту, енергоефективності та багато інших аспектів.

Створення оптимальної ТРКС та її інфраструктури допомагає сприяти розвитку соціально-економічних процесів, підвищити якість життя громадян та підтримувати інноваційний розвиток у різних галузях. цього на технічному рівні необхідно знайти таке рішення, яке б дозволяло:

- забезпечувати досить високу швидкість ПД та невелику тривалість затримки сигналу;
- забезпечувати розширення видів послуг, які задовільнятимуть користувачі. Насамперед, це ПМП, даних, конференцзв'язок, відео-пошта, відеоінформація, відео-телефонія, відео-конференцзв'язок і ін. Багато хто з цих нових додатків чуттєві до найменшого порушення часу доставки сигналу (інакше звук і зображення будуть спотворюватися). Отже, обрана технологія повинна мати можливість надання КЗ з якимись гарантованими значеннями параметрів, - тобто керування якістю обслуговування;
- інтегрувати інші, існуючі, так звані, «не комп'ютерні» технології передачі інформації, наприклад телекс, факс та ін.;
- взаємодію та сумісність з іншими технологіями, з продукцією різних виробників, наявними мережами;
- забезпечити достатній запас за основними технічних параметрах для розвитку інформаційної системи, що найменше до 10 років.

На рисунку 1.3 наведено ієрархію ТРКС. Традиційні технології побудови локальних телекомунікаційних мереж (ЛТМ) (Ethernet, Token Ring, FDDI й ін.) мають верхню межу пропускну здатності 100 Мб/с, що є

компромiсом мiж вимогами до швидкостi й економiчностi, i не мають засобiв керування трафiком. Технологiї, використовуванi для побудови високошвидкiсних глобальних мереж (ГМ) (X.25, ISDN, Frame Relay) також виявилися непридатними для комплексного рiшення таких задач.

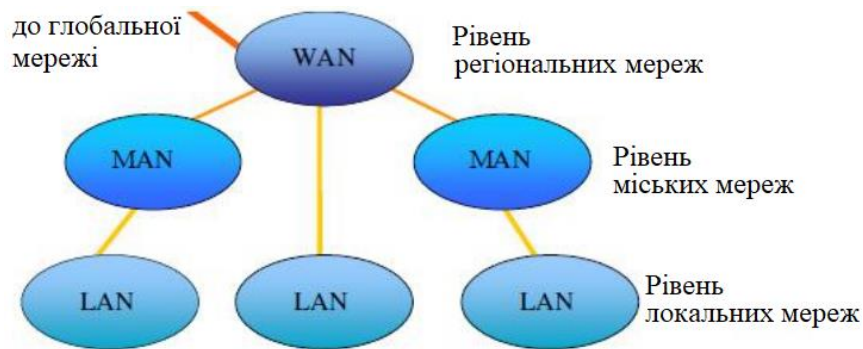


Рисунок 1.3 – Ієрархія ТРКС

Важливою проблемою для магістральних мереж (ММ) є організація транспортної системи, яка забезпечувала б можливість ПД в широкому діапазоні швидкостей для використання різних фізичних КЗ. Інша вимога складається в ефективному використанні доступної пропускної смуги. Наприклад, ПМП або відео може зажадати виділення деякої постійної частини КЗ. У той же час трафік, створюваний традиційними додатками (наприклад, «клієнт-сервер»), може мiнятися в широких межах, що iнодi залишає частину пропускної смуги невикористаною, а часом може створити пiкове навантаження, що перевищує можливостi КЗ. Нарештi, регіональна транспортна система повинна забезпечити просте пiдключення ЛТС користувачiв, що застосовують традиційнi технологiї, такі, як FastEthernet, FDDI й iн.

Найбiльш широку популярнiсть у якостi транспортних ММ має «мережа SDH (Synchronous Digital Hierarchy)» [6]. Технологiя SDH зародилася в 70-і роки з метою ПМП на великi вiдстанi. Її розвиток стимулювався поширенням АТС, здатних пiдтримувати зв'язок по каналах E1, зi швидкiстю передачі 2 Мб/с. У даний час вона є мiжнародним стандартом, прийнятим комiтетом ITU-T.

Технологiя SDH надає магістраль для забезпечення комунікації мiж

двома абонентами по волоконно-оптичному кабелі і може оперувати швидкостями потоків E1 (2 Мб/с) або n*E1. Принципи технології SDH засновані на мультиплексуванні з поділом КЗ у часі (передача кадрів здійснюється кожні 125 мкс).

Реалізація служби SDH для функціональних з'єднань припускає використання принципу типу «точка-точка» з резервуванням у ММ каналі смуги пропускання з постійною швидкістю E1 або n*E1 (найчастіше застосовується смуга 2Мб/с, 34Мб/с, 155Мб/с чи 622Мб/с) [5-7]. Швидкий ріст ІТ вимагає створення мультимедіа орієнтованих систем комунікації. При покращенні якості кодової мови при швидкостях ПД ~ 2-4 Кбіт/с забезпечується голосова комунікація шляхом використання комп'ютерних мереж (КМ).

1.2 Канали передавання інформації

Метою систем комунікацій є можливість ПД, як найбільше інформації по одному кабелю. Це досягається групуванням ряду джерел і передаючи їх разом, потім відокремлюючи і передаючи до індивідуальних приймачів.

Канал E1 - є основним КЗ, який використовується у вторинних мережах телефонії, ПМП й ISDN [4-6]. У порівнянні з іншими каналами ієрархії цей канал має кілька особливих характеристик, які зв'язані із його використанням, а зокрема надциклова структура та канал сигналізації.

Як правило, структурою СПД E1 включаються три рівні OSI [18-20]:

- «фізичний – описує електричний інтерфейс потоку E1, а також параметри сигналу E1» [19];
- «канальний рівень - описує процедури мультиплексування й демультиплексування каналів більш низького рівня ієрархії у потік E1, надциклову та циклову структури потоку E1, вбудовані процедури контролю помилок та ін» [20].;
- «мережевий рівень - описує процедури керування каналами E1 у первинній мережі, а також контроль параметрів помилок на мережевому

рівні. Цей рівень є відносно неповним і включає всього лише кілька процедур» [18].

Основним для E1 є структура каналного рівня, який необхідно розглянути докладно, зокрема структуру кожного із трьох рівнів систем E1.

1.2.1 Фізичний рівень E1

До фізичного рівня E1 входить опис параметрів інтерфейсів E1, зазвичай електричних, та параметрів що описують сигнали ПД, включаючи структуру лінійного коду. Основні характеристики інтерфейсу наступні: швидкість ПД складає - 2048К біт/с ± 50 ppm, де 1 ppm одиниця - point per million, яка рівна 10^{-6} , отже, «допустимим є відхилення частоти переданого сигналу $2048 \text{ КГц} \pm 102,4 \text{ Гц}$ » [18].

Як правило використовується «HDB3 (High Density Bipolar 3)» [19] тип кодування (рисунок 1.4), що є форматом лінійного кодування який розроблений для рішення проблем синхронізації.

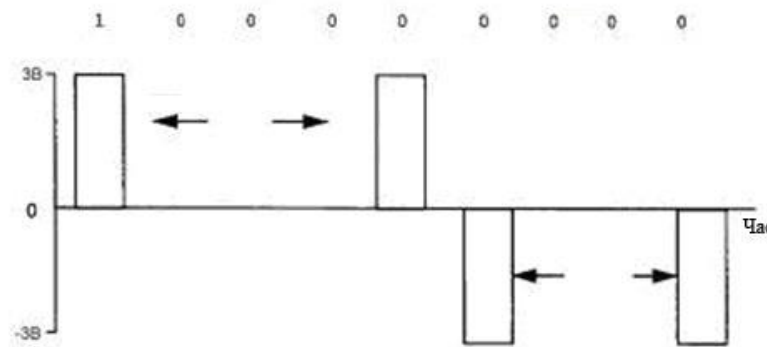


Рисунок 1.4 - Тип кодування HDB3

У форматі HDB3 після послідовності із 4-х послідовних нулів йде 2-хімпульсна вставка «+ імпульс» та «- імпульс». Пристрої на віддаленому кінці приймає потік E1 і заміняє ці 2-хімпульсні вставки послідовністю нулів, що дозволяє відновити вихідну послідовність інформації. В результаті, код HDB3 дозволяє забезпечити більшу щільність імпульсів потоку, за рахунок чого досягається покращення параметрів синхронізації по прийнятому сигналі.

Крім параметрів частоти сигналу й типу лінійного кодування, даний

стандарт визначає норми щодо електричних параметрів інтерфейсу, які наведені в таблиці 1.1. На практиці використовуються два стандарти на параметри фізичного інтерфейсу E1: симетричний інтерфейс (120 Ом) і коаксіальний або несиметричний (75Ом) з відповідними значеннями пікової напруги в 3В і 2,37В.

Таблиця 1.1 - Норми електричних параметрів інтерфейсу E1

Форма імпульсу електричного сигналу	Відповідно до малюнку «V» визначається значенням номінальної пікової амплітуди імпульсу	
Тип пари в кожному напрямку	Одна коаксіальна пара	Одна симетрична пара
Імпеданс	75 Ом	120 Ом
Номінальна пікова напруга імпульсу	2.37 В	3 В
Пікова напруга при відсутності імпульсу	$0 \pm 0.237 \text{ У}$	$0 \pm 0.3 \text{ В}$
Номінальна ширина імпульсу	244	244
Відношення амплітуд позитивного й негативного імпульсів у середині імпульсного інтервалу	від 0.95 до 1.05	від 0.95 до 1.05
Відношення ширини позитивного й негативного імпульсів із середині номінальної амплітуди	від 0.95 до 1.05	від 0.95 до 1.05

На рисунку 1.5 наведені форма ідеального імпульсу й реального імпульсу, що передається по каналі E1 [19].

Для типового рівня сигналу імпульсів E1 з імпедансом інтерфейсу 75 Ом для сигналу бінарної 1 рівний $\pm 2.37 \text{ В}$, а для симетричного - $\pm 3 \text{ В}$ для сигналу бінарної 1.

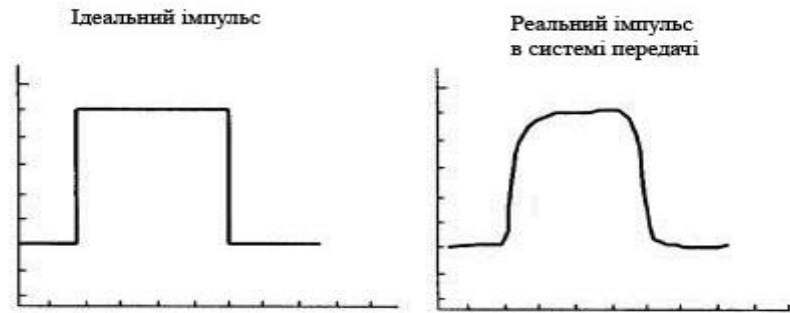


Рисунок 1.5 - Ідеальна і реальна форма імпульсу

В обох випадках для бінарного нуля складе 0В. Реальний сигнал зазвичай перебуває в границях $\pm 10\%$ від даної величини. У ідеальних випадках переданий імпульс є зовсім симетричним, однак у реальних - імпульс великою мірою трансформується при його генерації й передачі по каналі Е1.

1.2.2 Канальний рівень Е1

До параметрів каналного рівня Е1 включається послідовність фреймів, зокрема циклову та надциклову структури потоку. Також містять інформацію щодо опису процедур контролю помилок по цикловому надлишковому коді, та процедури, їх опис, мультиплексування й демультиплексування каналів у потік Е1. Особливої уваги заслуговує циклова структура потоку Е1 та вбудовані процедури для контролю помилок. При передачі через первинну мережу, цифровий потік розбивається на стандартні логічні блоки, які називаються циклами. Циклова структура забезпечує не тільки процеси мультиплексування та демультиплексування, але також передачу управлінської інформації і вбудовану діагностику щодо параметрів помилок у цифровій СПД. Існує три основних варіанти циклової структури Е1 [19]:

- неструктурований потік - не має циклової структури, відповідно відсутній поділ на канали;
- потік із цикловою структурою;
- потік що має циклову і надциклову структури.

Потік Е1 із цикловою структурою поділяється на 32 канали, кожен з яких має пропускну здатність 64 Кілобіт на секунду і відзначається за

допомогою каналних інтервалів (Time Slot - TS) з номерами від 0 до 31. Кожному каналному інтервалу призначено 8 бітів, і таким чином, довжина циклу складає 256 бітів. При заданій швидкості передачі E1, цей цикл триває 125 мікросекунд (тривалість одного циклу). Для передачі сигналу циклової синхронізації FAS (Frame Alignment Signal) використовують нульовий каналний інтервал [20].

Структура циклу FAS наведена на рисунку 1.6.

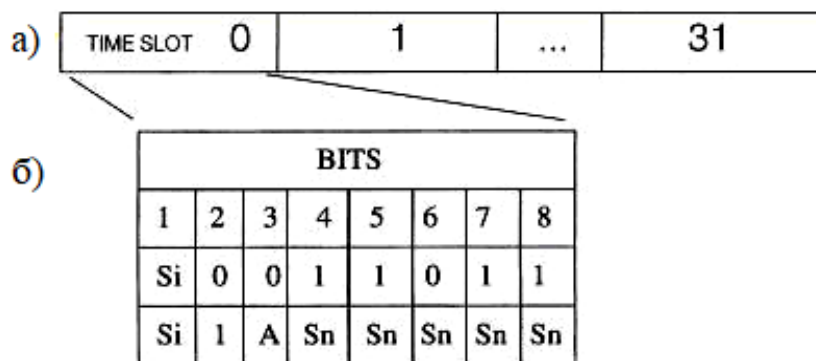


Рисунок 1.6 - Структура циклу FAS

В цій структурі виділяють:

- непарні каналні інтервали (TS0) - передається сигнал FAS, який включає набір циклової синхронізації «0011011» і один службовий біт, призначений для міжнародних цілей (рисунок 1.6а);
- парні цикли – передається сигнал NFAS, де Sn - біти, що резервуються для задач національних цілей, Si – міжнародні, FAS. послідовність - 0011011 (рисунок 1.6б);

Сигнал NFAS включає в себе також біти з таким призначенням: біт A - для передавання сигналів стосовно несправностей, Sn4- Sn8 – службові біти, що забезпечують передачу сигналів мережевого керування основної мережі E1, діагностування та додаткові процедури контролювання помилок.

У вітчизняній літературі потік E1 циклової структури зустрічається під назвою ІКМ-31. У деяких випадках обладнанням передавання/прийому E1 використовується також 16-тий каналний інтервал (TS-16) для передавання сигналізації, пов'язаної із мовним каналом (сигналізація CAS). У даному випадку E1 має додаткову структуру, як надциклова структура «MFAS (Multi

Frame Alignment Signal)»[20] (рисунок 1.7).

Даний варіант терміну - циклова структура E1 зустрічається як ІКМ-30. У цій конфігурації 16 циклів об'єднуються в надцикл розмірністю 4096 біт, що триває 2 мілісекунди. При передачі або прийманні даних у формі надциклів MFAS, індивідуальна інформація FAS кожного окремого циклу стає неактуальною, і для аналізу необхідно враховувати всі 16 циклів FAS.

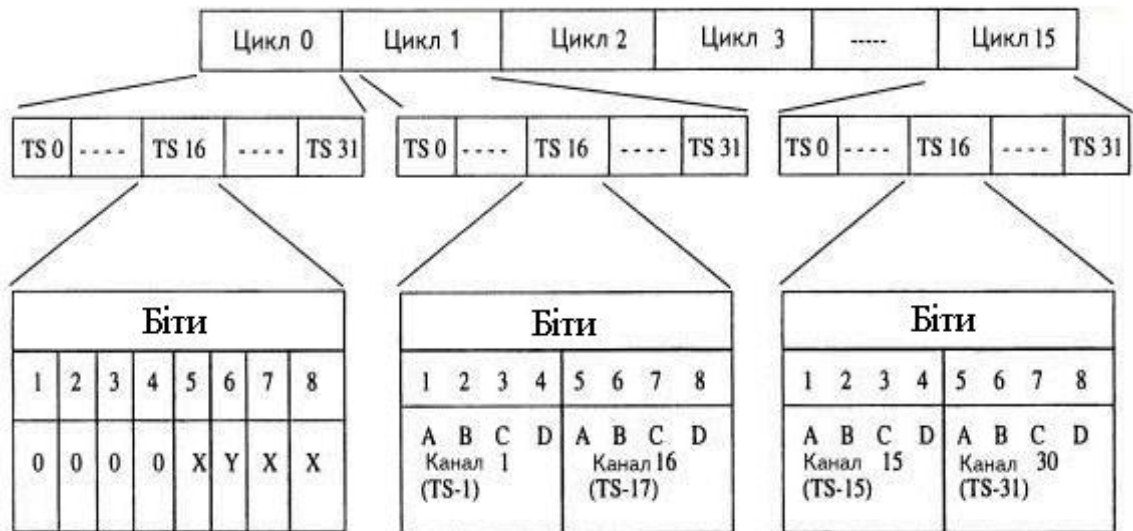


Рисунок 1.7 - Структура MFAS

У першому циклі структури MFAS міститься інформація, що стосується надциклу, і вона розміщена в шістнадцятому каналному інтервалі. Інші 15 інтервалів призначені для передачі сигнальної інформації.

У сигналі MFAS - 0000XYXX, наступні елементи X є запасним бітом (як правило не використовують), Y є видаленою несправністю MFAS (зазвичай рівна 1 у випадках де втрачена надциклова синхронізація).

1.2.3 Мережевий рівень E1

Стандартизація СПД E1 розглядає також мережевий рівень, де відбуваються процедури керування первинною мережею. У процесі роботи цих керуючих процедур широкого використання набули сигнали, які вказують на несправності. Вони генеруються в сучасних цифрових СПД. Також використовуються сигнали про виявлені помилки, які фіксуються, як правило, за допомогою вбудованих засобів діагностування. Дана інформація

акумулюється вузлами системи керування та обробляється. Зокрема, до складу мережевого рівня E1 входить спеціальний набір службових повідомлень та сигналів, які використовуються системою керування первинною мережею.

Повідомлення такого типу можна поділити на категорії [18-20]:

- інформація про виникнення помилки у СПД;
- сповіщення щодо несправностей, які виникають у СПД;
- повідомлення SSM (System Synchronization Messages) - повідомлення в системах синхронізації, які призначені для реконфігурування первинної мережі та відновлення плану синхронізації.

Повідомлення щодо виникнення збоїв у СПД E1 ідентифікуються за допомогою повідомлень E1E2. Власне повідомлення, передане за допомогою бітів E, служить доказом того, що виникла блокова помилка по цикловому надлишковому коді і може служити критерієм оцінки якості цифрової СПД. Системою керування аналізуються значення бітів E та збирається інформація про збої, які виникають у СПД E1.

Сповіщення про несправності в СПД за допомогою циклів NFAS та бітів MFAS, якщо потік E1 з надцикловою структурою. Як правило, у складі парного циклу NFAS містяться біти, які є зарезервованими для національного використання, такі як біт A і біти Sn4- Sn8. Їх використовують для передавання сповіщень щодо несправностей в цифровій СПД. Біти Sn функціонують як канал керування, і їх ресурси використовуються мережевим рівнем E1. Крім цього, для ПД про помилки використаними можуть бути XXYX MFAS біти, для того, щоб ПД про помилки у надцикловій структурі E1, наприклад біт Y безпосередньо вказує на наявність порушення MFAS на вилученому кінці. Біт A, іноді зустрічається під назвою Sn3, є бітом оперативного сигналу несправностей. У випадку виникнення істотної помилки, при якій необхідним є оперативне втручання, біт A буде дорівнювати одиниці. Така ситуація називається «RDI (Remote Defect Indication) - індикація дефекту на віддаленому кінці» [19].

«У випадку виникнення не оперативного сигналу несправності, СПД

генерує NFAS з інверсією біта Sn4 з 0 на 1. Рекомендації ITU-T встановлюють наступні можливі причини генерації такого сигналу» [18]:

- коли значення помилки BER в FAS є гіршим, ніж $10^{(-3)}$.
- у випадку несправності в ланцюзі живлення кодера.
- якщо загублений вхідний сигнал чи стався збій синхронізації циклу.

Не оперативний сигнал щодо помилок забезпечує одержання інформації про значне збільшення параметра помилки зі сторони передавача. Устаткування приймача звичайно має встановлені граничні значення для генерації сигналу Sn4. «У випадку збільшення параметра помилки більше порога приймач генерує сигнал «неоперативної» несправності в напрямку передавача. При одержанні цього сигналу система керування може перевести передачу на резервний канал E1, за рахунок чого досягається висока якість зв'язку» [20].

Біти Sn5-Sn8 утворюють службовий канал передавання інформації ємністю 2 Кбіт/с, що може використатися щоб ПД про збої. На сучасному етапі, з ростом систем керування, зокрема «платформи TMN, можливості цього каналу використовуються досить широко, оскільки в цьому випадку важливо не абсолютне значення бітів Sn, а послідовність сигналів» [19], які генеруються у цих бітах. Кожен біт утворює так званий «вертикальний протокол», тобто сповіщення про порушення передається не одним, а декількома послідовними бітами Sn.

Тип переданих повідомлень й алгоритм їхньої генерації встановлюється національними стандартами, виробниками устаткування або спеціальних вимог (наприклад, операторів відомчих мереж).

1.3 Методи передачі цифрової інформації

У період цифрової реалізації телекомунікаційних мереж ключова роль відводиться таким пристроям як [4-6]:

- кодери - забезпечують перетворення сигналів з аналогової форми

у цифрову (рисунок 1.8а);

- модеми - для конвертації цифрових сигналів у аналогові при ПД через аналогові телефонні мережі (рисунок 1.8б).

Саме ці пристрої, базуючись на СПД в основі якої лежить «імпульсно-кодова модуляція (ІКМ)» [1] є визначальними факторами появи цифрових комутаційних систем. ІКМ або «РСМ (Pulse Code Modulation)» [2] є найпростішим і зрозумілим методом кодування форми сигналу. Вона використовується для кодування інформації з аналогової у цифрову форму перед їх передачею.

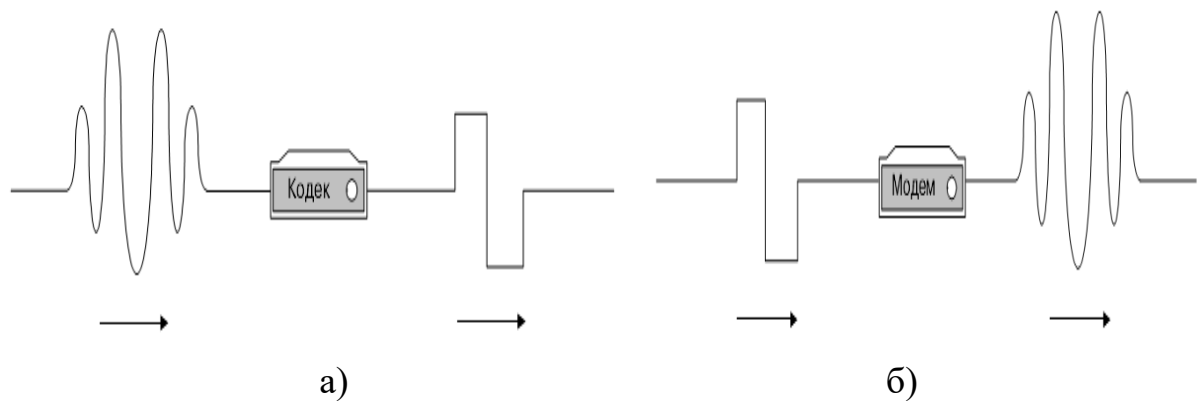


Рисунок 1.8 – Пристрої перетворення аналогового сигналу

Самими простими кодерами мовних сигналів є кодери форми сигналу, які не враховують деталей про те, як був сформований сигнал, а лише спрямовані на наближення декодованого сигналу до оригінальної форми. Ці кодери, в принципі, незалежні від природи сигналу, що надходить на їхній вхід, і можуть застосовуватися для кодування будь-яких сигналів, включаючи немовні сигнали.

ІКМ дозволяє представити безперервний аналоговий сигнал у формі послідовності рівновіддалених один від одного імпульсів (дискретизація за часом), амплітуда яких представлена двійковим кодом (квантування за рівнем).

Процедура наведена на рисунку 1.9.

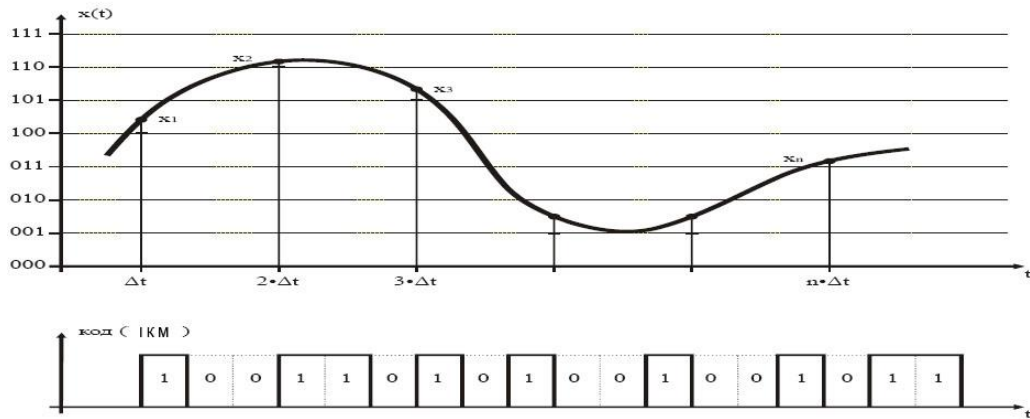


Рисунок 1.9 - Процедура дискретизації-квантування

Покращити метод ІКМ можна за рахунок методу, відомого як нелінійне кодування. В основі методу лежить нерівномірний розподіл рівнів квантування. Він є кращим тому, що застосування рівномірного їх розміщення є не вигідним за рахунок однакової середньої абсолютної помилки у кожній вибірці. Таке значення незалежне від рівнів сигналів, а сим нижчою є амплітуда тим сильнішим буде спотворення. Наприклад, при сигналі із низькою амплітудою використовується велике число рівнів квантування, для досягнення значного пониження спотворювання сигналу, а для сигналу з великими амплітудами відповідно використовується зменшення їх числа, що видно з рисунка 1.10.

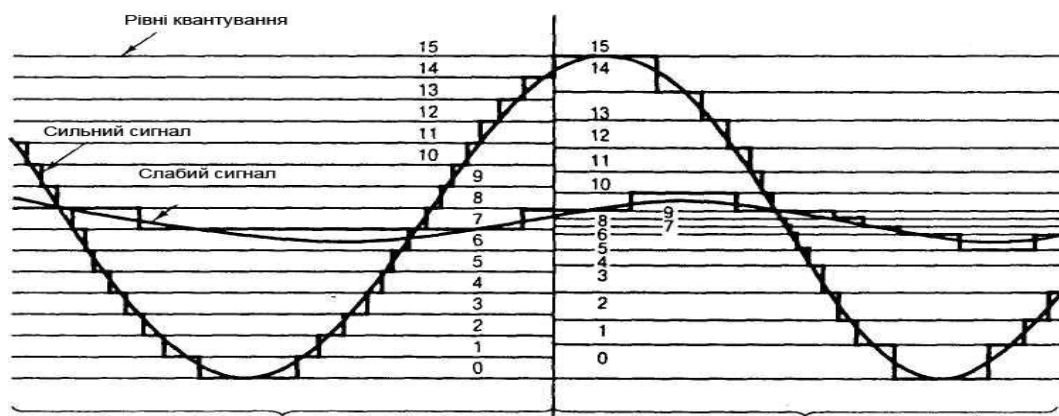


Рисунок 1.10 - Метод нелінійного квантування

Для ПМП зі смугою від 0,3 до 3,5 КГц (смуга стандартного телефонного КЗ) використовується частота дискретизації $F_{дискр} \geq 2F_{max} = 8$ КГц, що є загальноприйнятим стандартом у цифровій телефонії. У процесі

квантування кожен відлік сигналу x_i квантується (округляється) в один з M рівнів x_{iq} і для двійкового подання кожному із цих рівнів необхідно $n = \log_2 M$ двійкових символів (біт). При цьому швидкість коду R складе $R = F_{\text{дискр}} * \log_2 M$ біт/с.

Квантування супроводжується появою помилок - розходжень між точними x_i і квантованими x_{iq} значеннями відліків сигналу. Рівень помилок (шуму) квантування описують дисперсією помилок квантування

$$Dq = \langle (x_i - x_{iq})^2 \rangle = \Delta \frac{2}{12} = \frac{1}{12} * 2 - 2R,$$

або в децибелах

$$Dq \text{ db} = 10 * \lg \Delta \frac{2}{12} = 10 * \lg \frac{1}{12} * 2 - 2R = -6R - 10,8 \text{ db}.$$

Видно, що величина шуму (помилки) квантування зменшується на 6 дБ на кожен додатковий біт коду. «Експериментально показано, що при рівномірному квантуванні для отримання практично ідеальної якості мови потрібно квантувати сигнал не менше ніж на ± 2000 рівнів, іншими словами, для представлення кожного з відліків знадобиться 12 біт, а швидкість коду в результаті становитиме» [5]

$$K = 8000 \frac{\text{ввідлікв}}{\text{с}} * 12 \frac{\text{біт}}{\text{відлік}} = 96\,000 \frac{\text{біт}}{\text{с}} = 96 \frac{\text{Кбіт}}{\text{с}}.$$

Характерним для сигналу мови те, що невеликі рівні сигналів появляються значно частіше, ніж великі. Використовуючи техніку нерівномірного квантування, де квантування є більш точним для малих рівнів сигналу і більш грубим для великих рівнів сигналу, можна досягти тієї ж суб'єктивної якості відновлення мовного сигналу, але при використанні меншої кількості рівнів квантування. Це дозволяє зменшити об'єм інформації, яку необхідно передавати, зберігаючи при цьому якість відтворення мовного сигналу.

З урахуванням статистичних властивостей мовного сигналу (виду розподілу ймовірностей миттєвих значень), а також нелінійних властивостей слуху (набагато краще розрізняє слабкі звуки), оптимальною є логарифмічна

шкала квантування, яка була прийнята як «стандарт ще в середині 60-х років і сьогодні повсюдно використовується» [4]. У практичних ситуаціях, замість використання нерівномірного квантування, що є менш зручним технічно, зазвичай використовується процедура логарифмічної компресії сигналу, після чого вже застосовується звичайне рівномірне квантування.

Амплітудну характеристику логарифмічного компресора можна описати виразом:

$$|y| = \frac{\log(1 + \mu|x|)}{\log(1 + \mu)},$$

де $|x|$ є амплітудою сигналу на вході, $|y|$ - амплітудою на виході, μ - параметром, який підбирається, щоб одержати необхідну характеристику компресії. На рисунку 1.11 наведений приклад характеристик компресії для певних значень μ , при тому якщо $\mu = 0$ компресія відсутня.

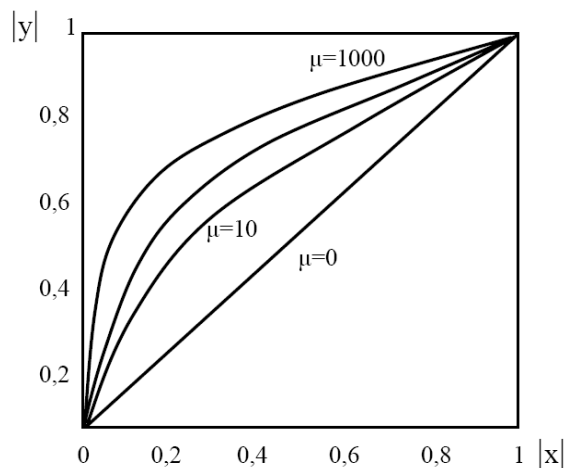


Рисунок 1.11 - Характеристики компресії для значень μ

Величина $\mu = 255$ прийнята, як стандарт у США й Канаді (у Європі стандарти нелінійного квантування трохи відрізняються (μ -law companding й A-law compression)). Природно, що при відновленні сигналу він повинен піддаватися спотворенню, з характеристикою, оберненою характеристиці компресії.

Після застосування логарифмічного квантування рівень шумів квантування зменшується приблизно на 24 дБ у порівнянні з рівномірним квантуванням. Таким чином, зазвичай є можливість скоротити довжину коду

на чотири біти без втрати якості, і як результат, швидкість коду 64 Кбіт/с.

ІКМ із логарифмічним стисненням і швидкістю кодування - 64 Кбіт/с відомий як один із міжнародних стандартів кодування мовних сигналів і має позначення G.711.

Проте ІКМ та канал 64 Кбіт/с є стандартизованими у 1970 рр. Сучасні технології ЦОС дозволяють використовувати набагато більше діючі способи кодування. Зокрема, дозволяють досягнути вищої якості з тією ж швидкістю передавання бітів, або аналогічної якості використовуючи більш низьку швидкість передавання. На сьогодні використовуються набагато складніші схеми кодування. У численних відомчих мережах застосовуються ефективніші системи кодування, зокрема «адаптивна диференціальна імпульсно-кодова модуляція (АДІКМ)» [3], яка забезпечує ПМП з якістю, схожою на «телефонну», при швидкості 32 Кбіт/с, що призводить до більш ефективного використання доступної пропускнуої смуги.

«Диференціальна імпульсно-кодова модуляція (ДІКМ)» [3] є більш ефективною, в порівнянні з ІКМ, оскільки вона кодує лише зміни рівня сигналу. Враховуючи припущення, що зміни амплітуди мовного сигналу відбуваються повільно, для подання кожного відліку можна використовувати менше бітів. Зазвичай, в ДІКМ використовують 4 біти, що призводить до стиску в співвідношенні 2:1. «Такий рівень компресії дозволяє мати в тракці Е1 64 канали по 32 Кбіт/с замість 32 каналів по 64 Кбіт/с» [4], як це передбачено стандартом ІКМ. ДІКМ звичайно забезпечує якість мови таку, яку можна порівняти з якістю ІКМ.

АДІКМ, є покращеним методом кодування ДІКМ, на основі кількох попередніх значень величини сигналу, виконується прогноз наступного дискретного сигналу. По КЗ передається лише різниця між фактичним і передбаченим значеннями цієї величини. Адаптивність полягає в динамічному підстроюванні кроку квантування по різниці попередніх значень. Це дозволяє ще знизити вимоги, які висуваються до пропускнуої смуги при заданому співвідношенні сигналу і шуму. За допомогою кодування за законом «А», аналоговий сигнал перетвориться в цифровий код,

обумовлений логарифмом величини сигналу, а не його лінійним перетворенням. Аналоговий сигнал перетвориться методом ІКМ (з 12-ти бітною точністю) у двійкові дані при частоті дискретизації 8000 Гц. Потім виконується перетворення (стиснення) даних у 8-бітні.

Варто відзначити, що АДІКМ є однією з інновацій, які виникли в результаті експериментів виробників телефонних засобів і базуються на теоремі Котельникова, що не припиняються і тепер.

Серед запропонованих напрямків було внесено пропозиції про:

- зменшення точності, з якою «рівні квантування відповідають амплітудам вихідного сигналу на точках відліку» [6]. Це дозволяє кодувати сигнал, використовуючи меншу кількість бітів, наприклад, шість або сім, замість восьми.

- використання придушення мовчання для введення додаткових розмовних сигналів під час прогнозованих пауз у звичайній людській мові.

- варіанти методу квантування, такі як «VQL (коефіцієнт компресії 2:1 - 32 Кбіт/с), CVSD (коефіцієнт компресії 4:1 - 16 Кбіт/с або 6,667:1 - 9,6 Кбіт/с), VQC (коефіцієнт компресії 4:1 - 16 Кбіт/с), та HCV (коефіцієнт компресії 8:1 - 8 Кбіт/с)» [5].

Ці напрямки розвиваються для покращення ефективності кодування мовних сигналів і оптимізації пропускної здатності КЗ в телекомунікаційних системах. Застосування таких методів компресії вимагає дотримання важливого правила: звільнення пропускної здатності повинно компенсуватись зниженням якості звуку. Навіть найсучасніші методи, які можуть забезпечити коефіцієнт стиску 16:1 (швидкість 4 Кбіт/с), можуть забезпечити задовільну якість звуку лише у виняткових випадках.

В результаті проведеного дослідження методів ПД, можна зазначити, що стиснення мовних сигналів на основі кодування їхньої форми (ІКМ, ДІКМ, АДІКМ) забезпечує 2–3 кратне зменшення швидкості коду. Подальше зниження швидкості приведе до різкого погіршення якості кодованого сигналу.

2. ОБГРУНТУВАННЯ ВИБОРУ ЕЛЕМЕНТІВ ПРОЕКТОВАНОЇ КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ

2.1 Аналіз алгоритмів цифрового кодування голосових сигналів

Вокодер це аудіопроцесор, який служить для ПМП у вигляді цифрових даних. Назва є короткою формою голосового кодера від слів voice - голос і coder – кодувальник. Їх в основному використовують для цифрового кодування та імітації голосу [21-22].

Це пристрої або алгоритми, що здійснюють параметричне перетворення сигналу мови, при якому на передавальному кінці тракту відбувається стиснення за одним або декількома способами (частотний діапазон, динамічний діапазон, часовий інтервал), а на прийомному - відновлення первісного об'єму сигналу шляхом відповідного розширення (рисунок 2.1). Вокодери використовують властивості механізму створення мови, зокрема комбінації дзвінких і глухих звуків які складають голос людини. Вони не реагують на музику, звуки та тони модемів голосового діапазону.

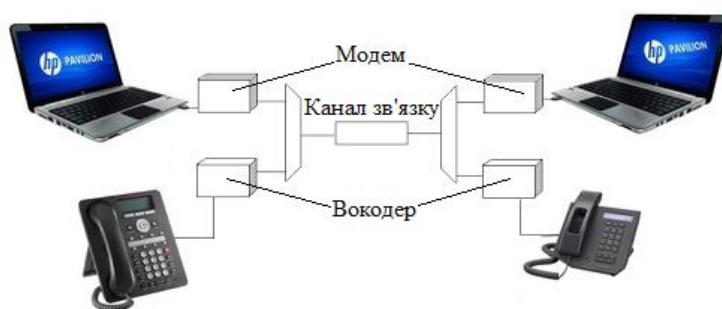


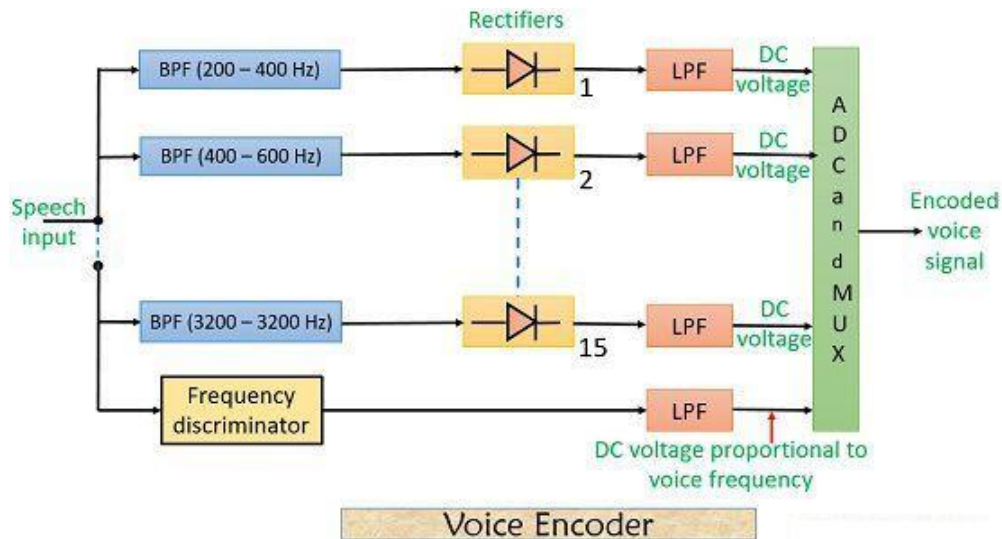
Рисунок 2.1 – Цифрове кодування мовних сигналів

Метод цифрового кодування мовних сигналів включає в себе такі перетворення [21, 23-26]:

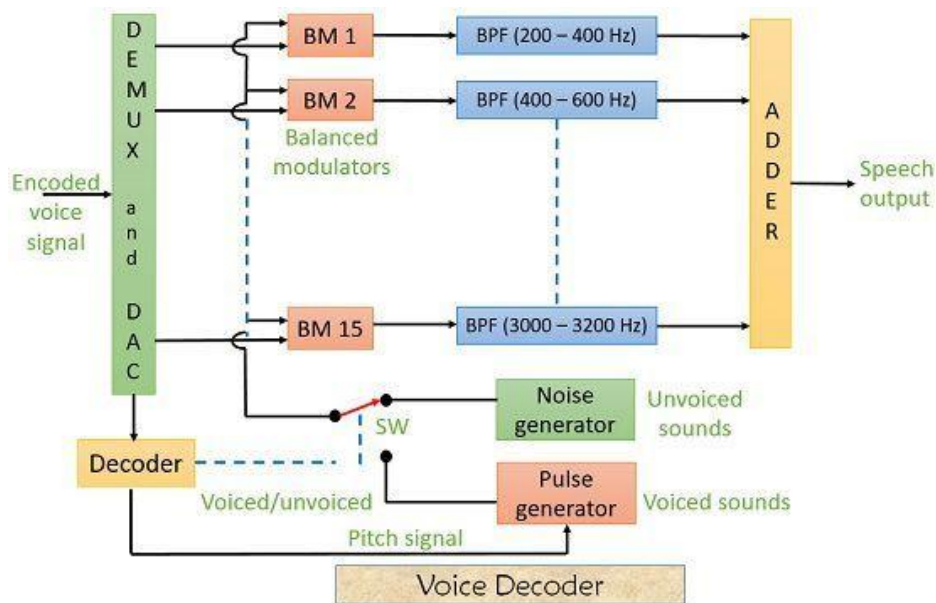
- компресія – стиснення мовного сигналу. Частотний спектр мовного сигналу (200 Гц – 3200 Гц) розділений на 15 частотних діапазонів за допомогою 15 смугових фільтрів (BPF), з діапазоном смуги пропускання 200 Гц. Вихід BPF діє як вхід для блоку випрямляча. Тут сигнал

випрямляється та фільтрується для отримання постійної напруги. Ця генерована напруга постійного струму пропорційна амплітуді сигналу змінного струму на виході фільтра. Входом частотного дискримінатора є мовний сигнал. За блоком дискримінатора частоти йде фільтр низьких частот (LPF) 20 Гц. Він генерує напругу постійного струму, пропорційну частоті голосу. Частота означає не що інше, як висоту голосу. Ця напруга постійного струму також вказує, чи є мова озвученою чи не озвученою. Тепер на виході всіх LPF є напруга постійного струму, яка дискретизується, мультимплексується та перетворюється в аналого-цифровий. Отже, ми маємо цифровий еквівалент мовного сигналу на виході кодера. Цей закодований голосовий сигнал складається з частотної складової від 200 Гц до 3200 Гц, інформації щодо висоти мови та того, чи є вона озвученою чи ні. Блок-схема кодувальника наведена на рисунку 2.2а;

- декомпресія – відновлення чи реконструкція голосового сигналу. Цифровий сигнал, створений голосовим кодувальником, спочатку декодується. Потім декодер, за допомогою синтезатора мови, видає голосовий сигнал на своєму виході. Блок-схема роботи декодера наведена на рисунку 2.2б. Демультимплексор і секція DAC перетворюють отриманий закодований сигнал назад в аналогову форму. Тут комбінація збалансованого модулятора ВМ-фільтра використовується відповідно до комбінації випрямляч-фільтр у кодері. Несучою для цього ВМ є вихід генератора шуму або генератора імпульсів, в залежності від положення перемикача. Однак його положення визначається декодером. Це відбувається тому, що при прийомі озвученого сигналу комутатор підключає вихід генератора імпульсів до входу всіх ВМ. Подібним чином, коли приймається невокалізований сигнал, комутатор підключає вихід генератора шуму до входу всіх ВМ. Лише певний ВМ забезпечить вихід, якщо отриманий сигнал озвучений. Що залежить від частотної складової отриманого сигналу. Але ми можемо отримати вихід з усіх ВМ, якщо отриманий сигнал не озвучений. Суматор, таким чином, додасть увесь аналоговий сигнал і виведе голосовий або мовний вихід.



a)



б)

Рисунок 2.2 – Методи перетворення мовного сигналу вокодером

Перетворення аналогового аудіо сигналу у цифрову форму звичайно здійснюється методом ІКМ. Після такої обробки мовний сигнал уже придатний для передавання по цифрових КЗ. Однак для передачі такого цифрового потоку необхідне виділення смуги пропускання 64 Кбіт/с, наприклад ІТУ G.711, що є явно надлишковим.

За допомогою АДІКМ можна отримати відтворення голосу такої ж якості, як і при ІКМ [27-29]. При використанні АДІКМ для ПМП потрібна швидкість від 16 до 32 Кбіт/с відповідно до стандарту ІТУ G.726. Метод АДІКМ ґрунтується на тому припущенні, що аналоговий сигнал, який ПМП,

не має різких стрибків інтенсивності. Тому, замість кодування самої амплітуди сигналу, він кодує зміну амплітуди в порівнянні з попереднім значенням. Це дозволяє ПД з меншим обсягом даних.

«АДІКМ є основою стандарту ITU G.727, що визначає перетворення мови методом EADPCM - Embedded Adaptive Differential Pulse Code Modulation (вкладена АДІКМ)» [30] (рисунок 2.3). Відповідно до даного стандарту, мовний сигнал перетвориться в цифровий вигляд методом АДІКМ. Потім формується мовний кадр, що складається із «блоків біт, причому перший блок містить старші біти всіх закодованих відліків, другий блок - наступні по зменшенню старшинства біти й т.д» [30]. У межах блоку, біти впорядковуються відповідно до номера відліку, який вони визначають. Особливістю даного методу є «некритична до видалення інформація розташована в позиціях, де вона може бути легко відкинута» [29] (наприкінці кадру).

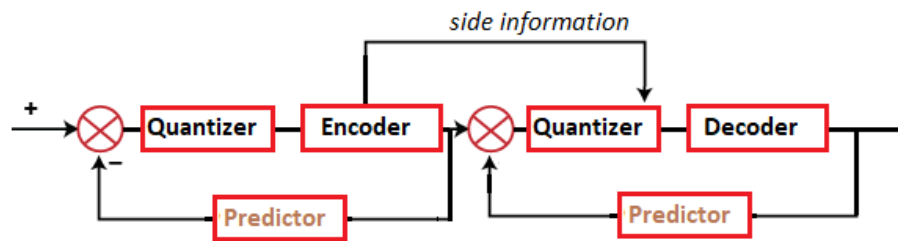


Рисунок 2.3 – Перетворення методом EADPCM

Наприклад, у випадку перетворення EADPCM у мовному кадрі буде знаходитися чотири блоки, і найменш значимі блоки - два останніх (блоки розширення), можуть відкидатися у випадку перевантаження [31]. Ця особливість використовується за рекомендації FRF.11, що регламентує ПМП по мережі Frame Relay. Відповідно до Додатка G цієї рекомендації сформований методом EADPCM мовний кадр передається у двох кадрах Frame Relay: основна інформація - у кадрах з бітом DE=0 (Discard Eligibility - дозвіл скидання), і інформація розширення - у кадрах із встановленим бітом (DE=1). Тобто, у випадку перевантаження, кадри із встановленим бітом DE можуть бути знищені.

Усі методи кодування, як правило, базуються на деяких припущеннях

щодо форми сигналу, не підходять при ПД, які характеризуються різкими стрибками амплітуди. Проте якраз так виглядає сигнал, який генерується модемами або факсимільними апаратами, тому апаратура, що підтримує стиск, повинна автоматично розпізнавати такі сигнали й обробляти їх інакше, ніж мовний трафік. Обробка аудіо сигналу за допомогою методу АДІКМ забезпечує високу якість відтворення голосу на швидкості до 32 Кбіт/с. Зниження швидкодії призведе до значного зменшення якості мовного сигналу.

Найбільш ефективними є вокодери на основі методу лінійного пророкування мови. Вокодери даного типу працюють уже із цілими блоками підготовлених відліків. «Для кожного такого блоку значень обчислюються його характерні параметри: частота, амплітуда й ряд інших» [31]. Потім зі значень цих параметрів формується мовний кадр, готовий для передачі. «При такому підході до кодування мови, по-перше, зростають вимоги до обчислювальних потужностей ЦОС, а по-друге, збільшується затримка при передачі, оскільки кодування застосовується не до окремих значень, а до деякого їхнього набору» [32], які варто накопичити ще до початку перетворення в певному буфері (рисунок 2.4) [33].

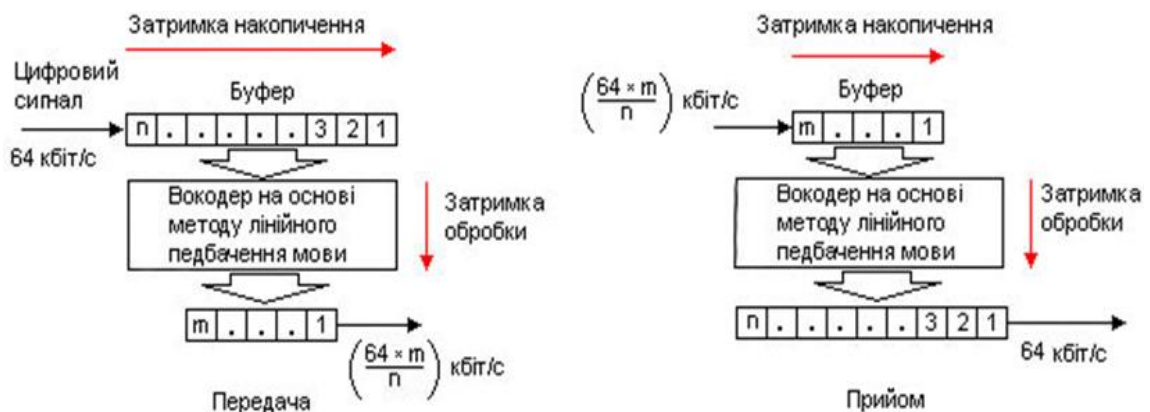


Рисунок 2.4 - Схема функціонування вокодера на основі методу лінійного пророкування мови

Більш складні методи стиснення для ПМП базуються на застосуванні методу лінійного пророкування мови в комплексі з елементами кодування безпосередньо форми сигналу. «У цих алгоритмах використовується

кодування зі зворотним зв'язком» [31], коли при ПД здійснюється оптимізація коду. Закодувавши сигнал, процесор намагається відновити його форму й «порівнює результат з вихідним сигналом, після чого починає варіювати параметри кодування, домагаючись найкращого збігу» [33]. Досягши такого збігу, апаратура передає отриманий код по КЗ. На протилежному кінці відбувається реконструкція мовного сигналу. Для використання такого методу потрібні ще більш серйозні обчислювальні потужності.

Характеристики деяких основних алгоритмів для кодування мовних сигналів приведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 - Основні характеристики вокодерів

Назва алгоритму	Рекомендація	Швидкість алгоритму (Кбіт/с)	Розмір мовного кадру	Затримка нагромадження (мс)
CS-CELP	ITU G.729	8	10	10
PCM	ITU G.711	64	40	5
		56	35	5
		48	30	5
ADPCM	ITU G.726	40	25	5
		32	20	5
		24	15	5
		16	10	5
LD-CELP	ITU G.728	16	10	5
MP-MLQ	ITU G.723.1	6.3	24	30
ACELP	ITU G.723.1	5.3	20	30

«Однією з найпоширеніших різновидів описаного методу кодування є метод LD-CELP - Low-Delay Code-Excited Linear Prediction (метод лінійного пророкування з кодовим порушенням і низькою затримкою)» [34]. «Він дозволяє досягти задовільної якості відтворення при пропускній здатності

16 Кбіт/с. Цей метод був стандартизований ІТУ в 1992 р.» [34] в якості алгоритму для кодування голосу G.728. Алгоритм застосовується до цифрової послідовності, одержуваної в результаті аналого-цифрового перетворення (АЦП) голосового сигналу з 16-розрядним розширенням. У 1995 р. ІТУ прийняв новий стандарт - G.723. Основою G.723 є методи стиску мови «MP-MLQ (Multi pulse Maximum Likelihood Quantization) і ACELP» [35]. Вони дозволяють домогтися досить істотного стиску мови при збереженні досить високої якості відтворення.

Важливою характеристикою будь-якого вокодера є якість відтвореної мови. Для того, щоб оцінити цю якість, було введено поняття середньої суб'єктивної оцінки або психологічній реакції людини на відтворену мову. Оцінка по даній шкалі визначається шляхом обробки оцінок, що дають групами слухачів [36]. У таблиці 2.2 наведено такі оцінки для різних алгоритмів кодування.

Таблиця 2.2 - Показники основних алгоритмів кодування мови

Алгоритм	Середня суб'єктивна оцінка
G.711 (PCM; 64 Кбіт/с)	4,1
G.726 (ADPCM; 32 Кбіт/с)	3,8
G.728 (LD-CELP; 16 Кбіт/с)	3,6
G.723.1 (ACELP; 5,3 Кбіт/с)	3,7
G.723.1 (MP-MLQ; 6,3 Кбіт/с)	3,9

З таблиці 2.2 можна побачити, що найбільш кращим, серед наведених методів, кодування з погляду співвідношення якість мови / швидкість потоку є алгоритм G.723.1.

2.2 Вимоги до проектованої системи

Структура проектована КІС буде модульною. Кожен з модулів виконує свою індивідуальну функцію. Основним модулем вважається модуль

керування, а решта є виконавчими, які вирішують конкретні задачі.

В проєктованій КІС передбачається можливість використання декількох модулів одного виду, зокрема, розроблятимуться аналогові модулі мультиплексора. Основним завданням модулів є приймання і передача кодованих сигналів.

Для ефективності і багатofункціональності розроблятиметься КІС з широкосмуговим діапазоном частот. Це дозволить окрім голосових сигналів передавати чи приймати сигнали, які не входять в голосовий діапазон, стандартний для телефонії.

З метою збільшення пропускної здатності КЗ до вхідних та вихідних каналів потрібно застосовувати певні методи кодування і, відповідно, декодування даних сигналів. Планується застосувати ІКМ та АДІКМ, які є широко відомими і загально прийнятими.

Всі модулі використовуються для ПД в потоці Е1. Оскільки кожен модуль використовує окремі каналні інтервали то всі модулі повинні мати однакові блоки синхронізації, прийому та передачі керуючої інформації та, власне, даних.

Для передачі сигналу з ІКМ-модуляцією потрібно 8 біт, а для АДІКМ сигналу – 4 бітових інтервали, тому можна встановити дискретність зсуву вікон – 4 бітових інтервали, що ще додатково спростить вузли і зменшить апаратні затрати. Для реалізації доцільно використати додатковий тактовий сигнал, частотою в 4 рази меншою від бітової. (512 Кбіт/с).

2.3 Обґрунтування вибору режиму роботи голосового кодера

Для конфігурації та налаштування кодерів спочатку необхідно проаналізувати ймовірні варіанти, а також деталізувати параметри сигналів при різних режимах роботи. Для проєктованої системи використовуватимемо КЗ в наступних режимах: ІКМ - 64Кбіт/с; АДІКМ - 32 Кбіт/с. З опису мікросхеми МС145540 [37], видно існує 6 варіантів обміну інформаційними даними з кодерами. Вибираємо режими для ІКМ та АДІКМ з формуванням

“довгих” сигналів фрейму (FST) (рисунки 2.5 та 2.6).

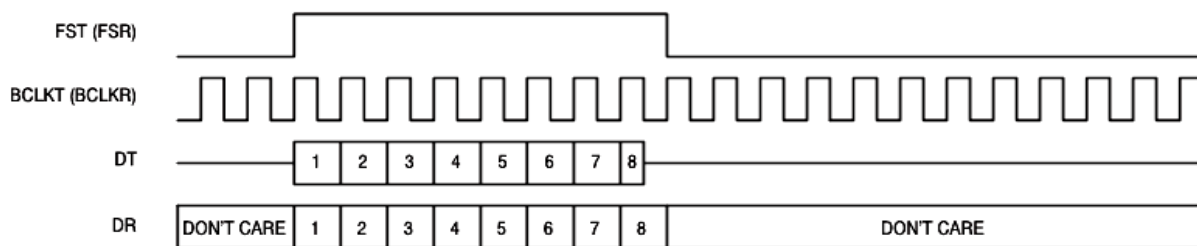


Рисунок 2.5 - Режим обміну з кодерами для 64 Кбіт/с ІКМ при довгому сигналі фрейму

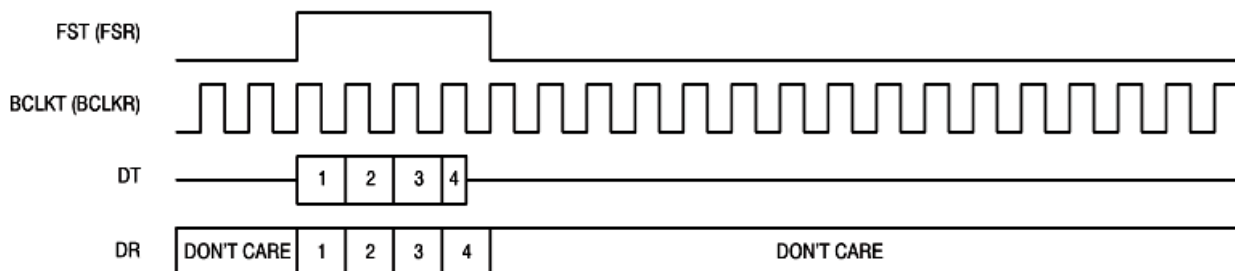


Рисунок 2.6 - Режим обміну з кодерами для 32 Кбіт/с АДІКМ при довгому сигналі фрейму

Наступний пункт, який вимагає узгодження, це вибір режиму через шину завантаження SCP. Є принципово два варіанти:

- обмін 16-ти розрядними словами, які власне дані та адрес і код команди;
- обмін парами 8-ми розрядних слів, перше з яких визначає адрес та код команди (операції), а друге – байт даних.

Враховуючи те, що для другого варіанту необхідно формувати два різні варіанти, завантаження буде організовано «на прольоті», який веде 24-ох розрядними словами, то вибираємо перший варіант, часові діаграми для якого наведені на рисунках 2.7 та 2.8 [37].

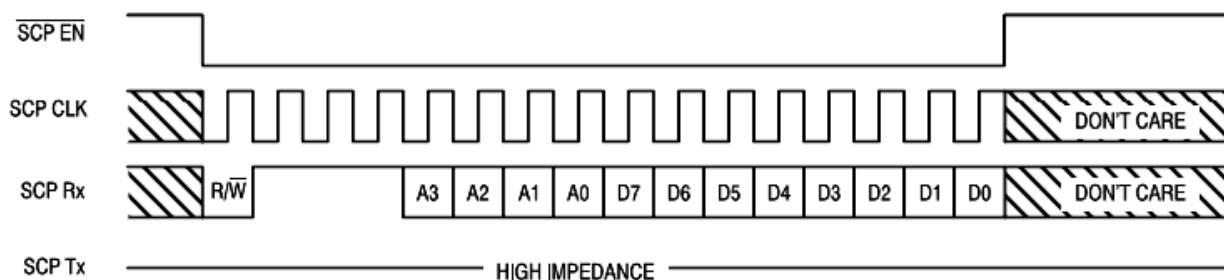


Рисунок 2.7 - Часові діаграми запису

Вибрані кодери можуть працювати у різних режимах роботи, що визначаються завантаженням регістрів режимів BRi (таблиця 2.3) [37].

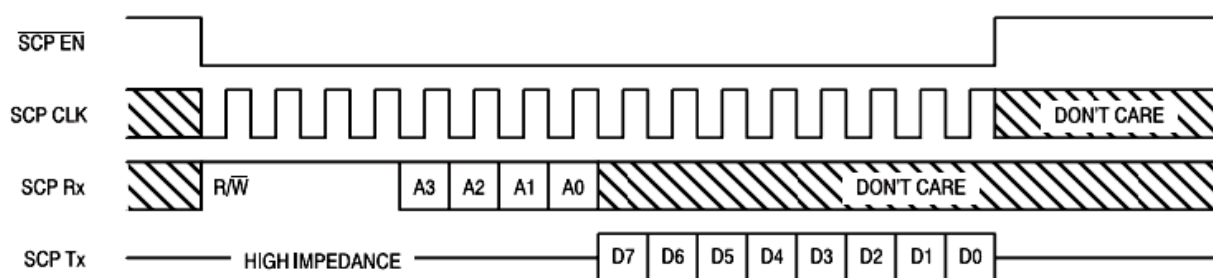


Рисунок 2.8 - Часові діаграми читання

Таблиця 2.3 - Таблиця режимів роботи регістрів BRi

Byte	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
BR0	Ext 256kHz Clk	Mu/A Lev Select	Analog Loopback	I/O Mode (1)	I/O Mode (2)	Change Pump Disable	Analog Power Down	Digital Power Down
BR1	Reserved	Sidetone Gain (2)	Sidetone Gain (1)	Sidetone Gain (0)	Transmit Mute	Transmit	Transmit Gain (1)	Transmit Gain (0)
BR2	RO Reference Select	AXO Enable	PO Disable	Receive Filter Disable	RO Mute	Analog Receive Gain (2)	Analog Receive Gain (1)	Analog Receive Gain (0)
BR3	Digital Rx Gain Enable	Digital Rx Gain (6)	Digital Rx Gain (5)	Digital Rx Gain (4)	Digital Rx Gain (3)	Digital Rx Gain (2)	Digital Rx Gain (1)	Digital Rx Gain (0)
BR4	N.B. Time (7) / Tone Param. (7)	N.B. Time (6) / Tone Param. (6)	N.B. Time (5) / Tone Param. (5)	N.B. Time (4) / Tone Param. (4)	N.B. Time (3) / Tone Param. (3)	N.B. Time (2) / Tone Param. (2)	N.B. Time (1) / Tone Param. (1)	N.B. Time (0) / Tone Param. (0)
BR5	N.B. Threshold (7) / Address Param. (1)	N.B. Threshold (6) / Address Param. (0)	N.B. Threshold (5) / Don't Care	N.B. Threshold (4) / Don't Care	N.B. Threshold (3) / Tone Param. (11)	N.B. Threshold (2) / Tone Param. (10)	N.B. Threshold (1) / Tone Param. (9)	N.B. Threshold (0) / Tone Param. (8)
BR6	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
BR7	Tone Param. Status	N.B. Detect Enable	216 Delay	G726/ Motorola 16 kbps	Tone Enable	Reserved	Tone 1 Enable	Tone 2 Enable
BR8	Software Encoder Reset	Software Decoder Reset	Linear Codec Mode	Highpass Disable	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
BR9	Encoder PCM (7)	Encoder PCM (6)	Encoder PCM (5)	Encoder PCM (4)	Encoder PCM (3)	Encoder PCM (2)	Encoder PCM (1)	Encoder PCM (0)
BR10	D/A PCM (7)	D/A PCM (6)	D/A PCM (5)	D/A PCM (4)	D/A PCM (3)	D/A PCM (2)	D/A PCM (1)	D/A PCM (0)
BR11	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
BR12	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
BR13	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
BR14	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved
BR15	Reserved	Reserved	Reserved	Reserved	Mask(3)	Mask(2)	Mask(1)	Mask(0)

На основі проведеного аналізу таблиці 2.2, а також деталізації режиму вводу- виведення (Mode [1, 0]), (таблиця 2.3), видно, що достатньо змінювати тільки регістр BR0, що наведено в таблиці 2.4 [37].

Таблиця 2.3 - Режими вводу/виводу

I/O Mode [1, 0]	MC145540 Mode
0 0	ADPCM Codec
0 1	PCM Codec
1 0	CCITT Test
1 1	Battery Test

Таблиця 2.4 - Режими регістру BR0

BYTE	BR0
b7	EXT 256kHz CLK
b6	Mu/A LAW SELECT
b5	ANALOG LOOPBACK
b4	I/O MODE (1)
b3	I/O MODE (0)
b2	CHARGE PUMP DISABLE
b1	ANALOG POWER DOWN
b0	DIGITAL POWER DOWN

External 256 kHz Clock - цей біт контролює мультиплексор, який вибирає між внутрішніми або зовнішніми 256-ти КГц частотними сигналами ІКМ блоку. Коли цей біт очищений, мультиплексор вибере частоту в 256 kHz внутрішнього блоку генератора частоти. Коли цей біт визначений, BCLKR використовується, щоб забезпечити зовнішній 256-ти КГц сигнал і внутрішній BCLKR сигнал буде забезпечений від BCLKT.

Mu/A Law Select - біт контролює величину стиснення з кодеру і

розширення для декодера. Очищення цього біту вибирає Му-закон стиску даних ІКМ. Установка цього біту вибирає А-закон стиску даних ІКМ.

Analog Loopback - установка біту надає можливість користувачу проводити зворотній аналоговий зв'язок по маршруту від одержуючого до передаючого. Сигнал на виході RO посланий через аналоговий перемикач передаючого шляху між виходом з TG і входом на передавач. Вихід TG від'єднаний від цього вузла.

I/O Mode (1:0) - використовується, щоб визначити MC145540 різні операційні режими і тести (таблиця 2.4). Два режими вибирають, або пристрій функціонуватиме, як кодування АДІКМ (I/O 00), або як кодування ІКМ (I/O 01). Третій режим (I/O 10) пристосовує незалежний доступ до виходу ІКМ А/Ц і входу до шифратора АДІКМ. Останній режим (I/O 11) дозволяє споживачу виконувати випробування акумулятора, наявності напруги. В цьому режимі, АЦП програмується до лінійного виходу 8-розрядного ІКМ слова.

Charge Pump Disable - установка біту блокує дію схеми підкачку заряду, яка забезпечує заряд в 5 В.

Analog Power Down - коли цей біт встановлено, це зумовлює економити напругу блоку ІКМ і підкачку заряду. Це вводить мікросхему в режим при якому всі генерації частот аналогових блоків блокуються. Цей біт повинен бути очищений перед тим, як блок ІКМ почне функціонувати в нормальному режимі.

Digital Power Down - якщо біт встановлено, це змушує, механізм DSP припинити генерацію частот. Очищення біту змусить механізм DSP вийти з режиму економії напруги і виконати процедуру ініціалізації, до початку роботи алгоритму АДІКМ.

2.4 Реалізація проектованої комп'ютерно-інтегрованої системи

Синхронізується передачі керуючої інформації в проектованій КІС з ПК реалізується через інтерфейс RS-232, керуючий модуль приймає команди

через термінальний порт.

Враховуючи, що зміна каналних інтервалів для модулів виконується тільки при конфігурації системи, а реакція на керуючі сигнали вимірюються одиницями секунд, то можна використати послідовний канал, організований через нульовий біт нульового каналного інтервалу.

2.4.1 Принцип побудови систем на базі мультиплексування

Оскільки в системі повинен використовуватись один місцевий мультиплексор SMUX, та кілька (до 7-ми) винесених, а також інформаційний зв'язок повинен відбуватись між винесеними та місцевими, то необхідна однозначна орієнтація підканалів на мультиплексорах (рисунок 2.9) [12].

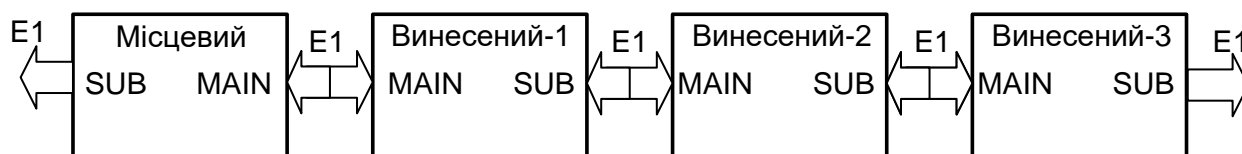


Рисунок 2.9 - Структура комплексування системи на базі SMUX

При неправильній конфігурації системи, якщо перепутати підканал з основним на місцевому мультиплексорі, то система не буде працювати повністю, а якщо на одному з винесених, то не буде інформаційного зв'язку тільки з ним, а решта вузлів системи будуть працювати.

Прийнявши модульний принцип побудови мультиплексора та визначивши, що кожен модуль може використовувати фіксовану або змінну кількість каналних інтервалів, необхідно також однозначно визначитись із принципом вибору КЗ.

Для забезпечення співпраці місцевого мультиплексора із всіма винесеними необхідно, щоб в останніх не було „перекриття” використаних таймслотів, а місцевий охоплював весь їх спектр. Якщо на винесених не буде порушена суміжність, тобто не буде „вікно”, то місцевий всеодно повинен охопити від найменшого до найбільшого номера вибраних каналних інтервалів, включаючи і це «вікно» (рисунок 2.10).

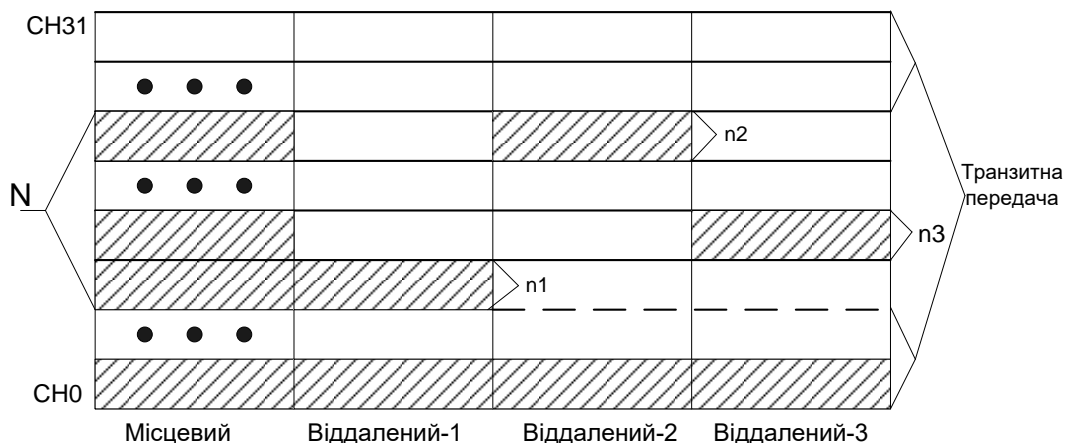


Рисунок 2.10 - Розподіл каналних інтервалів між мультиплексами системи

Нульовий каналний інтервал із синхронізацією використовують всі, за аналогічним принципом повинен відбутись розподіл використання каналних інтервалів між модулями мультиплекса, тобто конкретний мультиплексор повинен використати не меншу кількість суміжних каналних інтервалів, ніж усі модулі разом (без перекриття) (рисунок 2.11).

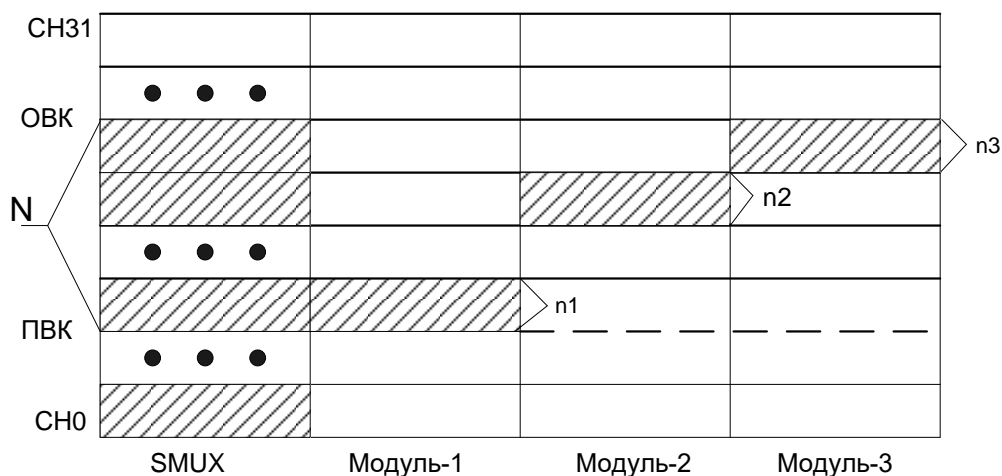


Рисунок 2.11 - Розподіл каналних інтервалів між модулями мультиплекса

На рисунку 2.11 позначено: ПВК – перший вибраний канал; СВК – перший вільний канал після блоку вибраних.

2.4.2 Розробка структурної схеми проекрованої системи

На основі прийнятих вище рішень можна запропонувати [11] структурну схему проекрованої системи, яка зображена на рисунку 2.12.

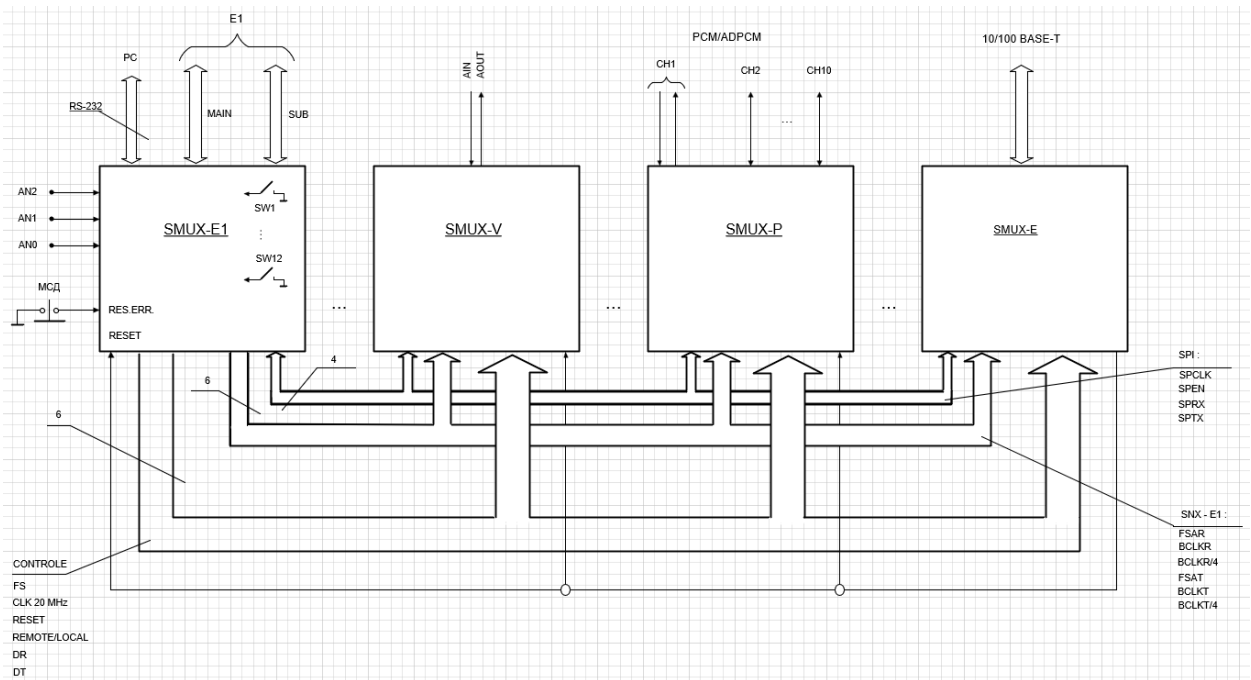


Рисунок 2.12 – Архітектура КІС

Модулі являють собою окремі вузли кожен з яких має свої зовнішні інтерфейси чи одиночні сигнали, а всіх їх об'єднує спільна шина.

SMUX-E1 - модуль управління та зв'язку з транспортним каналом E1 повинен мати відповідний інтерфейс каналу E1, що включає основний (MAIN) та підканал (SUB) термінальний інтерфейс зв'язку з комп'ютером (PC) в стандарті RS-232, входи для встановлення режиму роботи мультіплексора (місцевий/винесений) та номера для винесеного (AN[2..0]) а також контрольний вхід несанкціонованого доступу (НСД).

Крім цього, модуль має перемикачі (SW1..SW12) встановлення режиму роботи (з підканалом чи без), режиму синхронізації передавача каналу E1, від внутрішнього генератора, чи від приймального каналу E1, а також кнопки скиду помилок та мультіплексора в цілому - RES.ERR, RESET.

Модуль управління формує:

1. Шину керування модулями (BUS_SPI), яка включає:
 - SPEN – сигнал вибірки;
 - SPCLK – сигнал тактування даних;
 - SPRX – дані для передачі на модулі;

- SPTX – дані відповіді від модуля;
2. Шину синхронізації від транспортного каналу E1 (BUS_SNX-E1) та інформаційні лінії:
- FSAR – сигнал старту прийому даних з каналу E1;
 - FSAT – сигнал старту ПД в канал E1;
 - BCLKR – відновлення частоти (2048 Кб/с) супроводу вхідних даних з каналу E1;
 - BCLKT – частота супроводу вихідних даних в канал E1;
 - BCLKR/4 – сигнали супроводу 4-х бітів вхідної інформації частотою 512kHz;
 - BCLKT/4 – сигнал супроводу 4-х бітів вихідної інформації;
 - FS – сигнал наявності кадрової синхронізації;
 - DR – дані що передаються на модулі;
 - DT – дані з модулів;
3. Загальні сигнали:
- CLK20MHz – сигнал тактування вузлів;
 - RESET – сигнал скиду модуля;
 - REMOTE/LOCAL – сигнал режиму роботи (місцевий чи віддалений);

Таким чином модуль управління формує всі сигнали крім двох (SPTX, DT) які призначені, для ПД з вузлів. При ПД на модулі дані супроводжуються відповідними тактами, а для прийому інформації з модулів такти також поступають з модуля управління.

SMUX-V - модуль передачі широкосмугових даних та сигналізації включає аналоговий інтерфейс AIN та AOUT, три входи встановлених помилок (SETERR[1..3]), п'ять входів керування реле (SW1.. SW5), п'ять пар виходів реле (RSW1..RSW5), а також містить кнопку скиду помилок (RES.ERR).

SMUX-P - модуль звукових КЗ, що працюють в режимі ІКМ та АДІКМ має 10 аналогових інтерфейсів (CH1..CH10), один з яких має розділені лінії входу і виходу (CH1), а дев'ять (CH2..CH10) реалізуються з двонаправленим

двопровідним повнодуплексним інтерфейсом.

SMUX-E - модуль локальної мережі має універсальний інтерфейс 10/100 BASE-T. Керуючі входи AN[2..0] задають режими та номер віддаленого мультиплексора. Якщо AN[]=0 то мультиплексор буде працювати в режимі місцевого, а якщо AN[] \neq 0 то - в режимі віддаленого. Для цього на модулі поступає відповідний сигнал шини (REMOTE/LOCAL). Якщо код AN[] не рівний нулю то він однозначно в двійковій системі числення задає номер віддаленого мультиплексора (від 1 до 7).

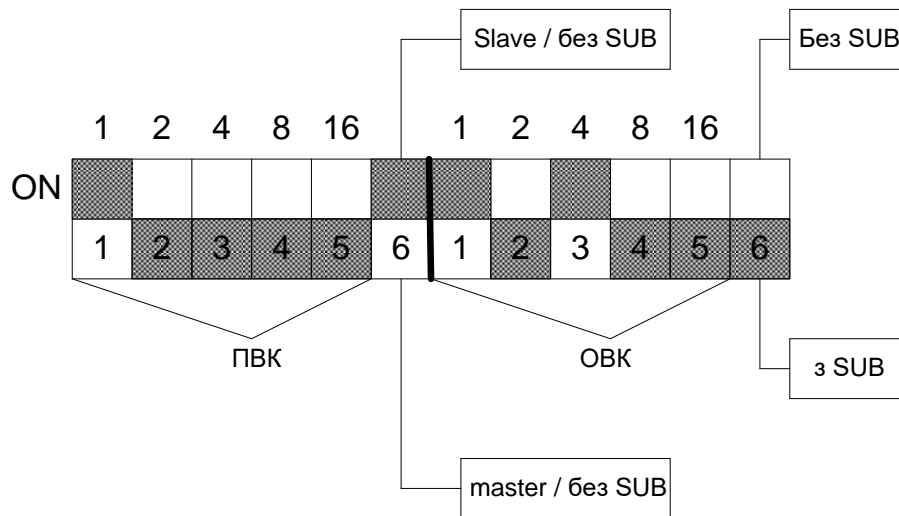
Модуль управління одержавши команду від комп'ютера через термінальний порт після її аналізу формує керуючий пакет на шину BUS_SPI. В пакеті міститься адрес модуля до якого йде звернення і тому інформацію одержує та відповідно передає тільки модуль до якого йде звернення (чий адрес співпадає). Комп'ютер підключений до місцевого мультиплексора та його модуль керування також формує пакет управління для передачі на віддалені мультиплексори через канал E1. В пакеті міститься адрес (номер) віддалених мультиплексорів.

Весь набір конфігураційної інформації повинен зберігатися в енергонезалежній пам'яті на модулі управління. Після включення живлення, або після глобального скиду весь „зміст” конфігурації передається на віддалені мультиплексори та всі модулі.

Для встановлення режимів роботи через канал E1 використовуються перемикачі SW1..SW12. по п'ять перемикачів використано для визначення першого вибраного каналного інтервалу (п'ять щоб можна було задати число від 1 до 31 $5 \geq \log_2 31$) та останнього у вибраному блоці.

Один вимикач потрібен для визначення режиму роботи з підканалом E1 чи без нього. Якщо встановлено режим роботи без підканалу, то необхідно ще один перемикач, який визначить режим синхронізації передавального тракту (від внутрішнього генератора – режим «master», чи від приймального тракту основного КЗ – режим веденого «slave»). Крім цього, в режимі без підканалу, незалежно який режим синхронізації, модуль управління повинен сформувати кадрову структуру потоку.

На рисунку 2.13 наведено вигляд призначення перемикачів вибору режимів роботи.



- ПВК - номер першого вибраного каналу (таймслоту) для даного пристрою (корзини).

- ОVK - номер першого вільного каналу після блоку вибраних каналів для даного пристрою

Рисунок 2.13 - Призначення перемикачів вибору режиму на модулі SMUX-E1

Для оперативного контролю за роботою мультиплексора на модулях встановлюється відповідні індикатори. Для того, щоб приступити до проектування окремих модулів стисло опишемо принцип функціонування КІС з розподілом функцій окремих модулів

1. Базовий блок в комплекті:
 - 19” крейт з кросплатою на 8 модулів SMUX - k;
 - модуль управління “SMUX-E1”.
2. Модуль SMUX-V - широкосмуговий КЗ 50 – 6500 гц, 50дб, з сигналізацією;
3. Модуль SMUX-PCM - до 10 каналів ТЧ (ІКМ/АДІКМ);

Модуль SMUX-E - канал ПД 10/100 Base-T. Є можливість в одному крейті розмістити два базових блоки. Рішення доцільне для місцевих базових блоків, які співпрацюють із винесеними пристроями двох незалежних напрямків.

2.5 Вибір елементної бази та середовища проектування

Проаналізувавши функціональну схему КІС (рисунок 2.14) і параметри імпульсів керування кодерами, можна дійти висновку, що реалізувати задачу можна за допомогою:

- процесора, що буде працювати в режимі реального часу (РРЧ) або елементів пам'яті (регістрів, лічильників);
- набору комбінаційних схем (шифраторів, дешифраторів, схем співпадіннь тощо).

Достатньо жорсткі часові вимоги до сигналів та велика їх кількість (велика кількість портів вводу/виводу) вимагає достатньо швидкого процесора з розширеною периферією, що спонукає відмовитись від такого варіанту.

Набагато простіше реалізувати проектовану систему за допомогою дискретних лічильників, використавши для цього звичайно не дискретні елементи середньої чи високої степені інтеграції, програмовані логічні матриці (ПЛМ), зокрема PLD або FPGA. Приблизний аналіз чисел з якими повинні оперувати лічильники, показує що достатньо 100 розрядів. Тому доцільніше зупинити вибір на PLD, які при такій степені інтеграції будуть дешевші від FPGA і, крім цього, завжди забезпечують елемент захисту від копіювання розробки.

Найбільш поширеними представниками ПЛМ на ринку є фірми Altera та Xilinx. Фірми надають програмну підтримку та засоби проектування. Тому вибір практично визначається або наявністю у розробника відповідного пакету проектування, або досвідом розробок.

Запропоновано використати мікросхеми фірми Altera, які проектуються в середовищі Quartus або Max2Plus. За базу вибрано мікросхеми серії EPM3000A [38], а конкретний тип визначатиметься виходячи із необхідної кількості комірок.

Архітектура пристроїв MAX 3000A наведена на рисунку 2.14 [38].

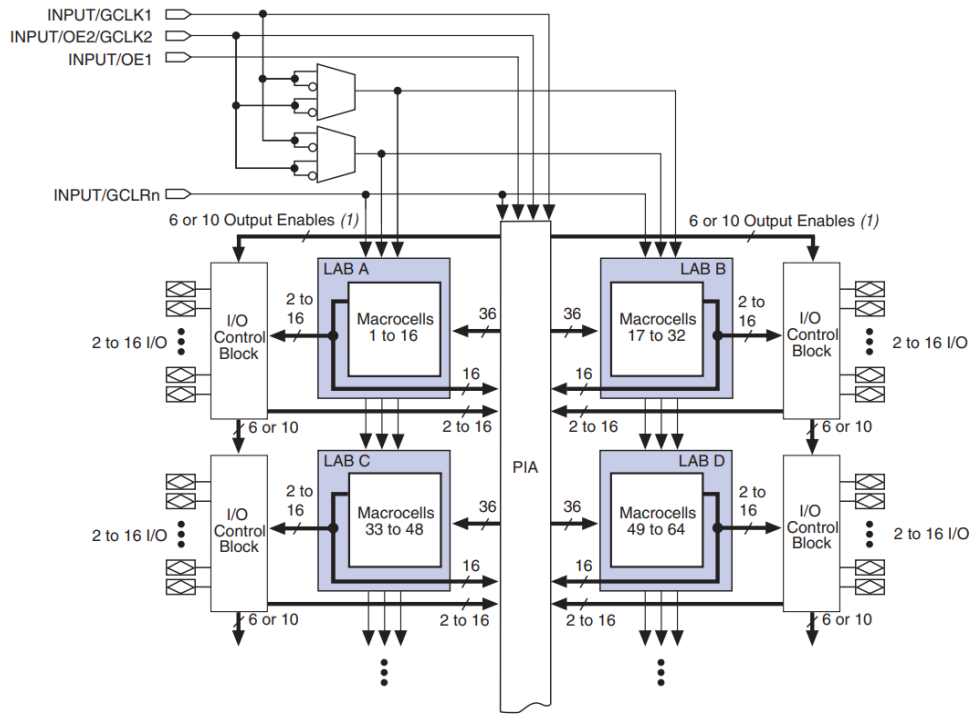


Рисунок 2.14 – Архітектура пристроїв MAX 3000A

Мікроелектронна реалізація MAX 3000A наведена на рисунку 2.15 [39].

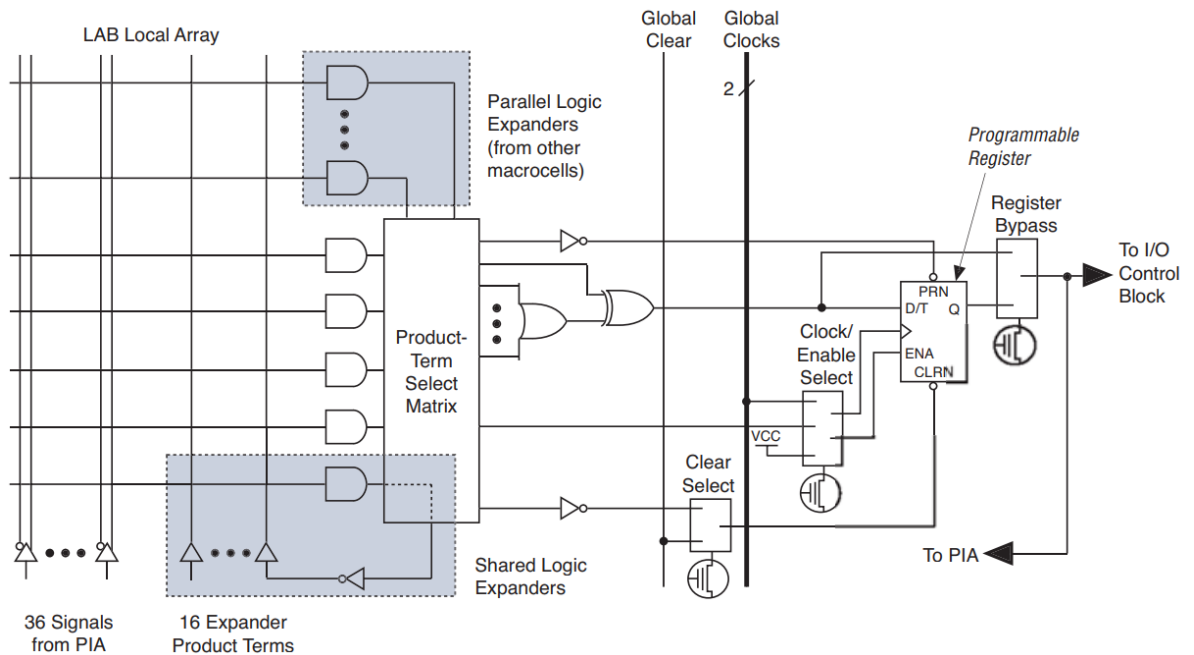


Рисунок 2.15 – Схема MAX 3000A

На рисунку 2.16 наведено часове співвідношення між внутрішніми та зовнішніми параметрами затримки [39].

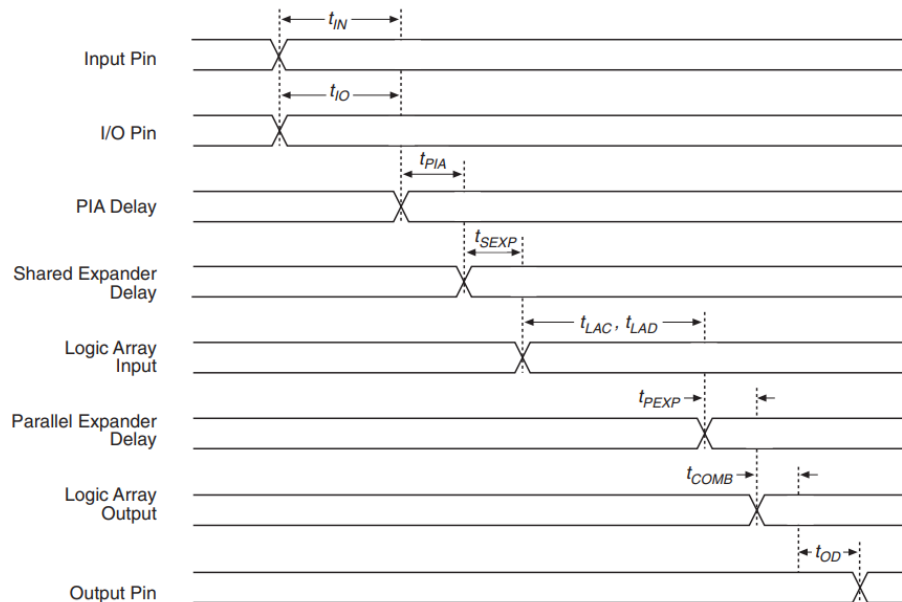


Рисунок 2.16 - Комбінаторний режим перемикування сигналів MAX 3000A

Враховуючи наведені цифри щодо 100 тригерів, можна зупинити вибір на програмованій логічній інтегральній схемі (ПЛІС) EPM3128ATC100, що є програмованою матрицею на 128 комірок у 100-вивідному зручному для монтажу корпусі TQFP з 80-ма входами/виходами(рисунок 2.17) [38].

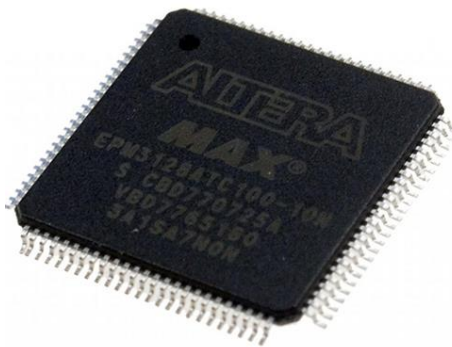


Рисунок 2.17 – Зовнішній вигляд ПЛІС

Необхідно відмітити, що вибрано серію 3000, а не, наприклад серію 7000, виходячи із того, що вона дозволяє більш насиченіше заповнити топологію і зменшити витрати.

При проектуванні необхідно врахувати особливості застосування і експлуатації КІС. Даний пристрій буде працювати безперервно (цілодобово) на об'єктах, де різне комунікаційне обладнання, яке як правило встановлюється в стандартні шафи 19" та живиться від напруги -60В.

Найефективнішим методом буде об'єднання модулів за допомогою кросплати, через яку буде передаватись і живлення модулів. Відповідно до елементної бази, що широко використовується сьогодні, розроблено модуль живлення, як перетворювач DC/DC -60V/5V. Напругу +5V передавати на всі модулі, а перетворення на +3.3V та інші напруги при необхідності виконувати безпосередньо на модулях.

Конструктивно SMUX виконується у виді закінченого блоку модульного типу. Основу складає стандартна корзина (крейт) для встановлення в шафу 19". Висота корзини розрахована на модулі (плати) висотою 3U (100 мм) та довжиною 160 мм.

Для з'єднання модулів між собою використовується кросплата з роз'ємами для встановлення. Кросплату для механічної надійності доцільно виконати із матеріалу товщиною не менше 2 мм. Доріжки з'єднання проводяться з одного боку, а з іншого необхідно виконати максимальне заповнення площі (полігон) „нульовою” шиною.

Для підключення зовнішніх інтерфейсів до кожного роз'єму встановленого модуля із зовнішньої сторони кросплати попарно встановлюється розетка DB-25F.

Корпуса розеток DB-25 поєднуються і під'єднуються до клема захисного заземлення. Крім цього, передбачається можливість підключення за допомогою "перемички" як додатного (+60V) , що є загальноприйнятим ,так і від'ємного (при заміні блока живлення ,наприклад на 24 V) провідників живлення. Для підключення живлення використовується двополосна контактна колодка із зажимними гвинтами.

На нульовому установчому місці корзини встановлюємо завжди модуль управління, біля роз'єму якого є перемикачі для вибору номера і типу мультиплексора, на останньому (сьомому) встановлюємо модуль живлення до роз'єму якого (і тільки до нього) підводиться живлення ($\pm 60V$), з виходу якого напруга (5V) подається на всі модулі. На решту місць (з першого по шосте) модулі можна встановлювати в довільній комбінації, як за кількістю так і за номенклатурою.

Кожен модуль має лицеву планку шириною 20 мм, на якій розміщений «екстратор», за допомогою якого модуль встановлюється і виймається з роз'єму кросплати. Для надійної фіксації модулів на час роботи по краях планки передбачені гвинти кріплення до корзини. На планках методом трафаретної шовкографії виконуються необхідні написи, які вказують на вид модуля, значення світлодіодних індикаторів та кнопок скиду.

Для зображення ліній загальної шини ПД та зменшення крутизни фронтів використовуємо послідовно-паралельне узгодження (рисунок 2.18): на виході передавачів встановлюємо послідовні резистори 33 Ом, а на протилежному кінці загальної шини дільник з резисторів (1,5 кОм до +5 V і 1кОм до 0V).

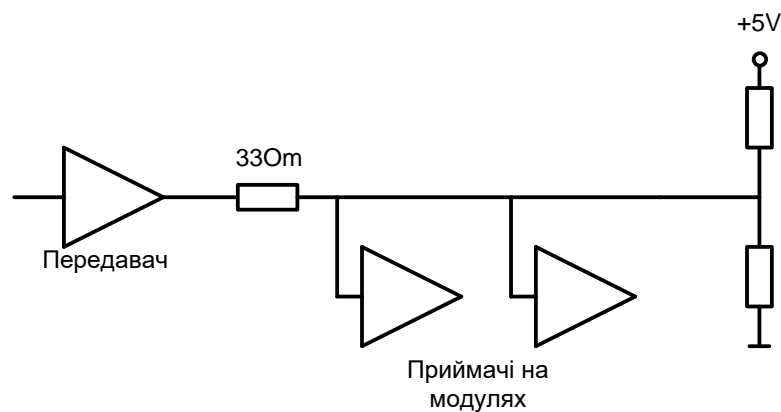


Рисунок 2.18 - Організація передачі сигналів через шину крос плати

Для забезпечення такої схеми для всіх сигналів необхідно врахувати, що основна частина передавачів знаходиться на модулі управління, а 4 сигнали передаються активним модулем. Тому для першої частини сигналів дільник встановлюємо на кросплаті в кінці ліній передачі (після модуля живлення), а для тих, хто приймає модуль управління – перед ним.

Реалізоване конструкторське рішення по виконанню модуля для універсального використання. Виконання модуля у вигляді плати висотою 3U (100 мм) та довжиною 160 мм дає широкі можливості по застосуванню. Адже шафи 19” широко використовуються, що надає пристрою універсальності.

3. ОПТИМІЗАЦІЯ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ ЧАСОВОГО РОЗПАРАЛЕЛЕННЯ КАНАЛІВ

3.1 Підвищення ефективності передавання даних

При часовому розпаралеленні каналів (ЧРК) декілька сигналів або потоків даних об'єднуються в один комбінований потік і передаються через один спільний канал чи лінію. Кожному з вихідних потоків даних присвоюється певному часовому інтервалу, і всі вони чергуються для ПД по спільному КЗ. Наприклад, якщо є 4 вхідних потоки даних, то кожен отримує однаковий часовий інтервал. ЧРК може бути широко використана в ТРКС, зокрема у мережах ПД, ПМП та інших СПД.

Основними принципам ЧРК є те, що дані з різних вхідних потоків комбінуються шляхом чергування відповідно до визначеного часового графіка. Комбінований потік даних передається через спільний КЗ або лінію, і на приймальному кінці відбувається демультіплексація для розділення сигналів назад на початкові вхідні потоки.

ЧРК дозволяє ефективно використовувати пропускну здатність КЗ, регулюючи часові інтервали для різних вхідних потоків даних, що робить його корисним для ПД різних видів через спільний КЗ. Важливим аспектом є забезпечення синхронізації між передавачем і приймачем, щоб вони знали, коли очікувати дані від кожного вхідного потоку.

ЧРК дозволяє підвищити ефективність ПД і дозволяє об'єднувати різні потоки інформації в одному КЗ, зменшуючи зайву пропускну здатність. ЧРК використовується в різних областях, включаючи цифрову телефонію, наприклад E1 та T1 лінії, КМ, наприклад Ethernet, та інші телекомунікаційні та передавальні системи.

До переваг комп'ютерно-інтегрована система підвищення ефективності ПД на основі часового розпаралелення каналів можна віднести ефективність використання пропускну здатності, оскільки вона дозволяє об'єднувати декілька різних потоків даних у спільний канал, що покращує

використання пропускну здатності СПД, що є особливо важливим в ситуаціях, де різні джерела даних мають різну інтенсивність передачі. КІС дозволяє передавати різні види даних, такі як голос, відео, текст та інші, через одну лінію, особливо це важливо в мультимедійних застосунках, де потрібно передавати різноманітні дані.

Реалізація такої системи є досить простою та ефективною з точки зору інфраструктури, оскільки вона вимагає менше обладнання порівняно з іншими методами комутації. Також проєктована система характеризується точністю синхронізації між передавачем і приймачем для правильного комутації даних, за допомогою мультиплексора SMUX-PCM, що забезпечить надійну ПД, зокрема ПМП.

3.2 Розробка компонентів системи

3.2.1 Функціональна схема модуля широкопasmового каналу

Як вказано вище, модуль КІС мультиплексор SMUX-V повинен забезпечити передачу аналогових даних розширеного частотного спектру (50 – 7000 Гц). Спочатку необхідно визначитись з вибором АЦП/ЦАП. Проведений аналіз показує, що можна використати спеціалізований кодер для модемів TLC320AC01 (рисунок 3.1).

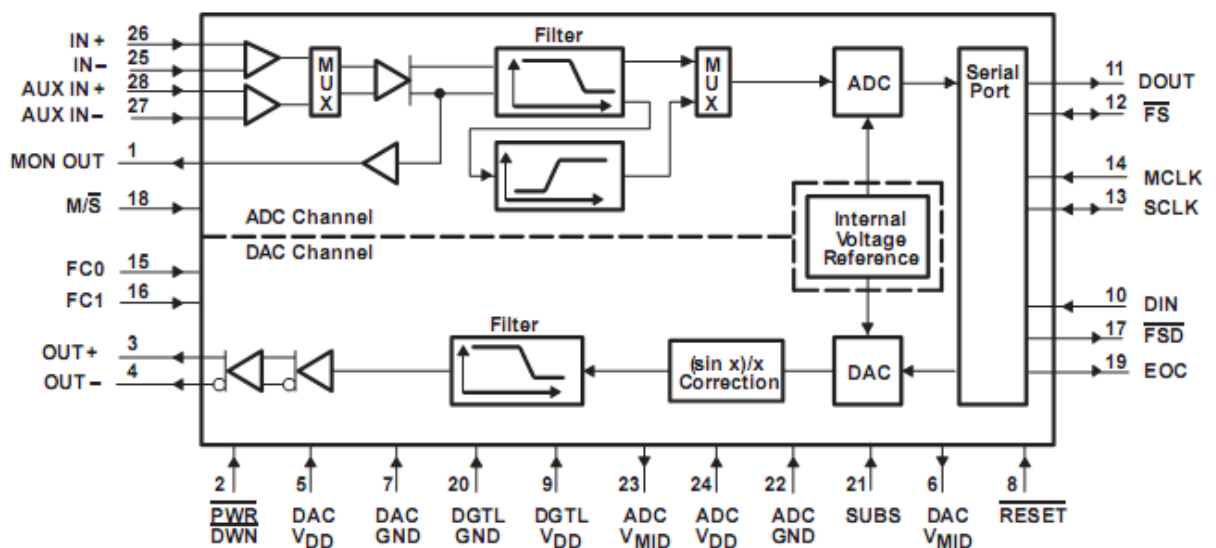


Рисунок 3.1 - Функціональна діаграма мікросхеми TLC320AC01

Як видно з рисунку 3.1, мультиплексор має роздільні аналогові вхід та вихід, що відповідає технічному завданню, послідовні вхід (DIN) та вихід (DOUT), а також вхід тактів і фрейму (FS). Тому для реалізації необхідно:

- кодер TLC;
- роздільні лінійні трансформатори;
- контролер кодера (C_TLC);
- контролер шини SPI (C_SPI);
- лінійні драйвера (LDR) передачі даних (DT) та керуючої (конфігураційної) інформації з шини SPI (SPTX);

Оскільки аналоговий КЗ з віддаленого пристрою на місцевий, а мікросхема TLC має певну особливість, що в неї використовуються єдині сигнали тактування та вікно (фрейм) для ПД (рисунок 3.2).

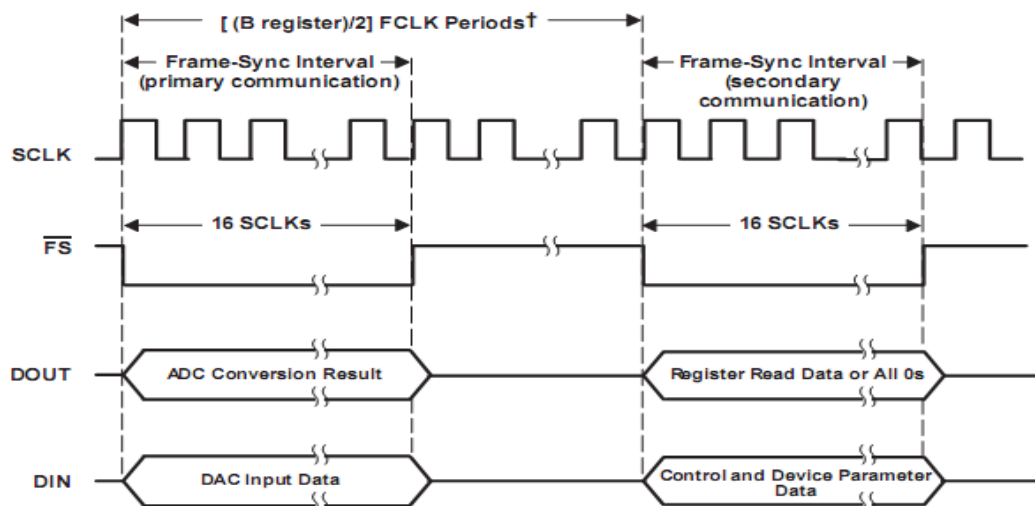


Рисунок 3.2 - Сигнали тактування для обміну даними

А в каналі E1 прийом з передачею, як правило, не співпадають, то пропонується на контролер TLC подавати імпульси залежно від режимів роботи – передачі чи прийому. Для цього введено в схему мультиплексор імпульсів (MUX), яким керувати можна сигналом вибору виду мультиплексора – локальний чи віддалений (REMOTE/LOCAL).

Функціональна схема вузла подана на рисунку 3.3.

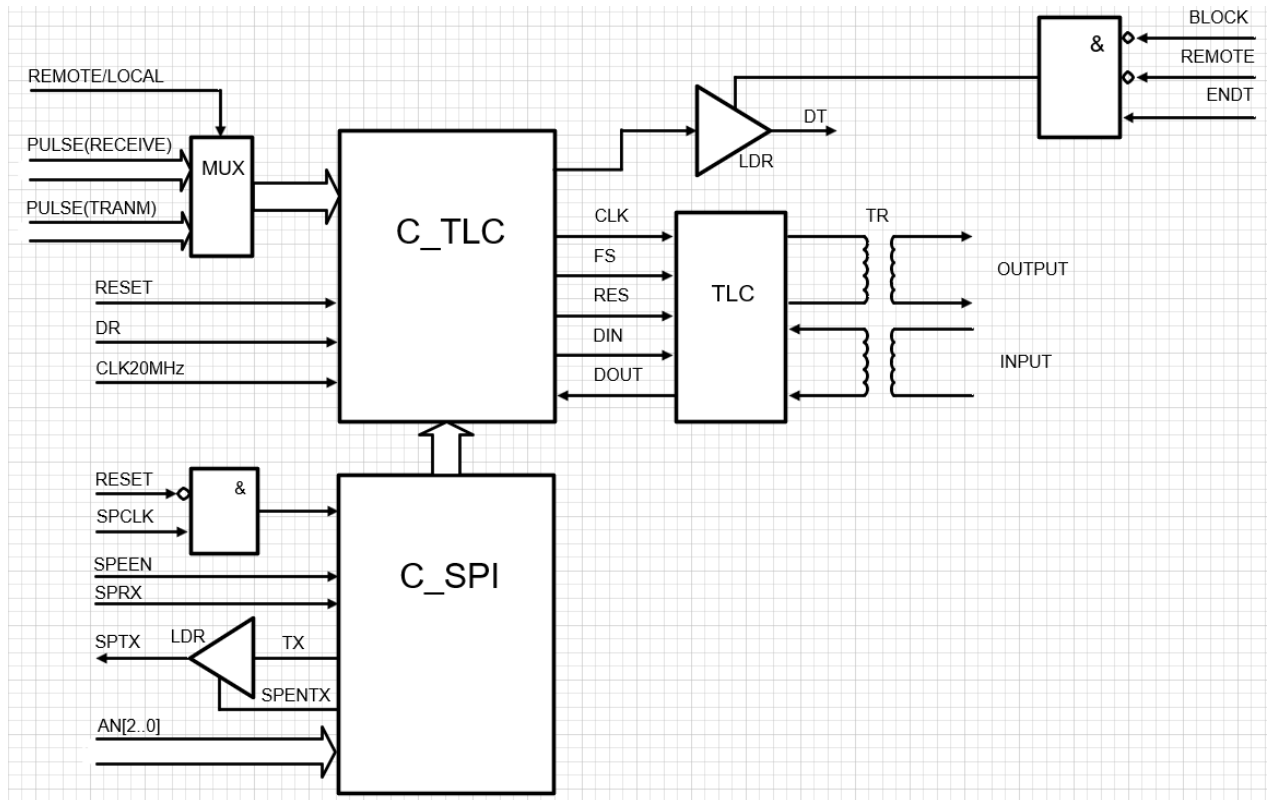


Рисунок 3.3 - Функціональна схема модуля SMUX-V

Мультиплексор є важливим компонентом КІС підвищення ефективності ПД на основі часового розпаралелення каналів. Він відповідає за комбінування і розбиття різних потоків даних, які працюють в різних часових інтервалах, для передачі через спільний канал на основі ЧРС.

3.2.2 Функціональна схема модуля обміну даними

Модуль КІС призначений для організації до 10 незалежних каналів обміну аналоговими сигналами тональної частоти з ІКМ і (або) АДІКМ кодуванням. Виходячи із прийнятого принципу зв'язків між модулями, а власне обміну службовими та інформаційними даними, можна прийняти рішення про побудову функціональної схеми модуля SMUX-PCM КІС. До складу модуля в першу чергу необхідно включити контролер шини управління та конфігурації згідно протоколу SPI - контролер-SPI (C-SPI). Другим необхідним вузлом повинен бути вузол синхронізації та вибору вікон обміну даними – фреймер (FR).

Основними функціональними вузлами КІС повинні бути канало-

утворююча апаратура, тобто кодери-декодери (кодери) із розділяючими трансформаторами на вході/виході. Тобто потрібно 10 каналних вузлів (CH1...CH10). Особливістю є тільки те, що згідно вимог до проєктованої КІС 9 каналів повинні бути однотипні із двопровідною системою зв'язку, а 1 (CH1) із чотирьох провідною, тобто мати розділені прийом та передачу. Для того у ньому необхідно встановити 2 незалежних трансформатори і вибрати необхідну схему включення кодера.

Функціональна схема модуля SMUX-PCM наведена на рисунку 3.4.

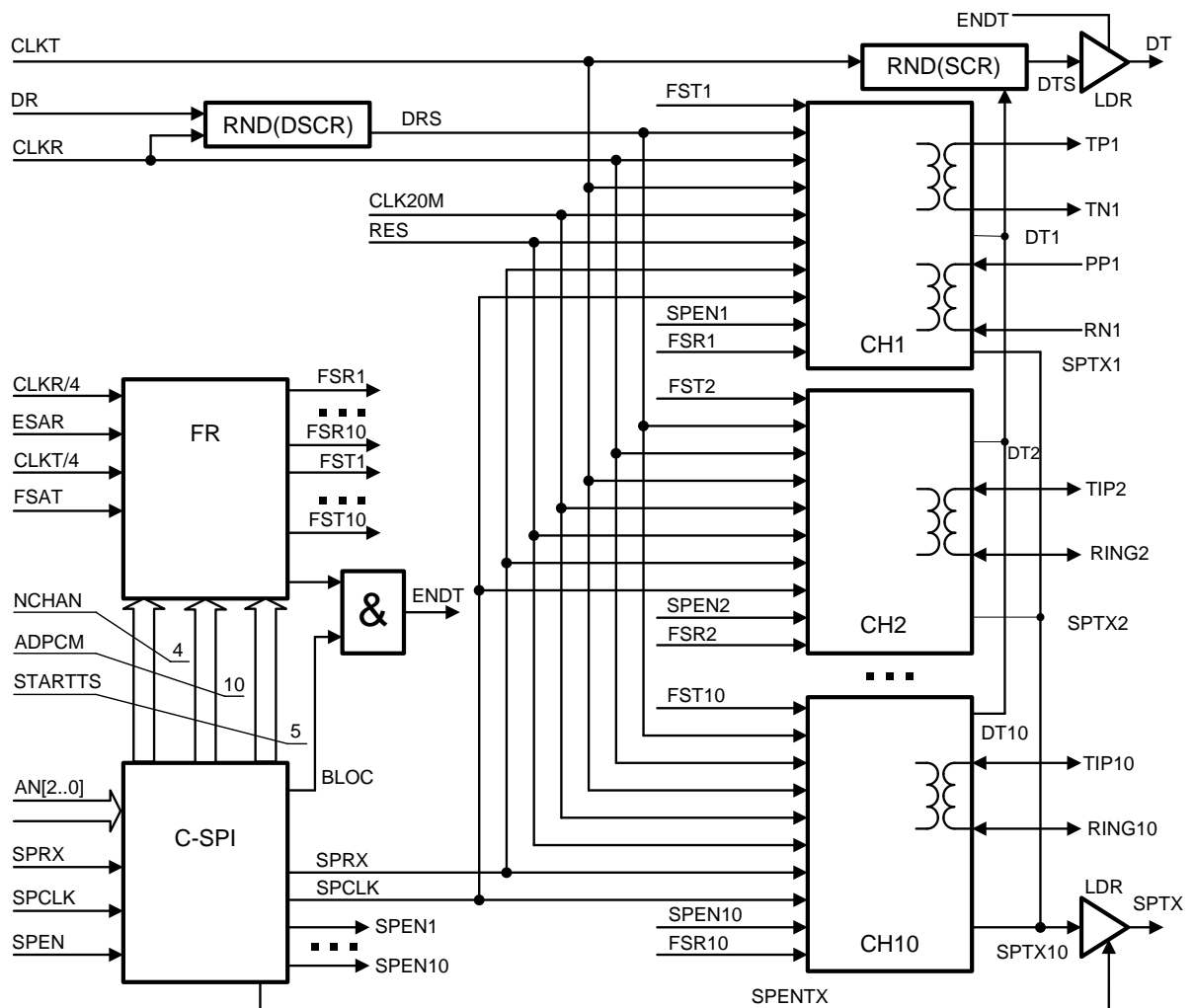


Рисунок 3.4 - Функціональна схема модуля обміну даними

Однією з вимог до КІС є додатковий захист від прямого зняття аналогової інформації з КЗ Е1. Для цього пропонується ввести до її складу скремблер (RND(SCR)) та дескремблер (RND(DSCR)), які будуть перемножувати вхідну та вихідну інформацію на заданий (однаковий)

поліном.

Для передачі в СПД через модуль управління прийнятих з аналогових каналів декодованих даних DT1...DT10 об'єднаємо їх за схемою “Монтажне - АБО” та подамо на скремблер. А з виходу останнього на спільну шину даних модулів (DT) подамо через лінійний драйвер LTD, високоімпедансним виходом якого будемо керувати сигналом ENDT, активувати LDR тільки у відведений для даного модуля інтервал часу (заданий каналним інтервалом – t_s або його частину).

Аналогічний лінійний драйвер LDR необхідно використати для передачі службової інформації про конфігурацію на спільну шину даних SPI (SPTX).

Вузли передачі, в тому числі і скремблер, тактуються тактами передачі CLK_T, CLK_T/4, а вузли приймання - CLK_R, CLK_R/4.

Контролер SPI завантажує конфігураційну інформацію (режим роботи ІКМ/АДІКМ, закон кодування А/μ, тощо) в кодери, формуючи загальну шину даних SPR_X, які супроводжуються тактом SPICLK, та індивідуальні лінії активації (вибору) – SPEN₁...SPEN₁₀. Для зчитування конфігурації контролер SPI активує кодер відповідного каналу сигналу SPEN_i та одночасно вихідний драйвер LDR сигналом SPENTX.

Крім цього, C-SPI завантажує параметри фрейма, а власне:

- номер каналного інтервалу, з якого починається виділене “вікно” для даного модуля (STARTTS[4..0]);
- режими роботи (ІКМ/АДІКМ) для кожного каналу (ADPCM[9..0]);
- кількість активних КЗ (кодерів), які будуть працювати (NCHAN[3..0]).

Фреймер (FR) формує “часові вікна” незалежно для прийому та ПД індивідуально для кожного кодера. Для цього, на основі часових міток нульових каналних інтервалів прийому (FSAR) і передачі (FSAT) та заданого від контролера SPI першого робочого каналного інтервалу в потоці E1 фреймер зсуває до нього значення вибір каналних інтервалів.

Якщо активізуються не всі КЗ, тобто $NCHAN[] < 10$, то сигнали активації кодерів для невибраної групи не формуються, починаючи з 10-го кодера.

3.3 Розробка принципової схеми проектованої системи

Відповідно до прийнятих вище рішень реалізуємо всі вузли на ПЛМ, крім КЗ з аналоговим входом та лінійних драйверів. Крім цього, доцільно всі сигнали з загальної шини, що передаються через кросплату між модулями мультиплексора КІС, підключити через шинні формувачі, наприклад 74НС244. Для лінійних вихідних драйверів можна використати елементи з високоімпедансним виходом - 74НСТ125.

Кодер типу MC145540 фірми Motorola [37] розроблений з урахуванням режимів роботи передбачених у проектованій КІС. Типові схеми включення наведені на рисунках 3.5-3.7.

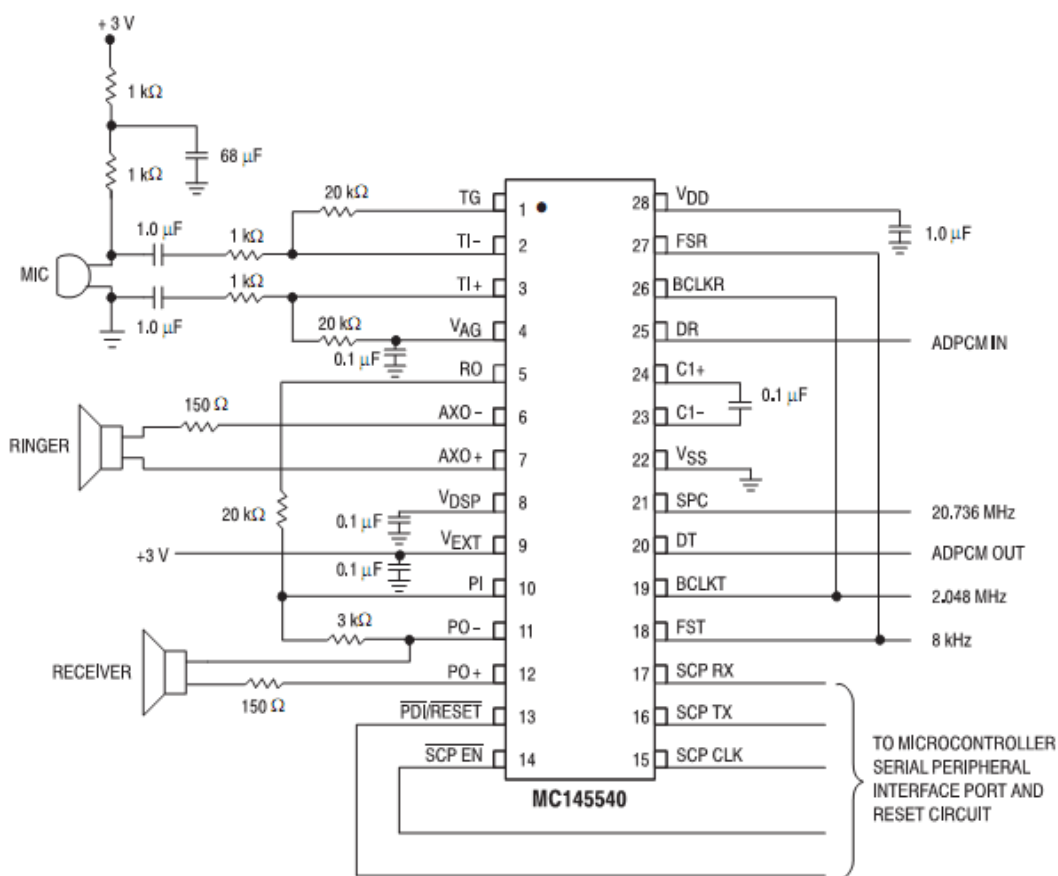


Рисунок 3.5 - Включення кодера з роздільними входом та виходом

MC145540 [37] є кодером для голосового кодування на різних рівнях якості та швидкостей ПД, включаючи режими ІКМ (64 Кбіт/с) та АДІКМ (32 Кбіт/с), що дозволяє легко інтегрувати його в системи, які використовують ці режими ПД.

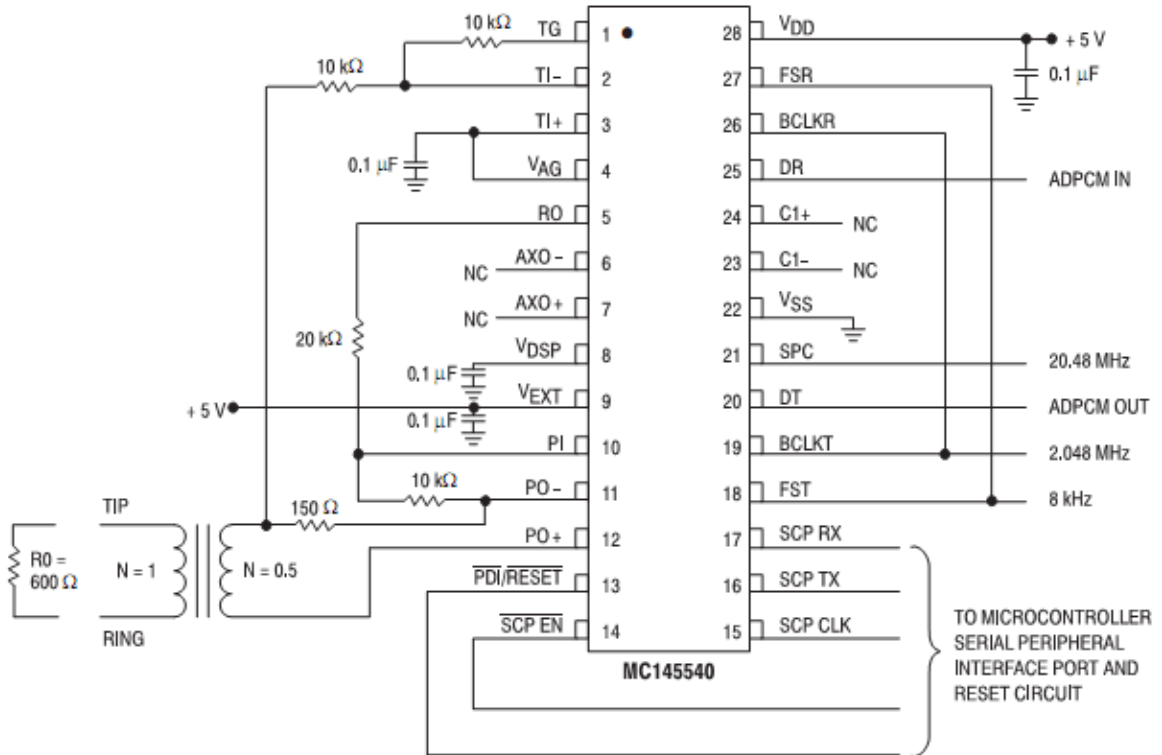


Рисунок 3.6 - Включення кодера для двохпровідної лінії

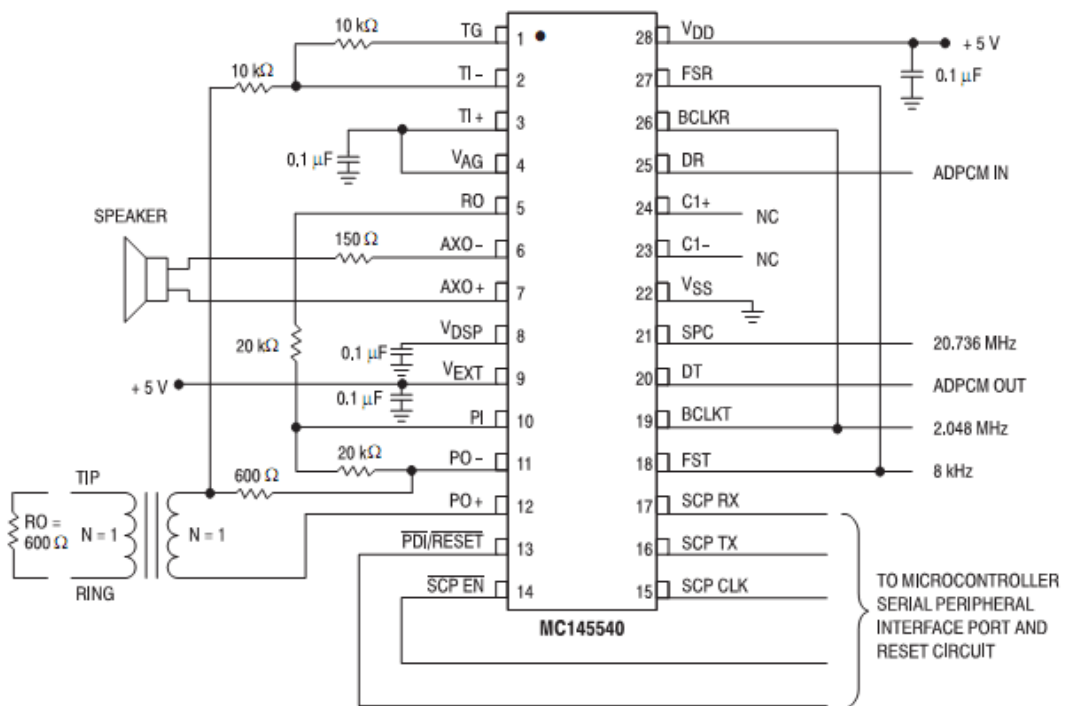


Рисунок 3.7 - Включення кодера з виділеним динаміком

На рисунку 3.8 наведена блок-схема MC145540 [37]. Він забезпечує високу якість голосового сигналу після стиснення та розширення, що важливо в комунікаційних системах, де необхідна чітка ПМП.

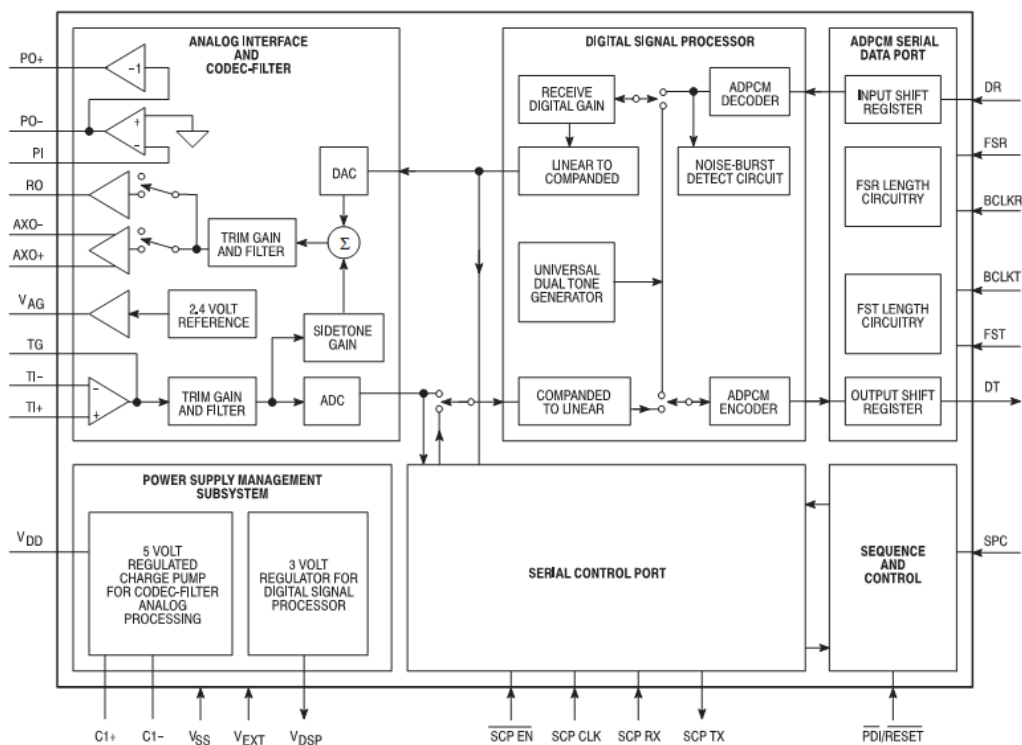


Рисунок 3.8 - Блок-схема MC145540

Оскільки для реалізації КІС потрібні два варіанти аналогового зв'язку, а саме:

- двох-провідний;
- чотирьох-провідний.

Тому для чотирьох-провідного КЗ скористаємось рекомендаціями щодо включення згідно з рисунками 3.1 та 3.3, а для двох-провідних – згідно рекомендацій рисунку 3.4.

Схеми включення однозначно визначили коефіцієнт трансформації роздільних трансформаторів (1:1). Серед пропозицій на ринку обрано трансформатор СТС-А1401, який відповідає всім необхідним технічним параметрам і має достатньо малі габарити.

Схеми каналів наведені на рисунках 3.9 та 3.10.

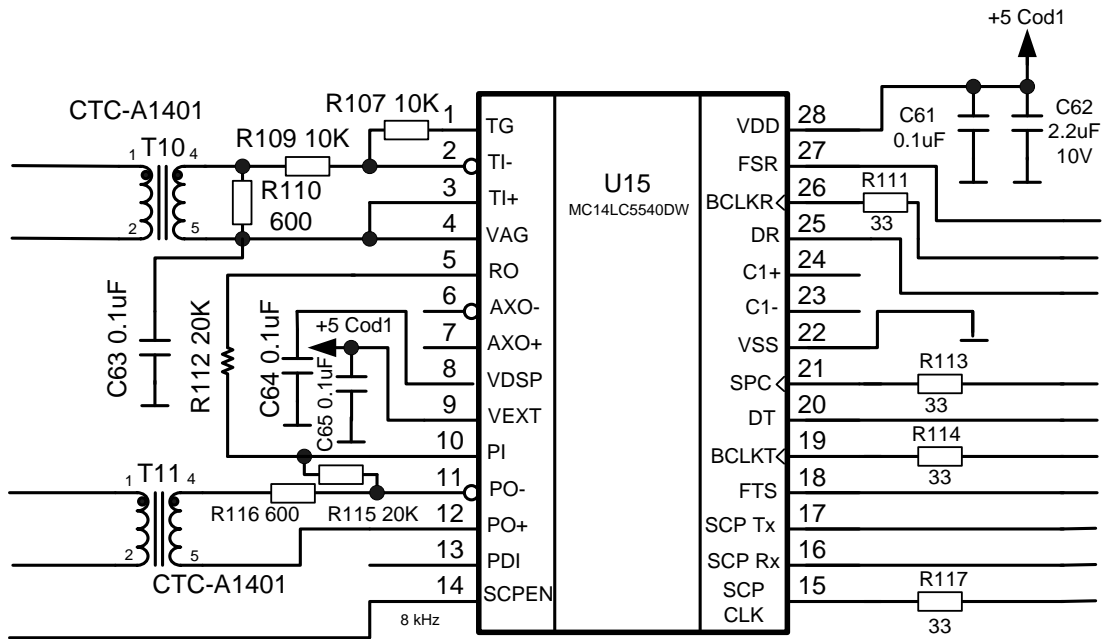


Рисунок 3.9 - Включення кодера MC145540 за чотирьохпровідною схемою

Подальші вихідні лінійні драйвера працюють на шину (довгу лінію), тому доцільно застосувати узгодження. На виході встановимо послідовні резистори з опором в 33 Ом.

Для запобігання спрацювань декількох драйверів «вихід на вихід» при включенні, коли ще не встановлені сигнали керування від ПЛІС, подамо на них паралельно додатній сигнал від лінії живлення (VCC) через резистори з опором в 1 КОм.

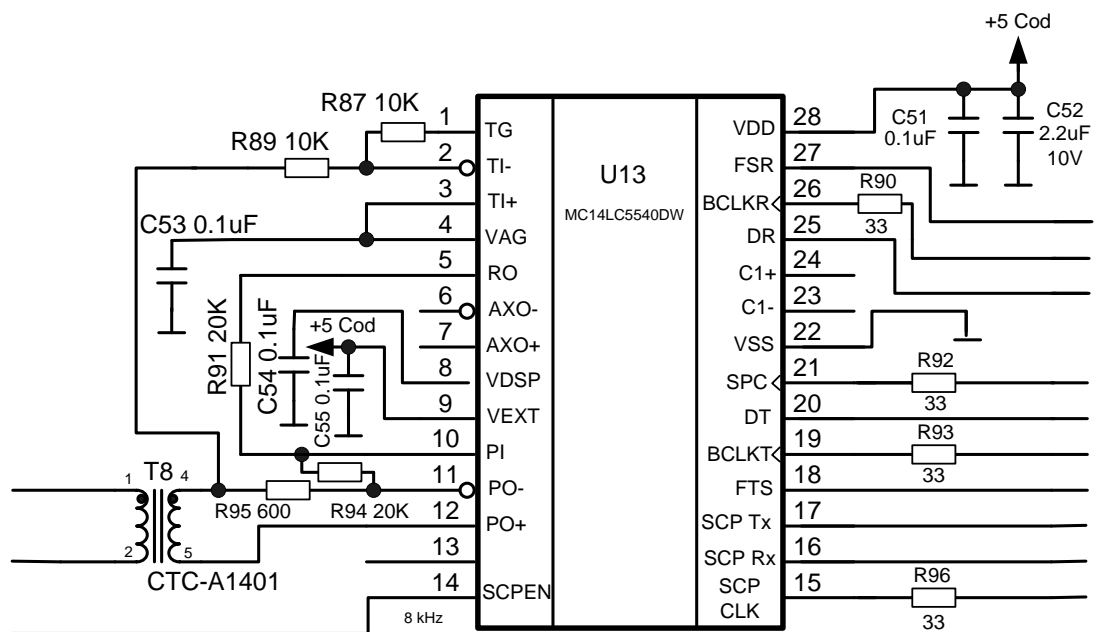


Рисунок 3.10 - Включення кодера MC145540 за двохпровідною схемою

Враховуючи об'єднання на одній платі цифрові та аналогові вузли, а також достатньо велику кількість елементів взагалі, відповідно з рекомендаціями щодо проектування схем [10] лінії живлення розподіляємо на декілька груп за допомогою індуктивностей (6,8 мкГн) з малим активним опором, на виході яких встановлюємо конденсатори ємністю 0,1 мкФ.

3.4 Синтез вузлів реалізованих на ПЛІС

На основі розроблених функціональної схем КІС та принципової схем модулів мультиплексування виконано функціональну схему вузлів, реалізованих на ПЛІС в середовищі Max2Plus - інтегрованому середовищі розробки для цифрових пристроїв на базі ПЛІС забезпечує виконання всіх етапів, зокрема «створення проектів пристроїв; синтез структур та відстеження внутрішніх зв'язків ПЛІС; підготовку даних для програмування або конфігурування ПЛІС (компіляцію); верифікацію проектів (функціональне моделювання та часовий аналіз); програмування або конфігурування ПЛІС» [8]. Відповідна схема наведена в додатку А.

3.4.1 Синтез вузла формування часових інтервалів

Основна функція вузла формування часових інтервалів (міток) каналів для модуля SMUX-PCM - фреймера FRAMER-PCM це формування “часових вікон” дозволу роботи окремих каналів модуля (кодерів) в циклі каналу E1. Причому, передача і прийом асинхронні між собою в частині розміщення.

Тому необхідно організувати два незалежних лічильника каналів передачі та прийому: CNTT[], CNTR[]. Оскільки в режимі ІКМ, використовується весь каналний інтервал (80 біт), а в режимі АДІКМ – пів (4 біти), то необхідно вести підрахунок “півканалів” (від 1 до 62). Для цього потрібні шести розрядні лічильники, тобто CNYU[5..0].

Для формувача (фіксації) сигналів вибору необхідно виділити 20 тригерів – 10 для прийому FSR[9..0] та 10 для передачі FST[9..0].

Оскільки часові інтервали бувають різної довжини, і можуть бути, в

першій або другій половині каналного інтервалу, а можуть бути взагалі заблоковані, то їх формування вимагає складних комплексних умов. Для спрощення пропонується сформувати імпульси довжиною 4 такти перед формуванням основних «вікон» каналів (FSRT[9..0], FSTT[9..0]).

Для блокування (відключення) каналів можна заблокувати вихідні тригери через асинхронні входи скиду:

```
WHEN NCHAN[] = 0 -- активних КЗ 0
THEN FST[9..0].clrn = gnd; -- блокування всіх КЗ
      FSR[9..0].clrn = gnd;
WHEN NCHAN[] = 1 -- один активний канал (CH0)
THEN FST[9..1].clrn = gnd;
      FSR[0].clrn = vcc;
WHEN NCHAN[] ≥ 10 -- активні всі 10 КЗ
THEN FST[9..0].clrn = vcc; -- блокування КЗ відсутнє
      FSR[9..0].clrn = vcc;
```

Відповідно до узгодженого технічного завдання введено тільки одне обмеження на формування вікон: якщо перший активний канал модуля працює в режимі АДЦКМ, то він все-одно починає займати вікно, починаючи з початку каналного інтервалу.

Для формування сигналу активації (вибору) вихідного лінійного драйвера просумуємо за схемою “ЧИ” всі активні сигнали окремих КЗ FSTi.

Повний текст реалізації вузла на основі проектування AHDL наведено в додатку Б.

3.4.2 Синтез контролера шини управління

Контролер шини управління SPI для модуля SMUX-PCM забезпечує завантаження конфігураційних даних в кодери та фреймер. Контролер SPI (C-SPI) на модулі управління, одержавши команду від керуючого комп'ютера, формує відповідне посилання на шину SPI.

Деталізуємо спочатку формат командної стрічки SPI:

“AN2-AN0, none, NPCM3-NPCM0, R/W,

none,none,none, AR3-AR0, D7- D0”, означає:

- AN[2..0] – номер модуля, до якого йде звернення;
- NPCM[3..0] – адрес блоку на модулі (номер КЗ (кодеру), регістра);
- R/W – команди для: читання – 1 та запису - 0;
- AR[3..0] – адреса у блоці мікросхеми;
- D[7..0] – байти даних;
- none – не використовуватимуться (зарезервовані).

Структура SPI шини:

- SPEN – сигнал для вибору (стосовно дозволу) передавання командної строки до шини та прийому від модуля відповіді;
- SPRX – сигнал даних командної строки від контролера;
- SPTX – сигнал даних щодо відповіді модуля;
- SPCLK – такти щодо супроводження даних, які є дійсними лише у випадку наявності сигналів SPEN;

Дані є дійсними на передньому фронті тактів.

Для приймання ПМП 24 біт необхідним є 5-ти розрядний лічильник для бітів (CNT[4..0]), флаг режимів роботи (RW), регістр адрес модулів A[2..0] та деякі інші флаги.

У випадках, коли сигнал дозволу шини SEN відсутній, тоді потрібно, щоб лічильник утримувався у стані нуля. Відповідно у випадку появи сигналу SEN він лічитиме такти. Залежно від поточного стану тактового лічильника прийматимуться, по черзі та до відповідних регістрів, різні групи бітів службової інформації, наприклад адреса модуля, номери блоків на модулі, режими роботи та ін, зокрема:

- запам'ятовування типу операції;

```
if CNT[] = 8 then RW = SR;
```

```
else RW = RW;
```

```
end if;
```

- запам'ятовування адреси модуля до якого відбувається звернення

```
FOR i IN 0 TO 2 GENERATE
```

```
if CNT[] = (i) then A[2-i] = SR;  
else A[2-i] = A[2-i];  
end if;  
END GENERATE
```

Для того, щоб записати дані для фреймеру потрібні 8-розрядні регістри, що мають адреси 13-15. 10 значень адрес відводяться для того, щоб реалізувати адресацію кодерів та забезпечити формування сигналів щодо вибору кодерів (SPEN0 ... SPEN9). Для цього можна використовувати табличний метод описування функціонування. Реалізація цього вузла наведено у додатку В.

Для захисту даних від НСД, а також з метою їх захисту від перехоплення використовується шифрування даних. В якості скремблера використовується перемноження повідомлення довільний простий поліном, наприклад такого вигляду:

$$1 + x^{-i} + x^{-y} + \dots$$

Такі операції дозволяють перетворити відкритий сигнал на зашифрований, та забезпечить його передачу або зберігання без обмежень.

ВИСНОВКИ

В роботі запропоновано КІС підвищення ефективності передачі даних на основі часового розпаралелення каналів з можливістю зміни конфігурації системи та додавання інших модулів з різними зовнішніми інтерфейсами забезпечує гнучкість та адаптивність системи до різних потреб.

Проведений аналіз структури та функцій телекомунікаційних мереж, дозволив визначити можливості подальшого розвитку та вдосконалення. Дослідження каналів та методів передавання сигналів підкреслили важливість швидкодії та ефективності в сучасних телекомунікаціях, а також виявили, як мультиплексування може бути використане для підвищення продуктивності та ефективності передачі сигналів.

Проведений аналіз алгоритмів цифрового кодування голосових сигналів дозволяє зрозуміти різноманітні методи обробки та передачі голосової інформації та визначити, що вони мають свої переваги та застосування в різних сферах комунікацій, включаючи телекомунікації та голосовий зв'язок. Аналіз структури та характеристик кодерів та декодерів, вивчення частотного спектра мовного сигналу, смугових фільтрів, та методів перетворення дозволив визначити, що вокодери на основі методу лінійного прогнозування мови є найбільш ефективними в контексті збереження якості голосового сигналу та зниження бітової швидкості передачі.

Проведені дослідження дозволили визначити вимоги до проектованої КІС та обґрунтувати вибір елементів для її реалізації.

В результаті запропонована КІС з модульною архітектурою, зокрема з аналогових модулів мультиплексорів для КЗ в потоці Е1 (2048 кбіт/с). Використання в проектованій системі стандартних конструктивних рішень (корзина 19" для плат висотою 3U) дозволяє стикуватись із вітчизняною та імпоротною апаратурою зв'язку. Запропонований підхід побудови та розроблена функціональна схема КІС дозволяють змінювати конфігурацію системи, а також при необхідності додати інші модулі із відмінними зовнішніми інтерфейсами, причому забезпечується дискретністю вибору КЗ в

4 бітових інтервали (32кбіт/с).

Використаний підхід передачі керуючої інформації через КЗ Е1 в нульовому біті нульового каналного інтервалу дозволили забезпечити керування та моніторинг всіма мультиплексорами системи (в т.ч. і віддаленими) без зменшення трафіку каналів транспортного каналу Е1.

На ряду із широким спектром інформаційних каналів реалізовано достатньо каналів сигналізації та управління, що дозволяє мати в системі керовані об'єкти, що не обслуговуються. Такі задачі можуть мати використання, як в мережах зв'язку (базові стільникові станції) так і при обслуговуванні нафто- та газо- трубопроводів, як для передачі телеметричних даних та забезпечення технологічного зв'язку використовуються пункти, що не обслуговуються.

З метою вдосконалення спроектованої КІС можна змінити принцип вибору не суцільного блоку каналних інтервалів а довільного їх розташування, але це буде вимагати більше інтелектуальних можливостей від процесора, від програмного забезпечення, а також більших апаратних затрат (використання більш складних ПЛІС), що приведе до збільшення ціни. Але в аспекті точки зору зручності керування і більш динамічного використання трафіку , це може бути оправдане.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Ушенко Ю.О. Основи та методи цифрової обробки сигналів: від теорії до практики: навч. посібник / Ю.О. Ушенко, М.С. Гавриляк, М.В. Талах, В.В. Дворжак. - Чернівці: ЧНУ ім. Ю. Федьковича, 2021. -308 с.
2. Наконечний А.Й. Цифрова обробка сигналів / А.Й. Наконечний, Р.А. Наконечний, В.А. Павлиш.- Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2010.- 368 с.
3. Ваврук, Євгеній Ярославович. Алгоритми та засоби обробки сигналів / Ваврук Є., Лашко О., Попович Р. – Львів : СПОЛОМ, 2021. – 240 с.
4. Струтинська О.В. Інформаційні системи та мережеві технології.- К.: Університет «Україна», 2008.- 211 с.
5. Захарченко М.В. Системи передавання даних. – Т.1: Ефективність блокового кодування / М.В. Захарченко, В.Й. Кільдішев, О.М. Мартинова, Д.Ю. Ільїн, Н.А. Трінтіна. - Одеса: ОНАЗ ім.. О.С. Попова, 2014. - 440 с.
6. Голь В.Д. Системи передачі даних / В.Д. Голь, М.С. Ірха.- Київ: ІСЗЗІ ім.. Ігоря Сікорського, 2021.- 126с.
7. Frenzel L. Principles of Electronic Communication Systems.- 5th edition. - New York: McGraw-Hill, 2022. - 1719 p.
8. Трегуб В.Г. Проектування систем автоматизації: Навч. посібник. – К.: Видавництво Ліра-К, 2017. – 344 с.
9. Стеклов В.К., Костік Б.Я., Беркман Л.Н. Системи управління в телекомунікаціях. -К.: Техніка, 2005. 395 с
10. Глонь О.В., Дубовий В.М., Мітюшкін Ю.І. Комп'ютеризовані системи керування. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2005. – 157 с.
11. Стихальська С.В., Шаков В.Ю. Комп'ютерно-інтегрована система розподіленої обробки даних / Збірник матеріалів проблемно-наукової міжгалузевої конференції «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» (АКІТ - 2023), Тернопіль, 2023. -с. 60-63.
12. Стихальська С.В., Чорненька А.А., Давлетов Р.Р. Підвищення ефективності передачі даних в комунікаційних системах / Збірник матеріалів

науково-практичної конференції молодих вчених, аспірантів та студентів «Кібербезпека та комп'ютерно-інтегровані технології» (КБКІТ - 2023), Тернопіль, 2023. – с. 171-174.

13. Горбатий І.В. Телекомунікаційні системи та мережі. Принципи функціонування, технології та протоколи : навчальний посібник / І.В. Горбатий, А.П. Бондарєв. – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2016. – 336 с.

14. Воробієнко П.П. Телекомунікаційні та інформаційні мережі / П.П. Воробієнко, Л.А. Нікітюк, П.І. Резніченко. – К.: САММІТ-Книга, 2010.– 708с.

15. Семеренко, В.П. Технології паралельних обчислень : навчальний посібник. – Вінниця : ВНТУ, 2018. – 104 с.

16. Жураковський Б.Ю. Комп'ютерні Мережі Частина 1: навчальний посібник / Б.Ю. Жураковський, І.О. Зенів; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 336 с.

17. Erciyas K. Distributed Real-Time Systems: Theory and Practice.- Springer, 2019. - 347 p.

18. Forouzan Behrouz A. Data Communications and Networking with TCP/IP Protocol Suite.- 6th edition. - McGraw-Hill, 2022. - 864 p.

19. Kurose J.F., Ross K.W. Computer Networking: A Top-Down Approach.- 8th Edition, Global Edition. - Pearson Education, 2022. - 797 p.

20. Kuzmiakova Adele. Computer Networks and Communications.- Arcler Press, 2021. - 292 p.

21. Vocoder.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://electronicscoach.com/vocoder.html>

22. How Vcoders Work.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://paia.com/vocodwrk/>

23. Денбновецький С.В. Кодування сигналів в електронних системах. Частина 3. Способи кодування сигналів: Том 1. Натуральні, ефективні та лінійні / С.В. Денбновецький, І.В. Мельник, Л.Д. Писаренко.- КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021.

24. Мельник А. Порівняльний аналіз алгоритмів стиснення мовних

сигналів / А. Мельник. Р. Шевчук. // Вісник національного університету «Львівська політехніка» Комп'ютерні системи і мережі №523. – Львів, 2004. – С. 109 – 117.

25. Щербак Л.М. Сучасні методи аналізу мовного сигналу / Л.М. Щербаков, Ю.В. Литвиненко, Ю.В. Погрібна // Збірник наукових праць Національного авіаційного університету. – 2009. – Вип. 1. С. 59-62.

26. Dey N. Applied Speech Processing: Algorithms and Case Studies.- New York: Academic Press, 2021. — 191 p.

27. Фриз М.Є. Обробка сигналів та зображень. Конспект лекцій /Укладачі: к. т. н., доцент Фриз М. Є., Стадник М. А. – Тернопіль: ЕНТУ, 2015 – 97 с.

28. Творошенко І. С. Конспект лекцій з дисципліни «Цифрова обробка зображень. / Харків. нац. ун-т міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова, - Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2015. – 75 с.

29. Тотосько О.В. Цифрова обробка сигналів та зображень : навчальний посібник / О.В. Тотосько , П.Д. Стухляк. - Тернопіль : ТНТУ імені Івана Пулюя, 2016. - 132 с.

30. Бортник Г. Г. Цифрова обробка сигналів : навчальний посібник / В.М. Кичак, Г.Г. Бортник. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 167 с.

31. Бабак В.П. Обробка сигналів : підручник / В.П. Бабак, В.С.Хандецький, Е. Шрюфер. – К. : Либідь, 1996. – 392 с

32. Кичак В.М. Методи та засоби обробки високочастотних сигналів / В.М. Кичак, Г.Г. Бортник. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с.

33. Стеклов В.К. Проектування телекомунікаційних мереж : підручник для вузів / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман. – К. : Техніка, 2002.– 792 с.

34. Бортник Г.Г. Методи та засоби оцінювання параметрів абонентських ліній зв'язку / Г.Г. Бортник, В.М. Кичак, В.Ф. Яблонський – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 139 с

35. Бондарев В. Н. Цифровая обработка сигналов, методы и средства: підручник для вузів / В.Н. Бондарев, Г. Трестер, В.С. Чернега. – Харків: Конус, 2001. – 398 с

36. Дробик О.В. Цифрова обробка аудіо- та відеоінформації у мультимедійних системах: навчальний посібник / О.В. Дробик, В.В. Кідалов, В.В. Коваль, Б.Я. Костік, В.С. Лазебний, Г.М. Розорінов, Г.О. Сукач. – К.: Наукова думка, 2008. – 144 с.

37. MC145540.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/942666/MOTOROLA/MC145540.html>

38. ПЛМ EPM3000A .- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <http://www.datasheet.es/PDF/575953/EPM3000A-pdf.html>

39. ПЛМ EPM3000A .- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://au.mouser.com/datasheet/2/612/m3000a-1299426.pdf>