

Бакалаврська дипломна робота на тему:

ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОГРАМНО-АПАРАТНИХ РЕАЛІЗАЦІЙ ДЕКОДЕРІВ
ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

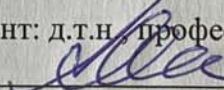
Виконав: студент 4-го курсу, групи ПЗТ-2063
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

 Остапчук С.А.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ІКСТ

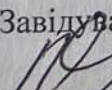
 Тромсюк В.Д.
« 11 » 06 2024 р.

Рецензент: д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС

 Осадчук О.В.
« 11 » 06 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.
« 11 » 06 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем та технологій
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітня програма – Програмне забезпечення телекомунікаційних систем

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., професор В.М. Кичак
«06» 05 2024 року

З А В Д А Н Н Я **НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Остачуку Сергію Анатолійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження програмно-апаратних реалізацій декодерів
широкосмугових сигналів телекомунікаційних систем

керівник роботи Тромсюк Володимир Дмитрович, канд. техн. наук, доцент,

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

затверджені наказом ВНТУ від «11» березня 2024 року № 80

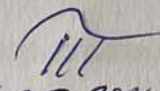
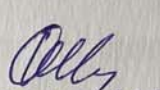
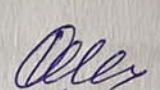
2. Строк подання студентом роботи: 07 червня 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: тип вхідних сигналів – цифровий (попередня первинна
група АСП), цифровий (третинна група АСП); частотна смуга сигналу ППГ – 12,3 –
23,4 кГц.; частотна смуга сигналу ТГ – 812,6 - 2043,7кГц; динамічний діапазон – 40 -
50 дБ; типи модуляцій – імпульсно-кодова модуляція (ІКМ), диференціальна ІКМ,
метод реалізації декодерів – програмно-апаратний.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): розробка індивідуального завдання, аналіз особливостей формування
широкосмугових сигналів АСП, розробка та дослідження ІКМ-декодера сигналів
ППГ АСП з програмною реалізацією експандера, розробка та дослідження ДІКМ-
декодера сигналів ТГ АСП з програмною реалізацією експандера, охорона праці..

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
Схеми структурні електричні декодерів на базі ІКМ і ДІКМ; моделювальні схеми
декодерів на базі ІКМ і ДІКМ; результати комп'ютерного моделювання декодерів.

6. Консультанти розділів роботи

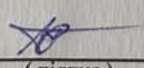
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Тромсюк В.Д., доцент кафедри ІКСТ	 06.05.2024	 11.06.2024
Охорона праці	Дембичка С.В. проф. каф. БЖД ПБ	 06.05.2024	 11.06.2024

7. Дата видачі завдання «06» травня 2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

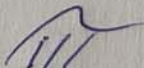
№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Формування та затвердження теми та індивідуального завдання бакалаврської дипломної роботи (БДР)	06.05.2024р.	
2	Виконання спеціальної частини БДР. Перший рубіжний контроль виконання БДР	20.05.2024р.	
3	Виконання спеціальної частини БДР. Другий рубіжний контроль виконання БДР	31.05.2024р.	
4	Виконання розділу «Охорона праці»	04.06.2024р.	
5	Нормоконтроль БДР	05.06.2024р.	
6	Попередній захист БДР	06.06.2024р.	
7	Рецензування БДР	07.06.2024р.	
8	Захист БДР	12.06.2024р.	

Студент


(підпис)

Остапчук С.А.

Керівник роботи


(підпис)

Тромсюк В.Д.

АНОТАЦІЯ

Бакалаврська кваліфікаційна робота складається з 93 сторінок формату А4, на яких є 31 рисунок, 17 таблиць, список використаних джерел містить 27 найменувань.

Метою бакалаврської дипломної роботи є дослідження програмно-апаратних реалізацій декодерів широкосмугових сигналів телекомунікаційних систем.

У даній бакалаврській роботі були проведено аналіз існуючих методів і засобів формування групових сигналів аналогових систем передавання. Розроблено структури та принципові схеми декодерів сигналів аналогових систем передавання на базі імпульсно-кової модуляції та диференціальної імпульсно-кової модуляції.

Проведено комп'ютерне моделювання декодерів, а також зроблено порівняння отриманих даних з теоретичними.

Виконано розділ з охорони праці.

Ключові слова: система передавання, імпульсно-кова модуляція, диференціальна імпульсно-кова модуляція, декодер

ABSTRACT

The bachelor's thesis consists of 93 A4 pages, which have 31 figures, 17 tables, the list of sources used contains 27 items.

The aim of the bachelor's thesis is to study software and hardware implementations of broadband signal decoders of telecommunication systems.

In this bachelor's thesis the analysis of existing methods and means of formation of group signals of analog transmission systems was carried out. Structures and basic schemes of decoders of signals of analog transmission systems on the basis of pulse-code modulation and differential pulse-code modulation are developed.

Computer modeling of decoders is carried out, and also the comparison of the received data with theoretical is made.

The section on labor protection is executed.

Keywords: transmission system, pulse code modulation, differential pulse code modulation, decoder

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	4
ВСТУП.....	5
1 АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ ФОРМУВАННЯ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ АСП	7
2 РОЗРОБКА ІКМ-ДЕКОДЕРА ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ПОПЕРЕДНЬОЇ ПЕРВИННОЇ ГРУПИ З ПРОГРАМНОЮ РЕАЛІЗАЦІЄЮ ЕКСПАНДЕРА	21
2.1 Розробка структури ІКМ-декодера	21
2.2 Розробка принципової схеми ІКМ-декодера	25
2.3 Комп'ютерне моделювання ІКМ-декодера широкосмугових сигналів ППГ	37
3 РОЗРОБКА ДІКМ-ДЕКОДЕРА ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ТРЕТИННОЇ ГРУПИ З ПРОГРАМНОЮ РЕАЛІЗАЦІЄЮ ЕКСПАНДЕРА	42
3.1 Розробка структури ДІКМ-декодера	42
3.2 Розробка принципової електричної схеми ДІКМ-декодера широкосмугових сигналів.....	47
3.3 Комп'ютерне моделювання ДІКМ-декодера	59
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	67
4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	68
4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	70
4.2.1 Мікроклімат.....	70
4.2.2 Склад повітря робочої зони.....	71
4.2.3 Виробниче освітлення.....	72
4.2.4 Виробничий шум.....	73
4.2.5 Виробничі випромінювання.....	74
4.3 Пожежна безпека.....	75
4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі.....	75
4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту.....	76
ВИСНОВКИ.....	77
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	79
ДОДАТКИ	82
Додаток А. ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА	83
Додаток Б. ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ	93

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АІМ – амплітудно-імпульсна модуляція
АС – аналізатор спектра
АСП – аналогова система передавання
АЦП – аналого-цифровий перетворювач
ГЗ – генератор задавальний
ГО – генераторне обладнання
ГТІ – генератор тактових імпульсів
ДІКМ – диференціальна імпульсно-кодова модуляція
ДЛ – двійковий лічильник
ДШ – дешифратор
ІКМ – імпульсно-кодова модуляція
КІ – канальний інтервал
ЛТ – лінійний тракт
ОП – операційний підсилювач
ПЗП – постійний запам'ятовуючий пристрій
ППГ – попередня первинна група
РГ – регістр
ТГ – третинна група
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач
ЦСП – цифрова система передавання
ФІ – формувач імпульсів
ФЛС – формувач лінійного сигналу
ФНЧ – фільтр нижніх частот

ВСТУП

Сучасний етап розвитку суспільства характеризується міжнародним масштабом застосування телекомунікаційних мереж та формування глобальної інфраструктури інформаційних мереж. Це забезпечує можливість передавання різних видів інформації. У наш час стрімкого впровадження нових технологій стає масовим використання різних засобів зв'язку, оскільки обмін інформацією, отримання її з різних джерел вважається головною ознакою ділового та особистого життя.

Сучасні телекомунікаційні засоби дають змогу отримувати інформацію у цифровому вигляді та працювати у мережах зв'язку. Це вимагає виконання деяких умов операторами ринку телекомунікаційних послуг і користувачами, оскільки устаткування повинно підтримувати різні стандарти мереж та не заважати функціонуванню іншим користувачам.

В Україні відбувався перехід від аналогових систем передавання (АСП) до цифрових систем передавання (ЦСП), тому що ЦСП розв'язують проблеми, що пов'язані з використанням аналогових засобів. Основними перевагами є висока завадостійкість, незалежність якості передачі від довжини лінійного тракту, висока стабільність параметрів каналів, ефективність використання пропускної спроможності при передачі цифрових сигналів, а також високі техніко-економічні показники [1].

Цифрові системи передачі постійно оновлюються, еволюціонують і змінюються. Одним з пріоритетних напрямків розвитку телекомунікаційних систем на цей час є перехід від аналогових способів передавання до цифрових.

Системи, що розробляються мають бути ефективними, тобто мати покращені відносно існуючих аналогів параметри, а саме: великий термін служби, низькі економічні затрати на обслуговування, відповідність параметрів європейським стандартам, високу надійність, легкість ремонту обладнання та лінійного тракту. Також проводиться модернізація даних систем, тому що заміна існуючих лінійних трактів на більш нові є економічно не доцільним.

Для забезпечення якісних характеристик систем передавання цифрової інформації створюються пристрої, що узгоджують АСП і ЦСП за рахунок додаткових модуляцій і кодування сигналів. Це вважається доцільним технічним способом вирішення проблеми, яка пов'язана з використанням аналогових лінійних трактів, що є актуальним підходом на даному етапі розвитку ЦСП [2].

Сучасний інтенсивний розвиток ЦСП пояснюється суттєвими перевагами цих систем порівняно з АСП, а саме:

- вища завадостійкість;
- незалежність якості зв'язку від довжини лінійного тракту;
- висока стабільність параметрів каналів передачі;
- висока ефективність використання пропускну здатності при передачі цифрових повідомлень;
- можливість побудови цифрових телекомунікаційних мереж.

Завдяки цим чинникам спостерігається стрімкий перехід від застарілих АСП до нових цифрових систем. Саме тому розробка програмно-апаратних реалізацій декодерів широкосмугових сигналів телекомунікаційних систем є актуальною.

Метою даної бакалаврської дипломної роботи є підвищення ефективності декодерів широкосмугових сигналів телекомунікаційних систем за рахунок програмно-апаратної реалізації.

Необхідно розв'язати певні задачі для того, щоб реалізувати мету бакалаврської роботи:

- аналіз характеристик групових широкосмугових сигналів;
- аналіз структур декодерів широкосмугових сигналів АСП;
- розробка програмно-апаратних реалізацій декодерів широкосмугових сигналів АСП;
- комп'ютерне моделювання декодерів широкосмугових сигналів АСП;
- дослідження питань охорони праці.

1 АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ ФОРМУВАННЯ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ АСП

В АСП здійснюється передавання аналогових сигналів, які можуть приймати множину значень у заданий інтервал часу. Для організації в лінійному тракті великого числа каналів в цих системах використовують принцип частотного розділення каналів (ЧРК). При цьому сигнали від різних джерел інформації розташовуються в частотних смугах, що не перекриваються. Для реалізації цього методу можна використовувати різні види неперервної модуляції – амплітудну, частотну та фазову. Для ефективнішого використання лінійного тракту необхідно у заданому діапазоні частот розмістити якомога більше каналів, тобто спектр частот, що задається для одного сигналу в каналі має бути мінімально вузьким [3].

Амплітудна модуляція (АМ) характеризується вузьким спектром промодульованого сигналу, який містить складову носійного колювання та дві бічні смуги частот. З урахуванням цього в АСП з ЧРК переважно використовується АМ. Модуляція носійного колювання первинним сигналом здійснюється в модуляторі, на вхід якого подається сигнал від джерела інформації та носійне синусоїдальне колювання. Кількість таких модуляторів дорівнює числу каналів в АСП, тобто модулятори є індивідуальними засобами, на виходах яких формуються промодульовані каналні сигнали.

Передавання промодульованого сигналу, що містить носійне колювання та складові двох бічних смуг частот, є неефективним, тому що ширина спектра вихідного промодульованого сигналу ΔF_k у два рази ширша, ніж спектр вхідного (модулювального) сигналу ΔF_c . Водночас передавання складових двох бічних смуг необов'язкова, тому що вони містять однакову інформацію про первинний сигнал. Носійна складова не містить корисної інформації, хоча основна потужність АМ-сигналу припадає на носійне колювання [4].

У сучасних АСП з ЧРК використовують принцип передавання однієї бічної смуги частот без носійного колювання (ОБС). На виході модулятора М

встановлюється смуговий фільтр (СФ), який подавляє верхню (або нижню) бічну смугу частот (рис. 1.1). Складову носійного коливання подавляють в самому модуляторі. Сукупність модулятора та СФ називають перетворювачем частоти. При використанні принципу ОБС спектри первинного та каналного сигналів мають однакову ширину, тобто $\Delta F_k = \Delta F_c$.

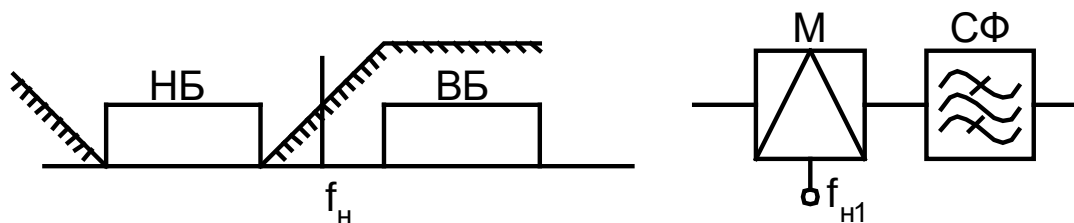


Рисунок 1.1 – Структура формування сигналу з ОБС

Використання принципу формування сигналу з ОБС призводить до ускладнення приймальної частини АСП, тому що необхідно відновити носійне коливання на приймальній частині. Частота цього коливання має збігатися з частотою сигналу носійного коливання на передавальній частині. Для перетворення промодульованого сигналу в первинний на приймальній частині використовується амплітудний детектор (демодулятор), який є нелінійним елементом. Частота первинного сигналу дорівнює F_c , тому при передаванні промодульованого АМ-сигналу на вхід демодулятора потрапляють складові з частотами f_n , $f_n + F_c$ та $f_n - F_c$. На виході демодулятора формуються складові сумарно-різницевих частот $f_n + F_c - f_n = F_c$; $f_n + F_c + f_n = 2f_n + F_c$; $f_n - F_c + f_n = 2f_n - F_c$ і т.і. За допомогою фільтра нижніх частот, встановленого на виході демодулятора виділяється вихідний сигнал з частотою F_c і подавляються всі інші частотні складові. При передаванні верхньої бічної частоти $f_n + F_c$, для отримання вихідного сигналу з частотою F_c на демодулятор необхідно подати сигнал з носійною частотою f_n , яке в сигналі з ОБС відсутнє. Тому такий сигнал потрібно синтезувати на приймальній частині.

У передавальній і приймальній частинах АСП з ЧРК використовуються засоби перетворення первинних сигналів – модулятори та детектори

(демодулятори), а також смугові фільтри. СФ забезпечують подавлення смуги частот, що не використовується (на передаванні) та виділення бічної смуги каналу зі спектра групового сигналу (на прийманні). Структурна схема АСП з ЧРК показана на рис. 1.2.

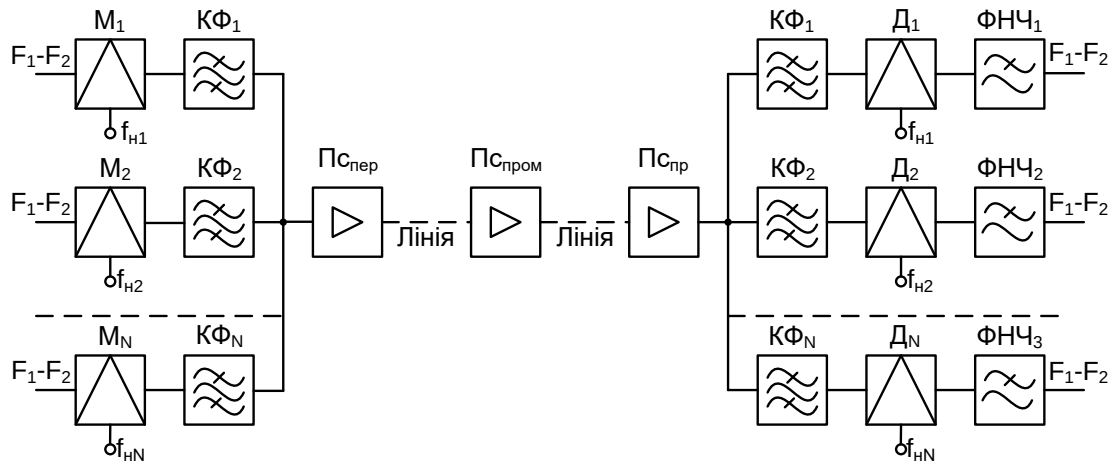


Рисунок 1.2 – Структурна схема АСП

У цій схемі на входи модуляторів кожного з N каналів подаються сигнали з носійними частотами $f_{n1}, f_{n2}, \dots, f_{nN}$. Смугові каналні фільтри $КФ_1, КФ_2, \dots, КФ_N$ виділяють відповідні складові з бічними смугами частот. Смуга пропускання каналного фільтра задає смугу частот даного каналу. Виходи фільтрів кожного каналу об'єднуються, і у спільній точці з'єднання формується багатоканальний (груповий) сигнал, що потрапляє в лінійний тракт.

Широкопasmуговий сигнал, що передається в лінійний тракт необхідно попередньо підсилити, тому що модулятори та СФ послаблюють сигнали у кожному каналі та знижують потужність групового сигналу. Підсилення широкопasmугового сигналу здійснюється підсилювачем передавача, який представлено на схемі рис. 1.2.

На приймальній частині широкопasmуговий сигнал підсилюється за допомогою підсилювача приймача та селектується на каналні сигнали за допомогою фільтрів $КФ_1, \dots, КФ_N$. Смуги пропускання цих фільтрів збігаються зі смугами пропускання відповідних КФ передавальної частини. Селектований

за допомогою фільтра каналний сигнал відновлюється у демодуляторі Д, на виході якого за допомогою фільтра нижніх частот (ФНЧ) формується первинний сигнал. На входи демодуляторів $D_1, \dots, D_N$ подаються синусоїдальні сигнали з носійними частотами $f_{n1}, \dots, f_{nN}$, що забезпечує можливість формування первинних сигналів з односмугових сигналів, які подаються на відповідні входи демодуляторів.

Набір модуляторів, демодуляторів, каналних фільтрів, підсилювачів передавача та приймача і ряду інших засобів, що не вказані на структурній схемі рис. 1.2, утворюють кінцеву апаратуру АСП.

Потужність широкосмугового сигналу, що передається з кінцевої станції лінійним трактом, на приймальній частині знижується, тому що лінія зв'язку вносить згасання, значення якого залежить від довжини лінії, її типу та максимальної частотної складової лінійного спектра АСП. З виходу підсилювача передається каналний сигнал з рівнем p_{nep} , тому на вході кінцевої станції приймання цей рівень знижується і дорівнює [5]

$$p_{np} = p_{nep} - \alpha l, \quad (1.1)$$

де l – довжина лінії передачі;

α – коефіцієнт згасання у лінійному тракті.

Потужність лінійного сигналу на вході кінцевої станції приймання дорівнює

$$P_{np} = 10^{0,1p_{np}} = 10^{0,1p_{nep}} \cdot 10^{-0,1\alpha l}, \quad (1.2)$$

тобто порівняно з потужністю сигналу на передавальній частині, потужність сигналу на вході приймача зменшується у $10^{0,1\alpha l}$ разів. З метою компенсування цього зменшення потужності, можна підвищити на αl дБ підсилення підсилювача передавача, відповідно підвищивши на таке ж значення рівень передавача. При цьому потужність сигналу на виході підсилювача передавача виявляється високою.

Іншим методом компенсації згасання лінійного тракту є застосування одного підсилювача приймача, що встановлюється на вході кінцевої

приймальної частини АСП. При цьому рівень сигналу на вході підсилювача буде нижчим рівня завад, які є присутніми в лінії зв'язку.

Найбільш ефективним рішенням є рівномірне розміщення вздовж лінії передавання проміжних підсилювачів (як на рис. 1.2). Ці підсилювачі встановлюються на підсилювальних станціях і компенсують згасання ділянки лінії зв'язку, що передуює їм. Частина лінії зв'язку між двома сусідніми підсилювальними станціями вважається підсилювальною ділянкою.

Сукупність лінії зв'язку та підсилювальних засобів утворюють лінійний тракт АСП з ЧРК. Підсилювачі передавача та приймача, що розміщені на кінцевих станціях відносяться до лінійного тракту.

В структурі, зображеній на рис. 1.2, підсилювачі передавача та приймача, а також всі інші підсилювачі лінійного тракту вважаються груповими, тому що вони підсилюють широкосмуговий багатоканальний сигнал. У кінцевих станціях частина обладнання є індивідуальною і повторюється стільки раз, скільки каналів забезпечує АСП, а частина засобів є загальними для всіх каналів. Такий принцип побудови АСП називається груповим. Можливий також інший метод, при якому всі пристрої в кінцевих і підсилювальних засобах є індивідуальними. Сучасні АСП з ЧРК функціонують на базі групового методу.

Кількість каналів, утворених за допомогою АСП, визначається спектром частот широкосмугового сигналу, який може бути переданим лінійним трактом. Максимальна частотна складова лінійного спектра АСП визначається типом лінії зв'язку і техніко-економічними показниками. Для АСП на базі повітряних ліній ця частота дорівнює 150 кГц, тому що на вищих частотах великий вплив здійснюють завади, формують радіостанції довгохвильового діапазону.

В АСП на базі симетричного кабелю максимальна частотна складова лінійного спектра обмежена значенням 250 кГц. На вищих частотах суттєво підвищується взаємний вплив між парами кабелю зв'язку. Для порівняно коротких ліній максимальна частотна складова може бути підвищена до 1 МГц,

тому що перехідне згасання між колами зі зменшенням протяжності лінійного тракту підвищується.

В сучасних АСП використовується метод на базі ОБС, при якому вихідний сигнал трансформується з одного частотного діапазону в інший при збереженні абсолютної ширини частотного спектра сигналу. Таке перенесення спектра можна вважати як перетворення частоти. Це перетворення може здійснюватись без інверсії та з інверсією бічних смуг частот. У першому випадку зі спектра АМ-сигналу виділяється верхня бічна смуга частот, при цьому порядок чергування частотних складових перетвореного сигналу співпадає з порядком чергування частотних складових вихідного сигналу. В іншому випадку з АМ-сигналу селекується нижня бічна смуга частот і порядок чергування частотних складових вихідного сигналу змінюється на зворотний, тобто інвертується.

Ці перетворення представлено діаграмою перетворення, показаною на рис. 1.3. На діаграмах частотний спектр вихідного сигналу зображено трикутником, гострий кут якого розміщено зліва. Перетворений без інверсії сигнал характеризується спектром, відображеним таким же трикутником (рис. 1.3, а). Частотний спектр інвертованого сигналу представлено трикутником з гострим кутом справа (рис. 1.3, б). Ці позначення застосовуються в подальшому при побудові діаграм перетворення.

При перетворенні частоти перенесення спектра сигналу можна не виконувати знизу вверху. Можна здійснювати обернене перетворення, при якому спектр даного сигналу переноситься зверху вниз. Як це представлено, на діаграмах рис. 1.4. У випадку, якщо частота носійного сигналу при цьому більша максимальної частотної складової вихідного сигналу, то здійснюється перетворення з інверсією (рис. 1.4, а). У протилежному випадку перетворений сигнал характеризується неінвертованим спектром (рис. 1.4, б).

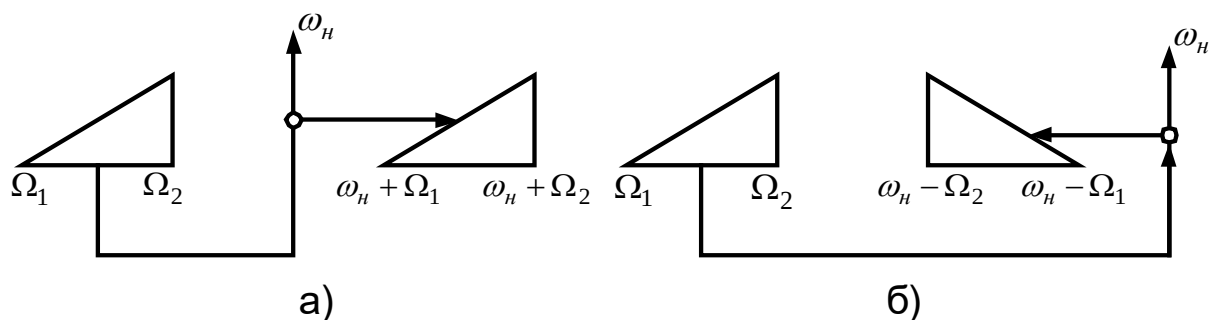


Рисунок 1.3 – Принцип перетворення частоти без інверсії (а) та з інверсією (б) бічної смуги

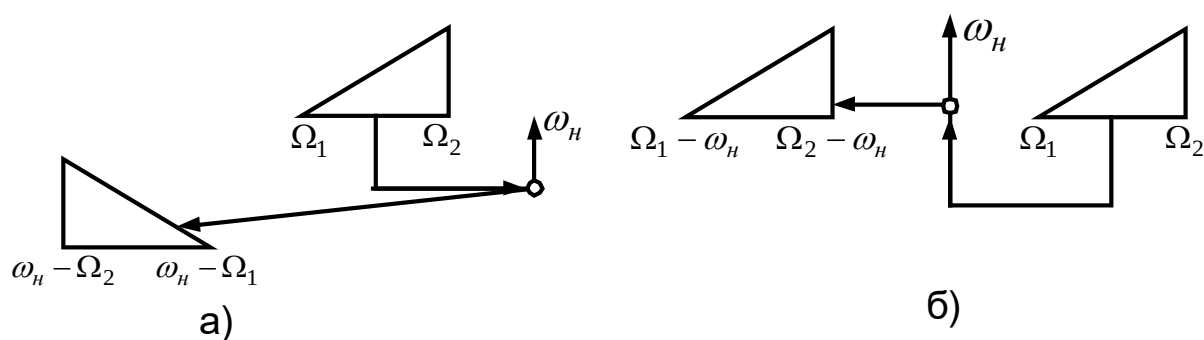


Рисунок 1.4 – Принцип перетворення частоти з перенесенням спектра промодульованого сигналу зверху вниз з інверсією (а) і без інверсії бічної смуги (б)

Метод на базі ОБС потребує подавлення бічної смуги частот за допомогою відповідних смугових фільтрів. На частотах бічної смуги одного каналу, що не використовується, передається бічна смуга частот іншого каналу, причому спектри цих смуг співпадають (рис. 1.5). Якщо бічна смуга частот, що не використовується, буде подавлена недостатньо, то в іншому каналі з'явиться перехідна завада, тобто буде ефект просочування сигналу, що передається першим каналом.

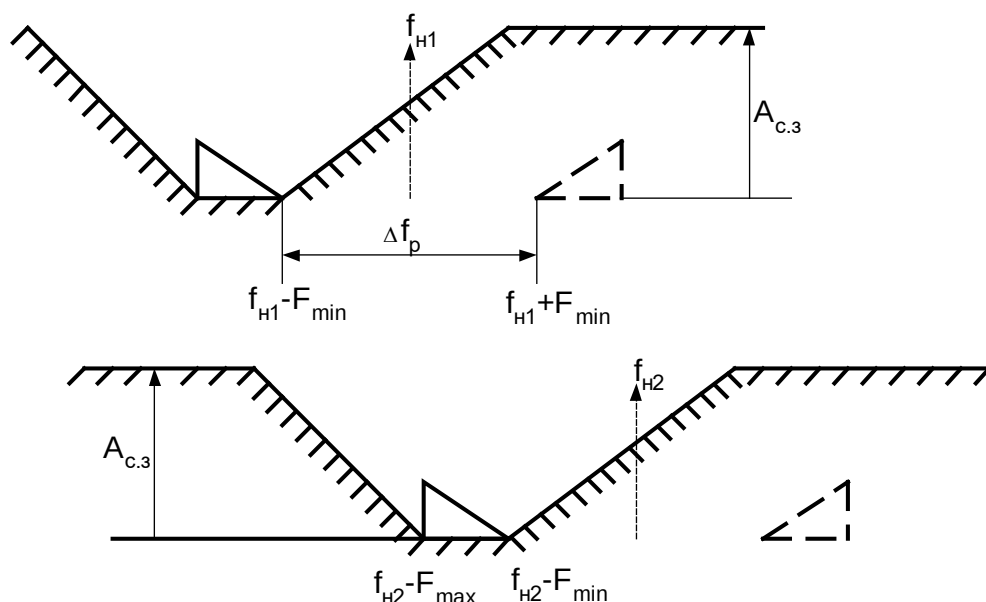


Рисунок 1.5 – Метод визначення необхідного рівня подавлення бічної смуги частот, що не використовується

Перехідні завади практично не впливають на якість систем зв'язку, якщо їх рівень на 60...70 дБ нижче рівня переданого сигналу. Тому рівень згасання фільтрів у смузі затримки $A_{c.з}$ повинен бути на 60...70 дБ вище згасання цього у смузі пропускання $A_{c.п}$, тобто $A_{c.з} - A_{c.п} \geq 60$ дБ. Перехідна ділянка між частотними смугами пропускання та затримки (сму́га розфільтровування) Δf_p невелика (див. рис. 1.5) і не змінюється при підвищенні частоти f_n носійного коливання. Для каналу тональної частоти (ТЧ), наприклад, $\Delta f_p = 0,6$ кГц [3].

Рівень складності фільтрів (число елементів, що використовуються, їх тип і т.і.) залежить від відносної ширини частотної смуги розфільтровування $\Delta f_p / \Delta f_n$, яка зменшується зі збільшенням частоти синусоїдального сигналу носійного коливання. Зі зниженням відносної ширини частотної смуги пропускання розфільтровування потрібно застосовувати складніші та дорожчі фільтри, наприклад, кварцеві. При порівняно великій відносній частотній смузі розфільтровування можна використовувати простіші та дешеві фільтри, що містять конденсатори та котушки індуктивності (LC-фільтри).

При вказаних вимогах до значення $A_{c.з}$ ці фільтри можна застосовувати за

такої умови: $\Delta f_p / \Delta f_n \geq 0,02 \dots 0,025$.

При перетворенні частотного спектра каналу ТЧ ($\Delta F_c = 0,6$ кГц), частота носійного синусоїдального коливання у випадку застосування LC -фільтрів не повинна перевищувати значення 30 кГц. Лінійні частотні спектри сучасних АСП з ЧРК займають значно ширшу смугу робочих частот. Тому для зниження вимог до крутості частотних характеристик згасання каналних фільтрів можна використовувати багатократне перетворення частоти. У цьому випадку каналний сигнал формується з вихідного за допомогою декількох ступенів перетворення. Для прикладу, якщо потрібно перетворити вихідний сигнал у смузі 0,3 ... 3,4 кГц в сигнал з частотним діапазоном 104,6 ... 107,7 кГц, забезпечивши інверсію бічної смуги. Застосовуючи носійну частоту значенням 108 кГц, можна розв'язати цю задачу за допомогою однократного перетворення. Відносна частотна смуга розфільтровування у цьому випадку дорівнює $\Delta f_p / \Delta f_n = 0,0056$, що потребує застосування досить складних і дорогих кварцевих фільтрів. Цю задачу можна розв'язати іншим способом, використовуючи двократне перетворення (рис. 1.6).

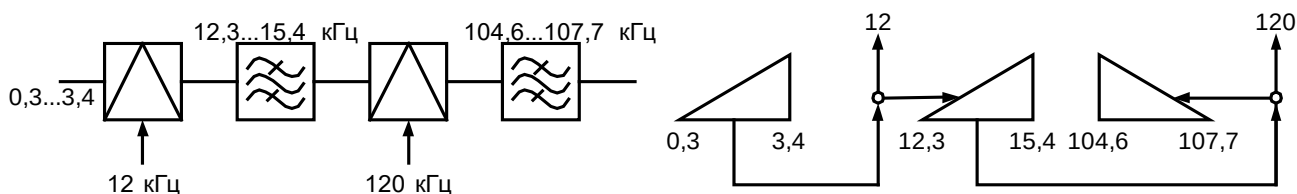


Рисунок 1.6 – Структурна схема та діаграма методу двократного перетворення каналу тональної частоти

У цьому випадку для першого ступеня перетворення застосовується сигнал носійної частоти $f_{n1} = 12$ кГц і виділяється верхня частотна бічна смуга 12,3...15,4 кГц, а на другому ступені – сигнал носійної частоти $f_{n2} = 120$ кГц. Відносна частотна смуга розфільтровування на першому ступені перетворення дорівнює $\Delta f_p / \Delta f_{n1} = 0,6 / 12 = 0,05$, що дозволяє використовувати смуговий LC -фільтр. На другому ступені мінімальна частотна складова сигналу, що

перетворюється, дорівнює 12,3 кГц. Звідси відносна частотна смуга розфільтровування на цьому ступені дорівнює $\Delta f_p / \Delta f_{n2} = 2 \cdot 12,3 / 120 = 0,205$, що також дозволяє використовувати простий LC-фільтр.

Застосування багатократного перетворення частоти дозволяє знизити вимоги до крутості згасання каналних фільтрів, але одночасно призводить до збільшення загальної кількості різнотипних фільтрів. Це можна розглянути на прикладі формування лінійного частотного спектра 92,6...139,7 кГц 12-канальної АСП, інвертованого відносно вихідного частотного спектра. Такий частотний спектр може бути сформований однократним перетворенням 12 вихідних сигналів з застосуванням синусоїдальних сигналів носійних частот 96, 100, 104, ..., 140 кГц. Розрахунок відносної частотної смуги розфільтровування ($\Delta f_p / \Delta f_n < 0,0065$) показує, що у кожному каналі слід використовувати кварцеві фільтри, причому частотні смуги пропускання цих фільтрів є різними. У розглянутому випадку необхідно застосовувати 12 різнотипних і складних фільтрів [4].

Застосування багатократного та групового перетворення частоти і пов'язана з цим можливість уніфікації засобів кінцевої апаратури дозволяють створити єдине типове каналотвірне обладнання, що придатне для різних АСП з ЧРК. Це забезпечується створенням стандартних груп каналів, на базі яких будуються АСП.

Основою стандартної групи каналів вважається первинна група (ПГ), що містить 12 стандартних каналів ТЧ і займає частотний спектр 60...108 кГц (точніше, 60,6 ... 107,7 кГц) згідно рекомендацій МСЕ. Бічні частотні смуги кожного каналу інвертовані відносно спектра вихідного сигналу. Номери каналів у частотному спектрі ПГ вводяться зверху вниз, тобто перший канал займає смугу 104,6 ... 107,6 кГц, другий – 100,6 ... 103,7 кГц і т.і.

Формування ПГ здійснюється різними методами і в основному визначається типом каналних фільтрів. При використанні високодобротних кварцевих або електромеханічних фільтрів первинну групу формують за допомогою однократного перетворення частоти згідно з рис. 1.7. На входи

індивідуальних перетворювачів частоти подаються носійні синусоїдальні сигнали з частотами $f_{nk} = 108 - 4(k-1)$ кГц, де k – номер каналу. Канальні фільтри виділяють нижні бічні смуги частот перетворених сигналів, що забезпечує інверсію бічних смуг. На приймальній частині аналогічні канальні фільтри селектують частоту смугу відповідного каналу, яка перетворюється в вихідний сигнал. Наприклад, частотна смуга третього каналу 96,6 ... 99,7 кГц потрапляє на вхід демодулятора, де взаємодіє з сигналом носійною частотою 100 кГц. Фільтр нижніх частот, увімкнений на виході демодулятора, формує частотну смугу 0,3 ... 3,4 кГц, а другу частотну бічну 196,6 ... 199,7 кГц подавлює [6].

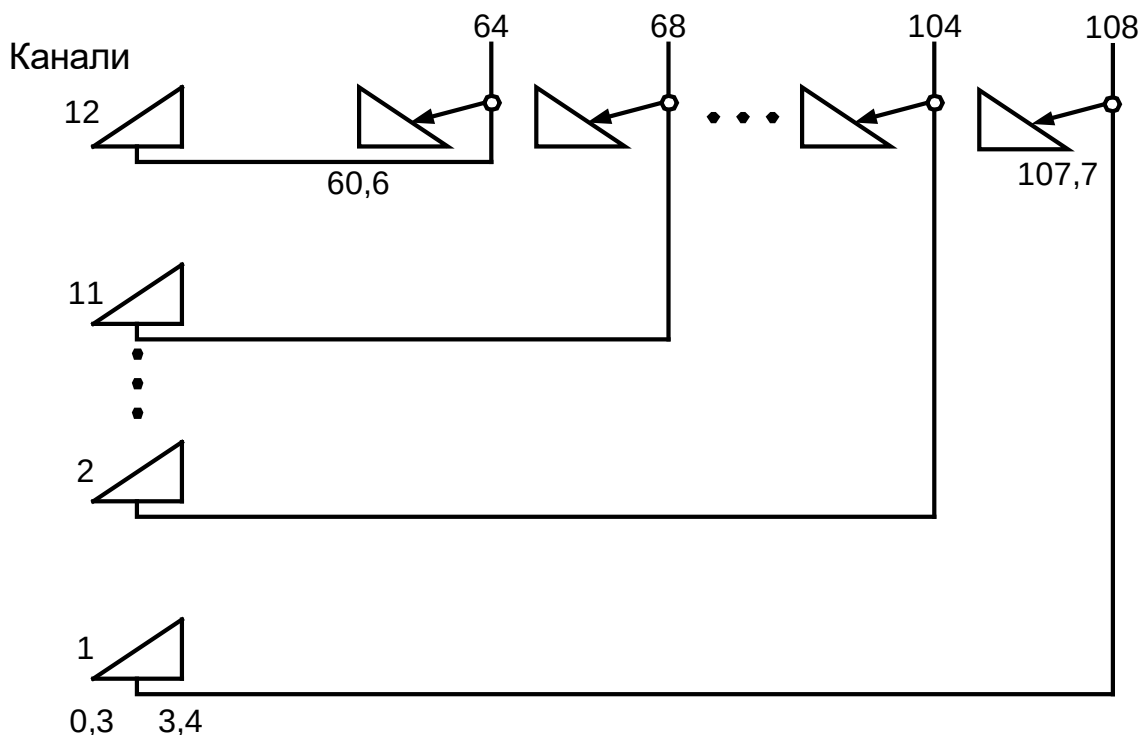


Рисунок 1.7 – Частотні діаграми формування каналів первинної групи на базі застосування високодобротних канальних фільтрів

Структурна схема формування каналів первинної групи, яка застосовується в тракті приймання, представлена на рис. 1.8.

Перевагою вказаного методу формування каналів ПГ є мінімальне число перетворювачів частоти у тракті формування кожного каналу. Кожен

перетворювач частоти вважається джерелом завад і спотворень, тому зменшення їх числа підвищує якість зв'язку у каналі. При цьому число різномісних фільтрів дорівнює числу каналів у ПГ, а сама реалізація фільтра вважається дорогою через їх складність. Тому в цілому даний метод виявляється неефективним.

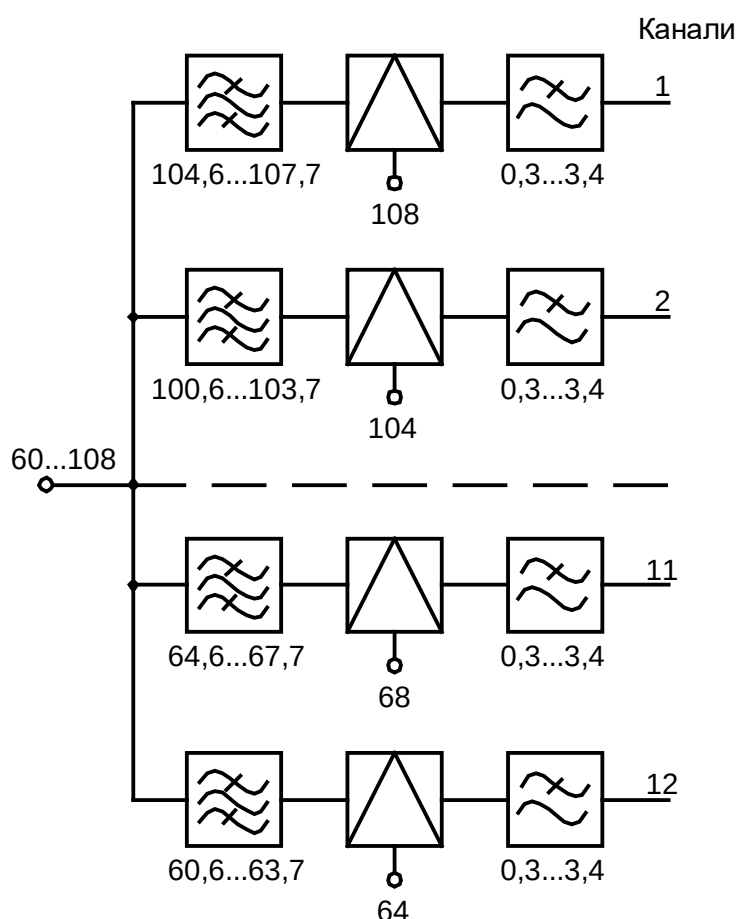


Рисунок 1.8 – Структурна електрична схема засобів формування каналів первинної групи

З метою уніфікації найбільш складних каналних фільтрів можна при формуванні каналів ПГ використовувати принцип двократного перетворення частоти. При цьому частота першого перетворення обирається залежно від типу каналного фільтра, який використовується. Наприклад, в деяких типах АСП використовуються електромеханічні каналні фільтри, які найпростіше реалізуються на частотах до 200 кГц. Тому в такій апаратурі використовується

ПГ, утворена на базі двох ступенів перетворення. На першому ступені у всіх 12 каналах застосовується сигнал носійної частоти 200 кГц. Електромеханічний фільтр кожного каналу формує верхню бічну смугу перетвореного сигналу 200,3 ... 203,4 кГц. На другому ступені перетворення використовуються нескладні *LC*-фільтри з різними значеннями смуг пропускання залежно від номера каналу у ПГ. Структурна електрична схема, що відповідає цьому методу формування ПГ, наведена на рис. 1.9. Там же представлена частотна діаграма перетворень. В структурі на рис. 1.9 використовується лише один тип найбільш складного каналного фільтра, що знижує вартість засобів для формування каналів ПГ порівняно з першим методом.

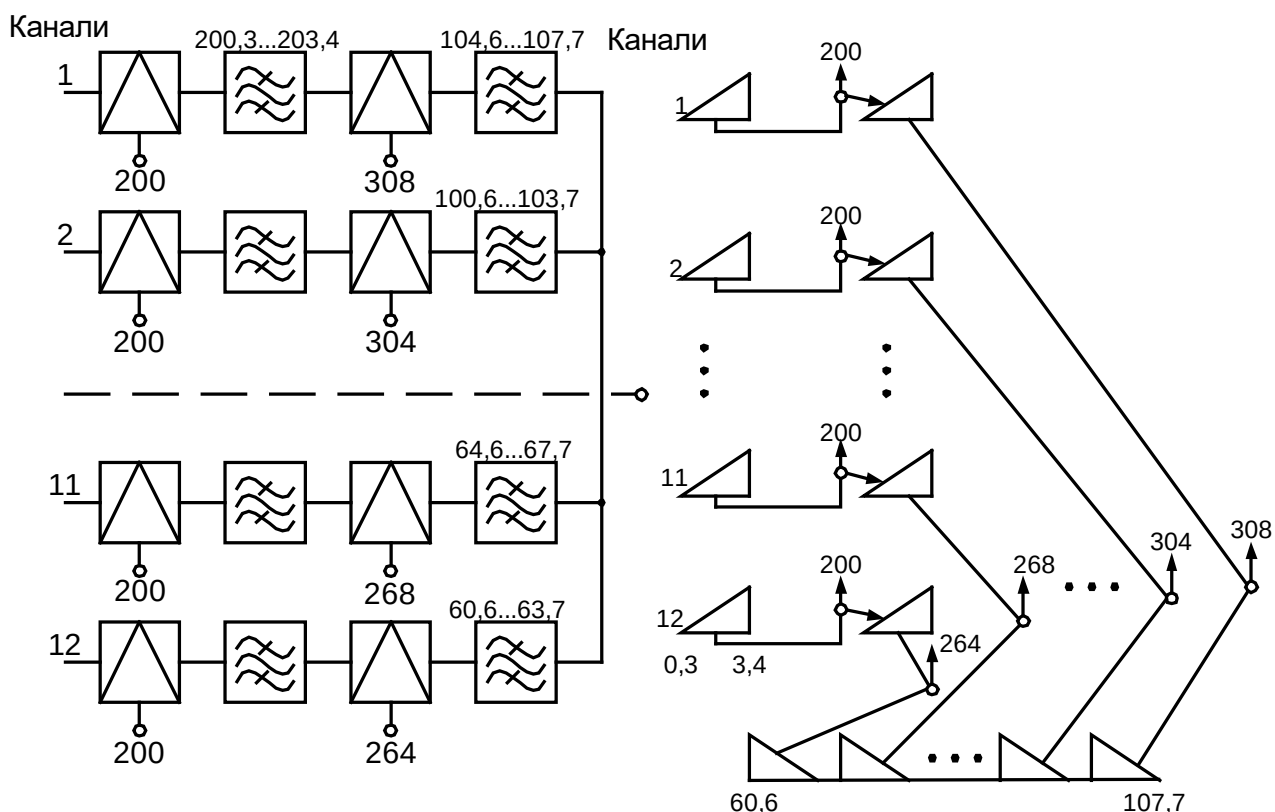


Рисунок 1.9 – Структурна схема та частотні діаграми формування каналів ПГ на базі використання принципу двократного перетворення частоти

Для компенсації згасання, що вноситься лінійним трактом, потрібно рівномірно розмішувати вздовж лінії зв'язку підсилювальні засоби. Чим рідше встановлюються такі засоби, тим ефективнішою виявляється АСП, тому що капітальні витрати на побудову лінійної магістралі та експлуатаційні затрати

знижуються, що в кінцевому результаті призводить до зменшення вартості одного канало-кілометра. При цьому збільшується довжина підсилювальної ділянки та знижується рівень приймання на вході підсилювального засобу. Відповідно підвищується вплив завад, тобто знижується якість зв'язку. Тому при плануванні розміщення підсилювальних станцій необхідно шукати компромісний варіант, при якому забезпечуються необхідна економічність АСП та якість зв'язку.

В процесі передавання лінійним трактом груповий сигнал піддається спотворенням, які тим вищі, чим більша протяжність лінії зв'язку. Для зниження цих спотворень недостатньо вмикати коректувальні засоби тільки на приймальній частині, тому що при значній дальності зв'язку переданий сигнал, що потрапляє на вхід приймальної частини, виявляється настільки спотвореним, що відновити його форму вже неможливо. Тому коригування спотворень здійснюється як правило, не лише на кінцевій, але й на підсилювальних станціях. При цьому знижуються спотворення, що створюються одною підсилювальною ділянкою, яка має відносно малу довжину. У цьому випадку відповідні коректувальні засоби можуть бути порівняно простими.

Однією з важливих переваг АСП з ЧРК є порівняно невелика частка вартості обладнання лінійного тракту у загальній вартості системи. Ширина лінійного частотного спектра АСП з ЧРК мінімальна у порівняно з іншими системами.

Системи з ЧРК характеризуються суттєвими недоліками, з яких найважливішими є: велике число фільтрів в обладнанні кінцевих станцій, що суттєво підвищує вартість апаратури цих засобів; значні нелінійні перешкоди у каналах, які обумовлені нелінійними спотвореннями сигналу у груповому та лінійному трактах; ефект накопичення завад на виході каналу від кожної підсилювальної ділянки, що обмежує максимальну дальність зв'язку. Ці і деякі інші недоліки АСП стимулювали інтенсивну розробку цифрових СП, які на усіх телекомунікаційних мережах зараз успішно витіснили аналогові СП.

2 РОЗРОБКА ІКМ-ДЕКОДЕРА ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ПОПЕРЕДНЬОЇ ПЕРВИННОЇ ГРУПИ З ПРОГРАМНОЮ РЕАЛІЗАЦІЄЮ ЕКСПАНДЕРА

2.1 Розробка структури ІКМ-декодера

З метою уніфікації багатоканальних телекомунікаційних систем число джерел повідомлень (каналів) визначається числом еквівалентних телефонних сигналів, що можуть бути передані системою передачі. Широкопasmовий сигнал попередньої первинної групи АСП входить три телефонних канали [7].

Телефонний канал нормується таким чином, щоб ним можна було передати за необхідністю цифрові сигнали даних, телеметрії, сигнали сигналізації та керування.

Вхідними широкопasmовими сигналами для розроблюваного декодера є попередня первинна група (ППГ) сигналів АСП, подана у цифровій формі. Пік-фактор сигналу ППГ АСП дорівнює 6 [8]. Смуга частот, яку займає сигнал ППГ дорівнює 12,3 – 23,4 кГц. Розрахуємо ширину смуги за виразом:

$$\Delta f = f_B - f_H; \quad (2.1)$$

де f_B – верхня максимальна частота сигналу;

f_H – нижня мінімальна частота сигналу.

Підставивши у (2.1) числові значення отримаємо:

$$\Delta f = 23,4 - 12,3 = 11,1 \text{ (кГц)}.$$

Динамічний діапазон сигналу ППГ АСП дорівнює 120 разів [6]. Розрахуємо це значення в дБ за формулою:

$$D = 20 \cdot \log(d); \quad (2.2)$$

де d – динамічний діапазон, представлений у разях.

Підставивши у (2.2) числові значення, отримаємо:

$$D = 20 \cdot \log(120) = 41,58 \approx 42 \text{ (дБ)}.$$

Необхідно визначити частоту дискретизації, для широкосмугових сигналів попередньої первинної групи АСП. Для широкосмугових та вузькосмугових сигналів ця частота визначається різними способами. Тому спочатку перевіримо цей сигнал на широкосмуговість [5]:

$$\frac{f_B}{f_H} \geq 2, \quad (2.3)$$

де f_B - верхнє максимальне значення смуги пропускання ($f_B = 23,4 \text{ кГц}$);

f_H - нижнє мінімальне значення смуги пропускання ($f_H = 12,3 \text{ кГц}$).

Підставивши числові значення у формулу (2.3), отримаємо наступне значення:

$$\frac{f_B}{f_H} = \frac{23,4}{12,3} \approx 1,9.$$

Отже, співвідношення $\frac{f_B}{f_H} \geq 2$ не виконується, тому заданий сигнал є вузькосмуговим. Тому частоту дискретизації такого сигналу необхідно визначати за виразом [8]:

$$\frac{2 \cdot f_B}{j+1} \leq f_d < \frac{2 \cdot f_H}{j}. \quad (2.3)$$

Коефіцієнт j розраховується згідно виразу:

$$j = \left[1; \text{ent} \left(\frac{f_H}{\Delta f} \right) \right], \quad (2.4)$$

де ent – є найближче ціле число.

Підставивши у (2.4) значення нижньої частоти та ширини смуги частот, отримаємо:

$$j = \text{ent} \left(\frac{12,3 \cdot 10^3}{11,1 \cdot 10^3} \right) = 1.$$

Таким чином, за виразом (2.3):

$$\frac{2 \cdot 23,4 \cdot 10^3}{1+1} \leq f_d < \frac{2 \cdot 12,3 \cdot 10^3}{1}.$$

Таким чином, частота дискретизації повинна лежати у смузі від 23,4 кГц до 24,6 кГц. Тому оберемо її на рівні 24 кГц.

Наступним кроком є розрахунок розрядності ІКМ-кодера без використання компресії [7]:

$$n_k = \frac{D + 10 \cdot \log(m+1) + 17}{6}. \quad (2.5)$$

Підставивши у вираз (2.5) дані, отримаємо:

$$n_k = \frac{42 + 10 + 17}{6} = 11,5 \approx 12.$$

Сигнали з динамічним діапазоном 40дБ і вище доцільно компресувати. Компресором є пристрій з нелінійною амплітудною характеристикою, тому при обробленні ним динамічний діапазон сигналу зжимається. На приймальній частині сигнал також проходить через пристрій з нелінійною амплітудною характеристикою, який компенсує дію компресора та відтворює сигнал. Такий пристрій називають еспандером.

Обераємо 16-сегментне компресування згідно А-закону, тому що він використовується на території Західної Європи. Таким чином, використання цього виду компресії при подальшому проектуванні буде оптимальним з точки зору його суміщенням з існуючим обладнанням [8].

Враховуючи це, розрахуємо розрядність ІКМ-кодера:

$$n = \frac{D - 4,8 + 20 \cdot \lg(k)}{6}, \quad (2.6)$$

де D – динамічний діапазон вхідного сигналу;

k – пік-фактор вхідного сигналу.

Підставивши у формулу (2.6) числові дані, отримаємо:

$$n = \frac{42 - 4,8 + 20 \cdot \lg(6)}{6} = 7,92.$$

У кодері число розрядів не може бути дробовим, тому обираємо кількість розрядів $n=8$.

Наступним кроком розрахунку є визначення мінімальної величини захищеності від спотворень квантування:

$$A_{\text{кв. min}} \approx 6n - (16 \dots 17) - 10 \lg(E + 1), \quad (2.7)$$

де E - число переприймань сигналу.

Число переприймань визначається відповідно до кількості регенеративних пунктів в системі. Тому, виходячи з виразу (2.7), маємо:

$$A_{\text{кв. min}} = 6 \cdot 8 - 16 - 10 \lg(1 + 1) = 34,99 \approx 35 \text{ (дБ)}.$$

Відповідно до цього, максимальне значення захищеності на 3 дБ перевищує мінімальне:

$$A_{\text{кв. max}} = 35 + 3 = 38 \text{ (дБ)}.$$

Захищеність при рівні $p = -36$ дБ на 2 дБ перевищує мінімальну межу:

$$A_{\text{кв. 0}} = A_{\text{кв. min}} + 2 = 35 + 2 = 37 \text{ (дБ)}.$$

Отже, кількість розрядності до компресії становить 12, а після компресора дорівнює 8. Отже, компресія суттєво знизила швидкість цифрового потоку на вході ІКМ-кодера сигналів.

Для декодування широкосмугового сигналу потрібно з ним провести такі перетворення: послідовного коду в паралельний код; відновлення динамічного діапазону сигналу; відновлення з цифрової послідовності аналогового сигналу; розділення отриманого групового сигналу на каналні сигнали; подавлення ВЧ-завад.

Слід зазначити, що для ефективного виконання цих перетворень необхідно використовувати відповідне генераторне обладнання. Блок циклової синхронізації (ЦС) виділяє з групового сигналу сигнал тактової частоти та подає його на генератор тактових імпульсів (ГТІ). ГТІ в свою чергу формує сигнали відповідної частоти та подає їх на перетворювач коду та експандер.

Структурна схема декодера представлена на рис. 2.1.

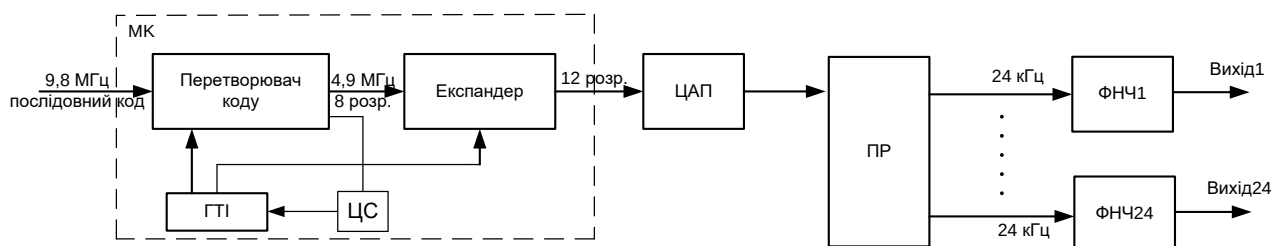


Рисунок 2.1- Структурна схема ІКМ-декодера групових сигналів АСП

У даній структурі для перетворення послідовного коду в паралельний код використовується регістр зсуву, з виходу якого цифровий сигнал потрапляє на експандер, за допомогою якого проводиться збільшення його розрядності. З виходу експандера цифровий сигнал надходить на входи цифроаналогового перетворювача (ЦАП). ЦАП виконує перетворення вхідного цифрового коду в аналоговий сигнал, який розділяється на каналні сигнали. Ці сигнали надходять на фільтр нижніх частот (ФНЧ), який подавляє високочастотні паразитні складові спектра сигналу, що виникають при перетвореннях.

2.2 Розробка принципової схеми ІКМ-декодера

З метою підвищення швидкодії та надійності, а також спрощення обслуговування та експлуатації таких пристроїв доцільно об'єднати перетворювач коду, експандер та ГТІ у єдиний функціональний блок. Цей блок

реалізуємо на базі мікроконтролера (МК). В табл. 2.1 наведено основні технічні параметри різних мікросхем МК [10].

Таблиця 2.1 – Основні технічні параметри мікросхем МК

Тип мікросхеми МК	ATmega644	DSP56F80	TMS320C6416T
Розмір Flash пам'яті (кБ)	64	128	1024
Число портів I/O	4	14	8
Швидкодія, (MIPS)	20	40	8000
Напруга живлення, (В)	1,8-5,5	1,8-5,5	2,7-6,0
Розрядність АЦП	10	-	24

Для розв'язання цієї задачі потрібно вибрати мікроконтролер, що має не менш, ніж 5 незалежних портів введення/виведення (по 8 розрядів на кожен порт). Оберемо сигнальний мікроконтролер типу TMS320C6414T. Цей мікроконтролер має високу швидкодію та достатнє число портів введення/виведення.

Перетворювач коду буде реалізовано програмним методом. Хоча цифровий код 1В2В є квазітрійковим, тобто інформаційний символ кодується двома відліками різної полярності, для відновлення вхідної цифрової послідовності достатньо аналізувати лише один з відліків. Напруга імпульсу додатної полярності дорівнює +3В, що сприймається МК як високий логічний рівень «1», тобто узгоджувач рівнів сигналів у схемі не знадобиться. Вхідна послідовність буде аналізуватися з частотою вдвічі меншою, ніж частота лінійного сигналу. Це робиться для того, щоб аналізувати лише перший відлік, та не аналізувати другий.

Експандер також буде реалізований програмно. До постійного запам'ятовувального пристрою (ПЗП) МК буде занесено дані (табл. 2.2). Кожна кодова послідовність буде порівнюватися із значеннями кодів у лівому

стовпчику, а на вихід МК буде подаватися відповідний до вхідної комбінації код з правого стовпчику.

Стискання цифрового ІКМ-сигналу згідно А-закону описується наступним виразом [9]:

$$F(x) = \text{sgn}(x) \begin{cases} \frac{A|x|}{1 + \ln(A)}, & |x| < \frac{1}{A}; \\ \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln(A)}, & \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1. \end{cases}$$

де x - вхідне цифрове значення (В);

A - параметр компресії (для Західної Європи прийнято $A=37,7$, а для інших країн $A=37,6$).

Відновлення стиснутого за А-законом цифрового сигналу описується виразом [9]:

$$F^{-1}(y) = \text{sgn}(y) \begin{cases} \frac{|y|(1 + \ln(A))}{A}, & |y| < \frac{1}{1 + \ln(A)}; \\ \frac{\exp(|y|(1 + \ln(A)) - 1)}{A}, & \frac{1}{1 + \ln(A)} \leq |y| \leq 1. \end{cases}$$

де y - вхідне цифрове значення (В).

Таблиця 2.2 – Вхідні та вихідні послідовності експандера

Вхідна кодова послідовність	Вихідна кодова послідовність
1	2
000 0000	0000 0000 0000
000 0001	0000 0001 0000
000 0010	0000 0010 0000
000 0011	0000 0011 0000
000 0100	0000 0100 0000
000 0101	0000 0101 0000
000 0110	0000 0110 0000
000 0111	0000 0111 0000
000 1000	0000 1000 0000
000 1001	0000 1001 0000
000 1010	0000 1010 0000
000 1011	0000 1011 0000
000 1100	0000 1100 0000
000 1101	0000 1101 0000
000 1110	0000 1110 0000
000 1111	0000 1111 0000
001 0000	0001 0000 0000
001 0001	0001 0010 0000
001 0010	0001 0100 0000
001 0011	0001 0110 0000
001 0100	0001 1000 0000
001 0101	0001 1010 0000
001 0110	0001 1100 0000
001 0111	0001 1110 0000
001 1000	0001 1000 0000
001 1001	0001 1010 0000
001 1010	0001 1100 0000
001 1011	0001 1100 0000
001 1100	0001 1000 0000
001 1101	0001 1010 0000
001 1110	0001 1100 0000
001 1111	0001 1110 0000
010 0000	0010 0000 0000
010 0001	0010 0010 0000
010 0010	0010 0100 0000
010 0011	0010 0110 0000
010 0100	0010 1000 0000
010 0101	0010 1010 0000
010 0110	0010 1100 0000
010 0111	0010 1110 0000
010 1000	0011 0000 0000
010 1001	0011 0010 0000
010 1010	0011 0100 0000
010 1011	0011 0110 0000
010 1100	0011 1000 0000
010 1101	0011 1010 0000
010 1110	0011 1110 0000
010 1111	0011 1110 0000

Продовження таблиці 2.2

1	2
011 0000	0010 0000 0000
011 0001	0100 1000 0000
011 0010	0101 0000 0000
011 0011	0101 1000 0000
011 0100	0110 0000 0000
011 0101	0110 1000 0000
011 0110	0111 0000 0000
011 0111	0111 1000 0000
011 1000	0110 0000 0000
011 1001	0110 0000 0000
011 1010	0110 0100 0000
011 1011	0110 1000 0000
011 1100	0111 0000 0000
011 1101	0111 0100 0000
011 1110	0111 1000 0000
011 1111	0111 1100 0000

Мікросхема МК в своєму складі містить: таймери-лічильники, за допомогою яких можна формувати сигнали тактових частот для інших блоків телекомунікаційної системи. Це дає змогу забезпечити синхронну та синфазну роботу усіх блоків телекомунікаційної системи. Водночас це дозволяє організувати циклову синхронізацію.

Від’ємні значення сигналу записуються в аналогічній формі, що і в табл. 2.2 з відмінністю лише в тому, що старший розряд в ній набуде значення 1.

Мікросхема МК має кінцеву швидкодію, тому на перетворення двійкового коду, відновлення компресованої цифрової кодової послідовності та генерування сигналів тактових частот для інших вузлів необхідно певний час. Розрахуємо цю часову затримку:

$$\tau_{\text{МК}} = \frac{I}{\text{MIPS}};$$

де I - число машинних циклів, які необхідно для виконання всіх операцій;

MIPS – максимальне число простих операцій, що може мікросхема МК виконати за 1 секунду.

Для перетворення цифрового послідовного коду в паралельний необхідно 8 машинних циклів, а для порівняння цієї послідовності з таблицею даних, що записані у ПЗП та для виведення відповідної кодової комбінації на вхід ЦАП необхідно ще до 130 тактів. Окрім того, мікросхема МК буде виконувати ще й «службові» команди, такі як організація циклів, затримок та ін. До того ж бажано мати деякий запас за швидкодією. Тому число машинних тактів, що необхідно для оброблення одного канального інтервалу дорівнює 800 тактів. Відповідно затримка дорівнює:

$$\tau_{\text{МК}} = \frac{800}{8 \cdot 10^9} = 1 \cdot 10^{-7}.$$

Час оброблення одного канального інтервалу у мікросхемі МК повинен бути не більше тривалості канального інтервалу, яка дорівнює 1,64 мкс. Отже, обрана мікросхема МК задовольняє вимогам швидкодії.

Мікросхема ЦАП для даної розробки декодера повинна бути 12-ти розрядною та спроможною функціонувати на частоті 4,9 МГц. Розрахуємо максимальний час встановлення сигналу на виході ЦАП:

$$\tau_{\text{ЦАП}} = \frac{1}{F_T};$$

Підставивши числові значення у вираз, отримаємо:

$$\tau_{\text{ЦАП}} = \frac{1}{4,9 \cdot 10^6} = 2 \cdot 10^{-7} (\text{с}).$$

Існує багато мікросхем ЦАП, що задовольняють цим вимогам. В табл. 2.3 наведені технічні параметри деяких з них [11].

Таблиця 2.3 – Електричні параметри мікросхем ЦАП

Тип мікросхеми ЦАП	AD7520	AD7521	ADDAC80N-CBI-V
Число двійкових розрядів	12	12	12
Час встановлення, (нс)	100	50	100
Напруга живлення, (В)	+5÷+15	+5 ÷ +15	±12
Вхідний опір, (кОм)	10	10	10

З наведених вище зразків обирається мікросхема ЦАП фірми Analog Devices типу ADDAC80N-CBI-V у зв'язку з тим, що вона задовольняє поставленим технічним умовам.

Розроблюваний ФНЧ буде активним, тобто коефіцієнт передачі такого ФНЧ буде більшим за одиницю. Для цього в схему ФНЧ необхідно ввести активний елемент. Активним елементом обираємо операційний підсилювач, тому що це спростить розробку та покращить параметри схеми, порівняно з активним ФНЧ на базі транзисторів.

Основними параметрами ФНЧ є крутість спаду частотної характеристики в зоні зрізання та лінійність частотної характеристики в зоні пропускання. Чим вищий порядок фільтру, тим ближча його характеристика до ідеальної. Водночас збільшення порядку призводить до ускладнення апаратної реалізації. Тому обираємо мінімально необхідний порядок фільтра. Для фільтрів типу Чебишева мінімально необхідний порядок фільтра можна розрахувати за виразом [12]:

$$G = \frac{a \cos \sqrt{(10^{a_2/10} - 1) / (10^{a_1/10} - 1)}}{a \cos(F_{зр} / F_{гр})}; \quad (2.8)$$

де a_1 - максимально допустимий рівень згасання у смузі пропускання;

a_2 - мінімально допустимий рівень згасання у смузі затримки;

$F_{зр}$ - частота зрізання;

$F_{гр}$ - гранична частота перехідної характеристики.

Розроблюваному ФНЧ необов'язково мати високі технічні характеристики, тому обираємо $a_1 = 3$ дБ; $a_2 = 10$ дБ; $F_{ГР} = 35 \cdot 10^3$ (Гц).

Підставивши числові значення у (2.8), отримаємо:

$$G = \frac{a \cos \sqrt{(10^{10/10} - 1) / (10^{3/10} - 1)}}{a \cos(23,4 \cdot 10^3 / 35 \cdot 10^3)} = 1,8.$$

Порядок фільтра не може бути дробовим числом, тому обираємо $G=2$.

Розроблюваний ФНЧ зображено на рис. 2.2.

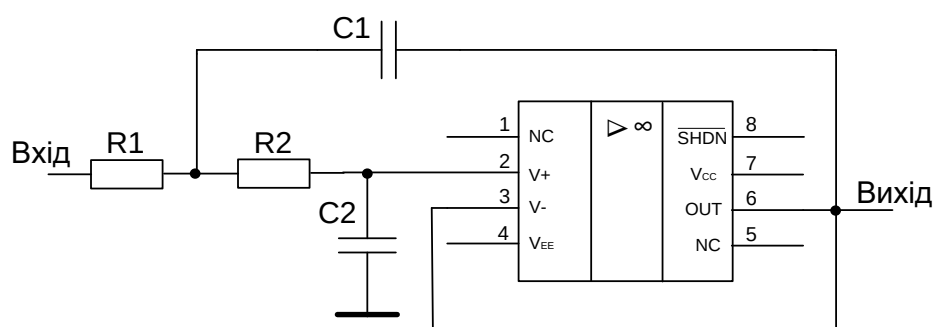


Рисунок 2.2 – Схема активного ФНЧ другого порядку

Для порівняння в табл. 2.4 наведемо основні параметри декількох мікросхем операційних підсилювачів.

Таблиця 2.4 – Основні параметри мікросхем ОП різних типів

Тип мікросхеми ОП	MAX4223	AD8099ARD	LMH6733
Вхідний опір, МОм	0,7	10,0	0,2
Частота одиничного підсилення, МГц	1000	700	870
Напруга живлення, В	12,0	5,0	12,0
Струм живлення, мА	350	150	170
Час встановлення сигналу, нс	8,0	18,0	10,0
Коефіцієнт нелінійних спотворень, дБ	-65	-84	-63
Швидкість наростання сигналу, В/мкс	1700	1350	1900

Обираємо як активний елемент фільтра мікросхему типу MAX4223. Це є швидкодіючий, високочастотний ОП з малим споживанням.

Номінал ємності C_2 розраховується за формулою [10]:

$$C_2 = \frac{10^{-5}}{F_{зр}}; \quad (2.9)$$

Підставивши числові значення у (2.9), отримаємо наступне:

$$C_2 = \frac{10^{-5}}{23,4 \cdot 10^3} = 4,2 \cdot 10^{-10} (\Phi).$$

Отже, обираємо конденсатор типу K10-23 – 470 пФ $\times 16V \pm 5\%$ [12].

Номінал ємності конденсатор C_1 розраховується за формулою [10]:

$$C_1 = \frac{[B^2 + 4L(K - 1)]C_2}{4L}; \quad (2.10)$$

де K - коефіцієнт підсилення ФНЧ;

B та L - довідникові дані з таблиць ($B=1,42$; $L=1,51$).

Підставивши числові значення у (2.10), отримаємо:

$$C_1 = \frac{[1,42^2 + 4 \cdot 1,51 \cdot (1 - 1)] \cdot 4,2 \cdot 10^{-10}}{4 \cdot 1,51} = 1,4 \cdot 10^{-10} (\Phi).$$

Отже, оберемо конденсатор типу K10-23 – 150 пФ $\times 16V \pm 5\%$ [12]

Опір резистора R_1 розраховується за формулою [11]:

$$R_1 = \frac{2}{[BC_2 + \sqrt{(B^2 + 4L(K - 1))C_2^2 - 4LC_1C_2}] \omega_{зр}} \quad (2.11)$$

де $\omega_{зр}$ - гранична частота зрізання.

Гранична частота розраховується за формулою:

$$\omega_{зр} = 2 \cdot \pi \cdot F_{зр}.$$

Підставивши числові значення у цей вираз, отримаємо:

$$\omega_{зр} = 2 \cdot 3,14 \cdot 23,4 \cdot 10^3 = 1,47 \cdot 10^5 (\text{рад/с}).$$

Підставивши числові значення у (2.11), отримаємо:

$$R_1 = \frac{2}{[1,42 \cdot 1,3 \cdot 10^{-12} + \sqrt{(1,42^2 + 4 \cdot 1,51(1-1)) \cdot 4,2 \cdot 10^{-20} - 4 \cdot 1,51 \cdot 4,2 \cdot 10^{-10} \cdot 1,4 \cdot 10^{-10}}] \cdot 4,5 \cdot 10^7} \cdot$$

$$= 2,2 \cdot 10^4$$

Отже, оберемо конденсатор типу С2-10 – 22 кОм × 0,125Вт ± 5% [12].

Опір резистора R_2 розраховується за формулою [1]:

$$R_2 = \frac{1}{LC_1 C_2 \omega_{3p}^2 R_2} \quad (2.12)$$

Підставивши числові значення у (2.12), отримаємо:

$$R_2 = \frac{1}{1,51 \cdot 4,6 \cdot 10^{-13} \cdot 1,3 \cdot 10^{-12} \cdot 1,47 \cdot 10^5 \cdot 2,2 \cdot 10^4} = 2,2 \cdot 10^4.$$

Отже оберемо конденсатор типу С2-10 – 22 кОм × 0,125Вт ± 5% [12].

Розроблюваний ФНЧ має достатню крутість характеристики, допустиму нелінійність АЧХ у зоні пропускання та не послаблює вхідний сигнал. Тому можна зробити висновок, що розроблюваний ФНЧ задовольняє всім вимогам.

В якості пристрою розділення (ПР) обираємо демультимплексор, який буде у відповідні проміжки часу під'єднувати груповий сигнал до одного з ФНЧ. В табл. 2.5 наведені параметри різних мікросхем аналогових ключів.

Таблиця 2.5 – Основні параметри мікросхем демультимплексорів

Тип мікросхеми демультимплексора	MAX4501	DG413	ADG732
Кількість каналів	1,0	4,0	32,0
Паразитна ємність, (пФ)	8,0	35,0	5,0
Затримка, (нс)	10,0	12,0	1,0
Максимальна частота, (МГц)	20	6,8	13,0
Напруга живлення, В	5,0	5,0	5,0
Струм живлення, мА	1,0	2,0	1,0

З наведених вище варіантів обирається мікросхема демультимплексора фірми Analog Devices типу ADG732 у зв'язку з тим, що вона задовольняє поставленим вимогам щодо швидкодії та має достатнє число каналів.

Струм споживання мікросхеми МК може сильно відрізнятись залежно від того, які завдання вона виконує та які периферійні вузли при цьому задіяні. Тому для подальших розрахунків оберемо усереднене значення струму споживання мікросхеми 500 мА.

Дані для проведення подальших розрахунків декодера наведено в табл. 2.6.

Таблиця 2.6 – Напруга та струм живлення обраних мікросхем декодера

Тип мікросхеми	ADG732	TMS320C6414T	ADDAC80N-CBI-V	MAX4223
$U_{\text{жив}}, \text{В}$	5,0	5,0	$\pm 12,0$	12,0
$I_{\text{жив}}, \text{мА}$	1,0	500,0	5,0	350,0

Таким чином, проводиться розрахунок потужності кожного компонента за наступним виразом:

$$P = U_{\text{ж}} \cdot I_{\text{ж}}. \quad (2.13)$$

Отже, за виразом (2.13) для регістра типу TMS320C6414T потужність становить:

$$P_1 = 5 \cdot 0,5 = 2,5 \text{ (Вт)}.$$

За тим же виразом потужність для ЦАП типу ADDAC80N-CBI-V становить:

$$P_2 = 12 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 0,06 \text{ (Вт)}.$$

Аналогічним чином розраховується потужність для мікросхеми ОП типу MAX4223:

$$P_3 = 12 \cdot 350 \cdot 10^{-3} = 4,2 \text{ (Вт)}.$$

Аналогічним чином розраховується потужність для мікросхеми ОП типу ADG732:

$$P_4 = 5 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 0,05 \text{ (Вт)}.$$

Сумарна потужність декодера розраховується за таким виразом:

$$P_{\Sigma} = P_1 + P_2 + P_3 + P_4. \quad (2.14)$$

Підставивши числові значення у формулу (2.14), отримаємо:

$$P_{\Sigma} = 2,5 + 0,06 + 4,2 + 0,05 \approx 6,6 \text{ (Вт)}.$$

Таким чином, проаналізувавши отримані вище розрахунки, можна стверджувати, що розрахована потужність декодера є допустимою для телекомунікаційної системи. Це означає, що декодер придатний до використання в ній.

Для нормального функціонування декодера необхідно, щоб сумарний час затримки всіх його цифрових компонентів був меншим за тривалість одного такту роботи. Тобто, повинно виконуватись таке співвідношення:

$$\tau_{з.цап} + \tau_{з.мк} \leq \tau_{імпІКМ}, \quad (2.15)$$

де $\tau_{імпІКМ}$ – тривалість формування ІКМ-сигналу.

Ця тривалість дорівнює половині періоду цифрового сигналу, тобто розраховується за таким виразом:

$$\tau_{імпІКМ} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{4,9 \cdot 10^6}. \quad (2.16)$$

Таким чином, розраховуємо:

$$\tau_{імпАІМ} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{4,9 \cdot 10^6} = 4 \cdot 10^{-7} \text{ (с)}.$$

Використовуючи довідникові дані, можна записати, що $\tau_{з.цап} = 2 \text{ нс}$, $\tau_{з.mux} = 1 \text{ нс}$, попередньо було розраховано, що $\tau_{з.мк} = 1 \text{ нс}$.

Тобто, за виразом (2.16):

$$1 \cdot 10^{-7} + 2 \cdot 10^{-7} + 1 \cdot 10^{-7} = 4 \cdot 10^{-7} \text{ (с)}.$$

Отже, за отриманими результатами можна зробити висновок, затримка оброблення не перевищує задане граничного значення.

2.3 Комп'ютерне моделювання ІКМ-декодера широкосмугових сигналів ППГ

Моделювання оброблення цифрового сигналу ІКМ-декодером буде проводитись в моделювальному пакеті PROTEUS 7 PROFESSIONAL. Вибір програмного пакету обумовлений тим, що це один з небагатьох програмних пакетів, що дозволяє моделювати схеми в складі яких містяться мікроконтролери. Також перевагою цього пакету над іншими є досить зручний інтерфейс та повний комплекс необхідних для моделювання електрорадіоелементів.

Програма PROTEUS 7 PROFESSIONAL висуває невисокі вимоги до параметрів комп'ютера. Процесор має бути типу Pentium IV, або новіші процесори, також потрібно 512 МБ вільного місця на жорсткому диску. Операційну систему слід використовувати типу Windows XP та обсяг 256 МБ оперативної пам'яті.

Для того, щоб провести моделювання необхідно побудувати моделювальну схему декодера відповідно до схеми електричної принципової. Для моделювання схеми також необхідне джерело сигналу, параметри якого відповідали б параметрам сигналу у лінійному тракті системи. Для цього додамо до схеми джерело синусоїдального сигналу, аналого-цифровий перетворювач (АЦП) та мікросхему яка буде перетворювати цифровий паралельний код з виходу АЦП у послідовний код, та перетворювати його у квазітрійковий код 1В2В.

Отже, досліджувана моделювальна схема ІКМ-декодера, що враховує наведені вище вимоги, наведена на рис. 2.3.

Елементи виділені пунктирною лінією присутні на схемі лише для того, щоб імітувати сигнали у лінійному тракті.

Схема функціонує наступним чином. Джерело синусоїдальних коливань під'єднано до входу АЦП мікроконтролера U3. Сигнал цифрується, стискається згідно А-закону та відповідно до отриманої кодової послідовності генерується

команда, що подається до мультиплексора U4. Мультиплексор, в свою чергу, підключає до свого виходу джерело постійної напруги значенням $+3\text{ В}$, або джерело постійної напруги значенням -3 В . Таким чином, формується квазітрійкова цифрова послідовність, що потрапляє на вхід декодера.

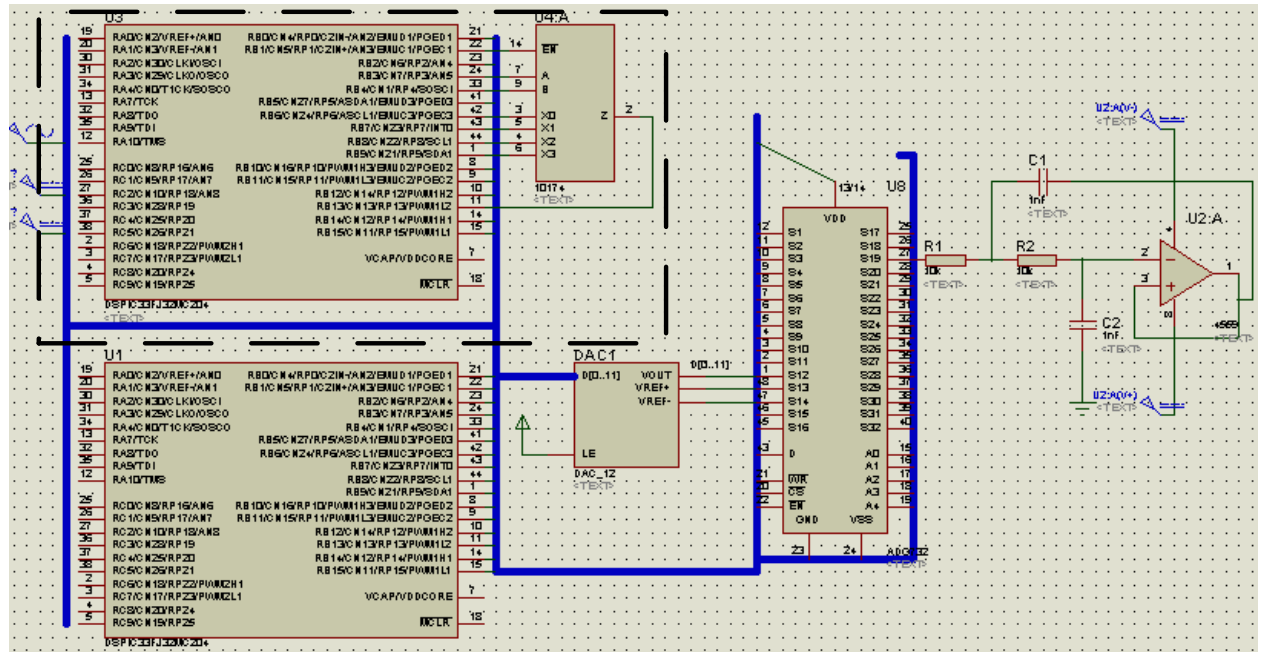


Рисунок 2.3 – Моделювальна схема ІКМ-декодера

Осцилограма квазітрійкового сигналу, що надходить на вхід декодера показана на рис. 2.4.

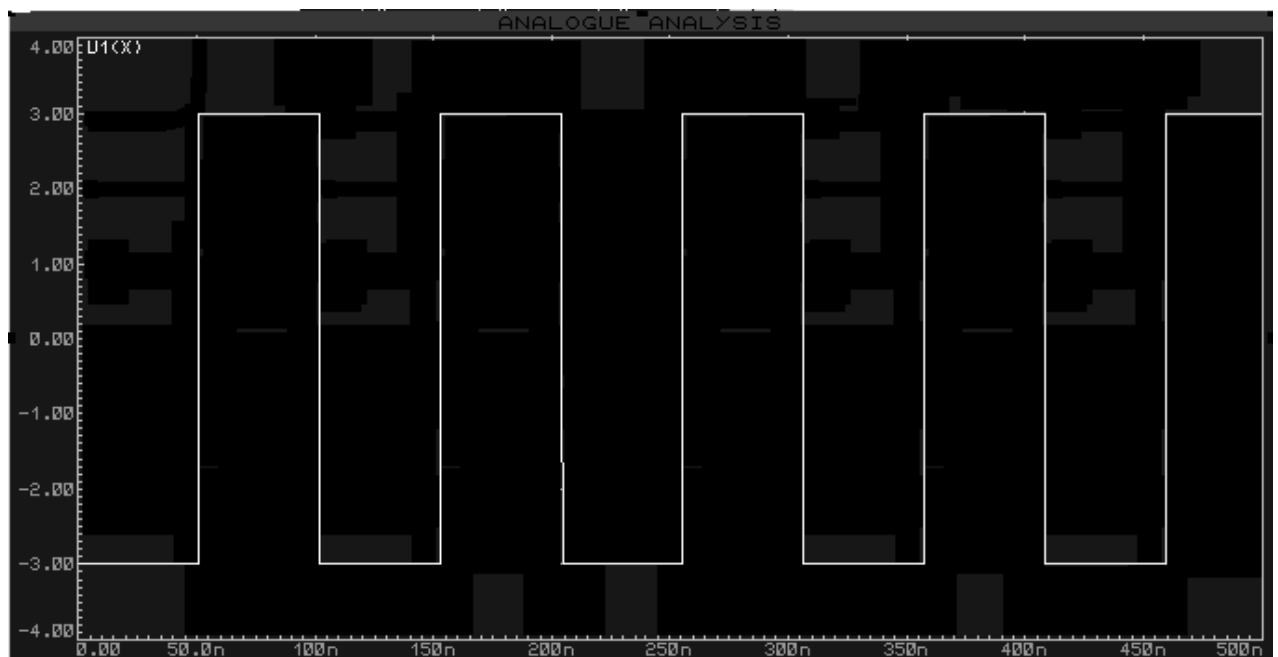


Рисунок 2.4 – Осцилограма цифрового квазітрійкового сигналу

Як видно з осцилограми (рис. 2.4), тривалість імпульсів дорівнює 102 нс, що відповідає розрахованим даним.

Осцилограма вихідного сигналу ЦАП показана на рис. 2.5.

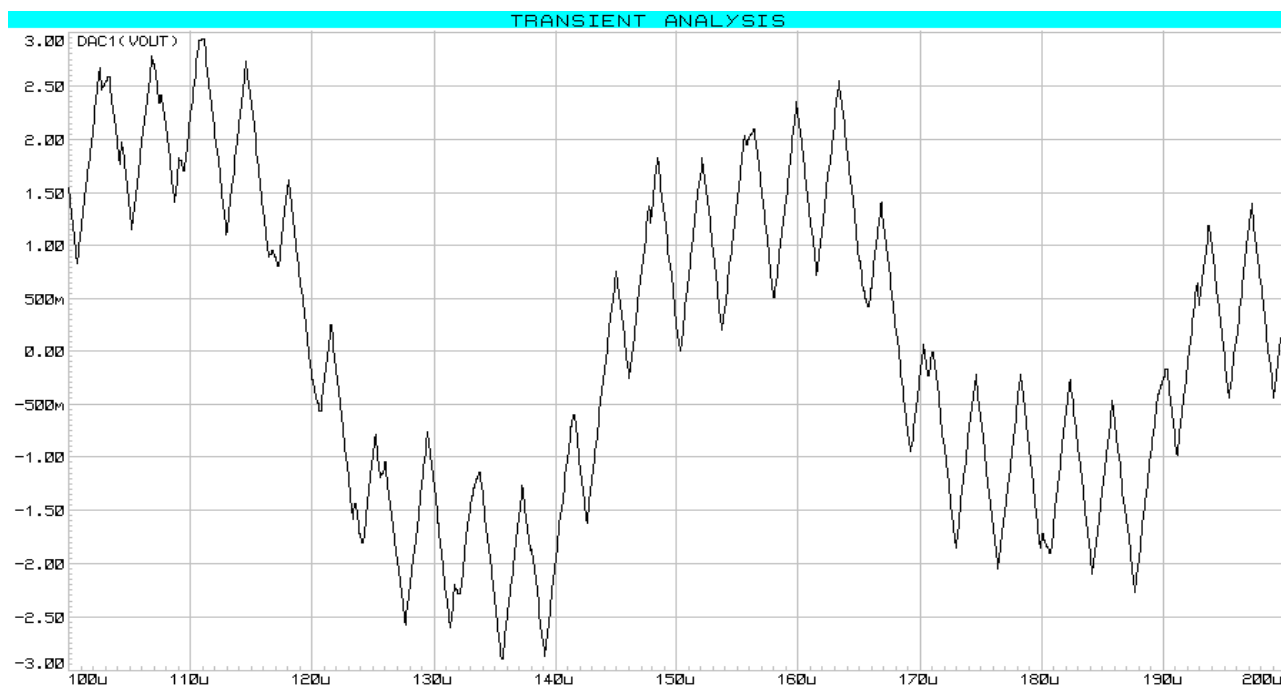


Рисунок 2.5 – Осцилограма вихідного сигналу ЦАП

Осцилограма вихідного сигналу мультиплексора показана на рис. 2.6.

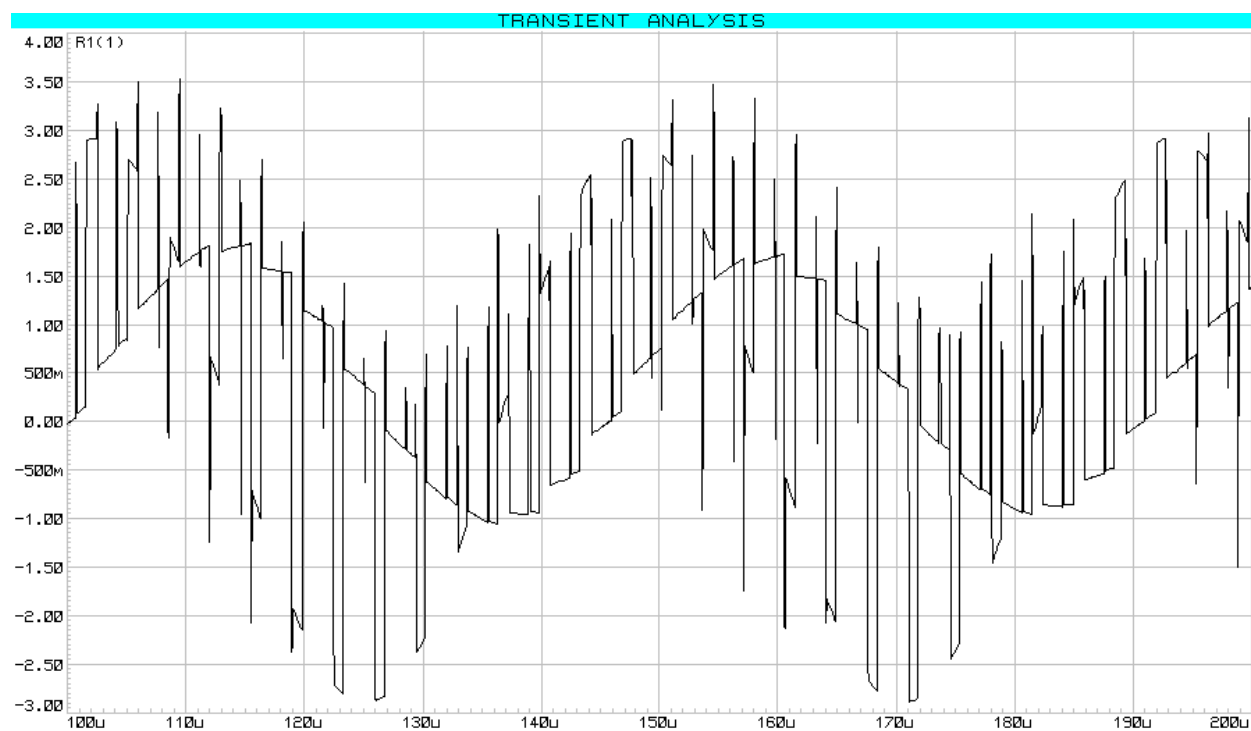


Рисунок 2.6 – Осцилограма вихідного сигналу пристрою розділення

На рис. 2.6 можна побачити, що вихідний сигнал мультиплексора не відповідає вхідному. Амплітуди та частоти сигналів збігаються, але форма є дещо спотвореною.

На виході ФНЧ (рис. 2.7) спостерігаємо відновлений вхідний сигнал, що свідчить про роботоздатність розробленої схеми.

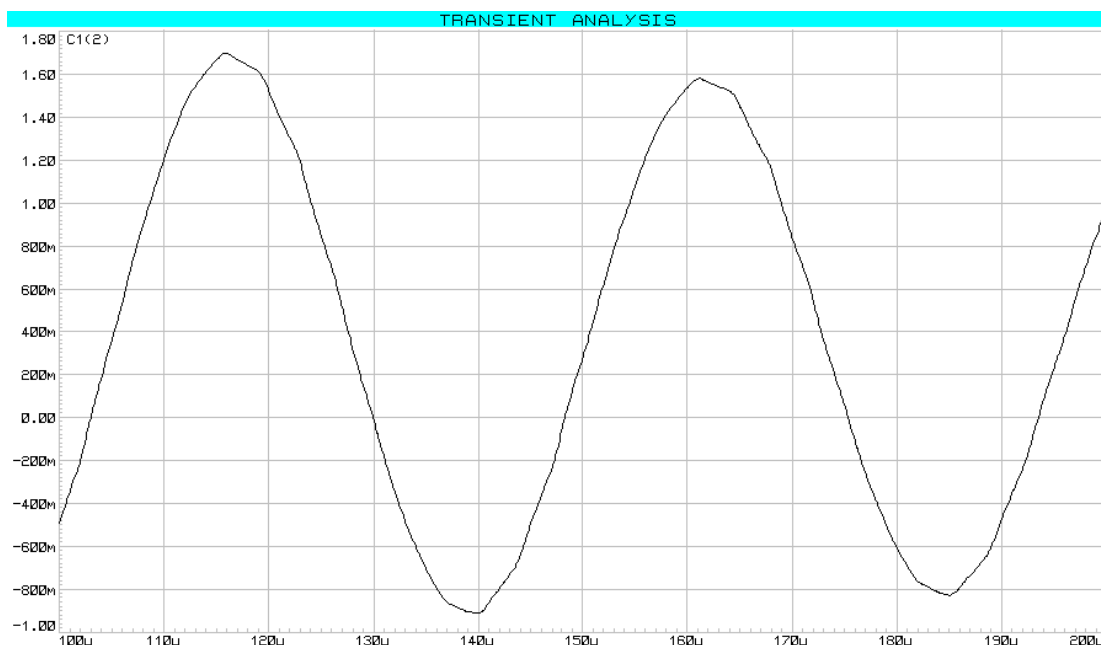


Рисунок 2.7 – Осцилограма вихідного сигналу ФНЧ

Спектр вихідного сигналу ФНЧ наведено на рис. 2.8.

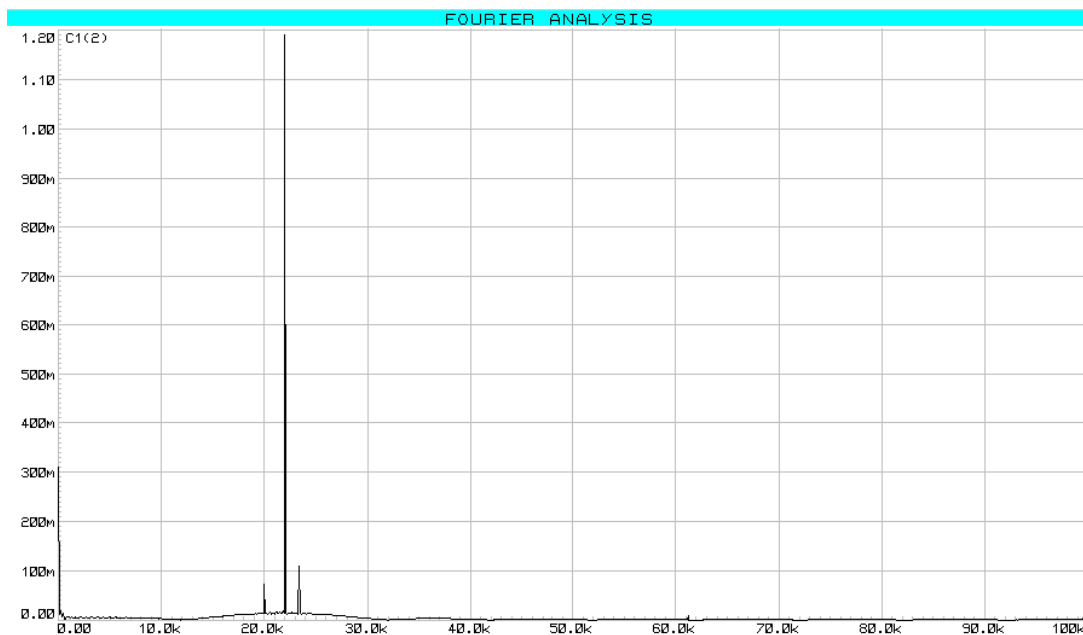


Рисунок 2.8 – Спектр вихідного сигналу ФНЧ

Динамічний діапазон пристрою розрахуємо за виразом:

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}. \quad (2.17)$$

Підставивши у (2.17) числові дані, отримаємо:

$$D = \frac{1200}{100} = 120 \text{ (разів)}.$$

Виконаємо розрахунок коефіцієнта нелінійних спотворень та коефіцієнта гармонік. Коефіцієнт нелінійних спотворень визначається за виразом:

$$K_{\text{НС}} = \frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2} \cdot 100, \quad (2.18)$$

де U_1 - значення амплітуди основної гармоніки;

$U_2 \dots U_n$ - значення амплітуд паразитних гармонік.

Підставивши у (2.18) числові значення, отримаємо:

$$K_{\text{НС}} = \frac{100^2 + 70^2}{1200^2} \cdot 100 = 1 (\%).$$

Отже, паразитні складові спектра вносять 1% спотворень. В технічних вимогах до телекомунікаційних систем зазначено, що коефіцієнт гармонік повинен бути меншим ніж два відсотки, отже розроблений декодер задовольняє висунутим вимогам.

З РОЗРОБКА ДІКМ-ДЕКОДЕРА ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ТРЕТИННОЇ ГРУПИ З ПРОГРАМНОЮ РЕАЛІЗАЦІЄЮ ЕКСПАНДЕРА

3.1 Розробка структури ДІКМ-декодера

Типовим широкосмуговим сигналом є третинний груповий сигнал. Пік-фактор широкосмугового сигналу третинної групи АСП визначається як відношення максимальної потужності до середньої потужності за наступною формулою [13]:

$$k = \frac{P_{\max}}{P_{\text{сеп}}}, \quad (3.1)$$

де $P_{\max}$ – максимальна потужність сигналу в точці з нульовим вимірювальним рівнем;

$P_{\text{сеп}}$ – середня потужність сигналу в точці з нульовим вимірювальним рівнем.

Підставивши числові значення у (3.1), отримаємо $k \approx 7$ разів.

Третинна група АСП має 300 каналів тональної частоти (КТЧ). Діапазон частот широкосмугового сигналу третинної групи становить 812,6 кГц - 2043,7кГц. Пропускна здатність третинної групи АСП визначається за формулою Шенона, враховуючи, що для широкосмугового сигналу третинної групи: $P_{\text{сеп}}=9600$ мкВт, $P_{\text{ш}}=80$ мкВт, маємо [13]:

$$C = \Delta F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{сеп}}}{P_{\text{ш}}} \right), \quad (3.2)$$

де ΔF – смуга частот сигналу третинної групи.

Підставивши відповідні значення у (3.2), отримаємо пропускну здатність третинної групи АСП, яка дорівнює 8,5 Мбіт/с [14].

Динамічний діапазон визначається як відношення максимальної напруги амплітудної характеристики до мінімальної напруги:

$$D = \frac{U_{nop}}{U_{min}}. \quad (3.3)$$

Згідно з (3.3), номінальний динамічний діапазон дорівнює 120 разів або 41,5 дБ. Коефіцієнт гармонік для широкосмугового сигналу третинної групи сягає значення 1,5%. Кореляційна функція - 0,93.

Для розробки структурної схеми ДІКМ-декодера потрібно визначити його основні параметри. Спочатку потрібно визначати вузькосмуговий чи широкосмуговий сигнал. Вираз для вузькосмугового сигналу буде мати вигляд [11]:

$$\frac{f_g}{f_n} < 2, \quad (3.4)$$

де f_g – верхня частота спектра сигналу;

f_n – нижня частота спектра сигналу.

Підставивши значення частот у (3.4), які відповідають сигналу третинної групи, отримаємо:

$$\frac{2043,7}{812,6} = 2,51.$$

Відношення перевищує значення два рази у (3.4), тому сигнал третинної групи є широкосмуговим. Вибір частоти дискретизації здійснюється за теоремою відліків [6]. Для широкосмугових сигналів третинної групи АСП, максимальна частота спектра дорівнює $f_g = 2043,7$ кГц. Частота дискретизації згідно теореми відліків дорівнює [6]:

$$f_{\bar{a}} = (2,2..2,5) \cdot f_{\bar{a}}. \quad (3.5)$$

Підставивши значення максимальної частоти спектра широкосмугових сигналів третинної групи в (3.5), отримаємо:

$$f_o = 2,446 \cdot 2043,7 \cdot 10^3 = 5 \text{ (МГц)}.$$

Число рівнів квантування ДІКМ визначається за такою формулою [8]:

$$D = \frac{3 \cdot N^2}{k^2 \cdot 2 \cdot (1 - R(\tau))}, \quad (3.6)$$

де k – пік-фактор сигналу;

$R(\tau)$ – кореляційна функція сигналу;

D – динамічний діапазон сигналу.

З (3.6) визначимо число рівнів квантування:

$$N = \sqrt{\frac{D \cdot k^2 \cdot 2 \cdot (1 - R(\tau))}{3}}. \quad (3.7)$$

Підставивши дані для широкосмугових сигналів, отримаємо:

$$N = \sqrt{\frac{120 \cdot 7^2 \cdot 2 \cdot (1 - 0,93)}{3}} = 16,56.$$

Розрядність ДІКМ визначається за виразом [7]:

$$m = \text{ent}[\log_2 N] + 1, \quad (3.8)$$

де ent – більше ціле число.

Згідно (3.8), отримаємо, що розрядність ДІКМ-декодера дорівнює:

$$m = \text{ent}[\log_2 16,56] + 1 = 5.$$

Значення тактової частоти ДІКМ-сигналу визначається як добуток розрядності ДІКМ-декодера на значення частоти дискретизації:

$$f_m = m \cdot f_o. \quad (3.9)$$

Підставивши числові значення у (3.9), отримаємо:

$$f_m = 5 \cdot 5 \cdot 10^6 = 25 \text{ (МГц)}.$$

Швидкість зміни амплітуди широкосмугових сигналів третинної групи є високою, тому в ДІКМ-кодері буде використана компресія сигналів. В роботі буде використовуватись компресія з 16-сегментною характеристикою на базі А-закону компресії. При цьому динамічний діапазон сигналу поділяються на 16 сегментів по 8 для кожної полярності. В межах кожного сегменту характеристики крок квантування є незмінний [7].

Мінімальне значення захищеності від спотворень, що обумовлені квантуванням при нерівномірному квантуванні у діапазоні рівнів $0 > \delta > -36$ дБ, розраховується так [5]:

$$A_{\text{кв. min}} \approx 6 \cdot m - (16..17) - 10 \cdot \lg(n + 1), \quad (3.10)$$

де n – кількість переприймань.

Підставивши значення у (3.10), отримаємо:

$$A_{\text{кв. min}} \approx 6 \cdot 6 - 16 - 10 \cdot \lg(1 + 1) \approx 17 \text{ (дБ)}.$$

Максимальне значення захищеності у цьому ж діапазоні буде на 3 дБ вищим, ніж мінімальне значення захищеності та дорівнюватиме $A_{\text{кв. max}} = A_{\text{кв. min}} + 3 = 17 + 3 = 20 \text{ (дБ)}$. Захищеність при $\delta = -36$ дБ на 2 дБ вище а за мінімальне значення та дорівнює $A_{\text{кв. 0}} = A_{\text{кв. max}} + 2 = 17 + 2 = 19 \text{ (дБ)}$. У діапазоні $-36 \text{ дБ} > \delta > \infty$ квантування є рівномірним і значення захищеності від спотворень квантування зменшується на 1 дБ при зниженні рівня сигналу на

таке ж значення. Графік зміни рівня захищеності сигналу від зміни його значення подано на рис. 3.1.

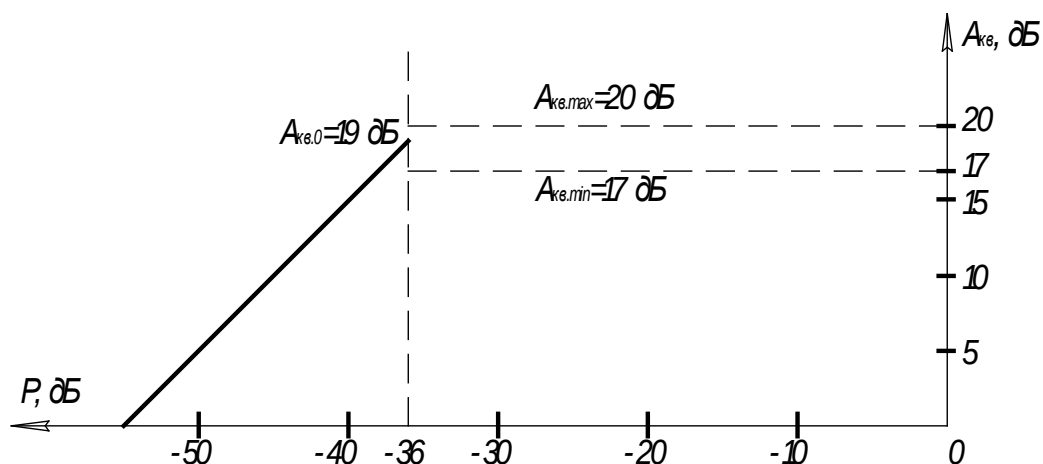


Рисунок 3.1 – Графік залежності захищеності сигналу від зміни його значення

ДІКМ-декодер телекомунікаційної системи призначений для перетворення 5-розрядного цифрового коду в сигнал на базі АІМ-2. Для цього випадку обирається структура ДІКМ-декодера, яка подана на рис. 3.2. ДІКМ-декодер широкосмугових сигналів третинної групи АСП містить такі блоки:

- цифровий суматор (ЦС);
- цифровий регістр (РГ);
- цифровий експандер (ЦЕ);
- малорозрядний цифроаналоговий перетворювач (МЦАП);
- фільтр нижніх частот (ФНЧ).

На вході цифрового суматора формується ДІКМ-сигнал, виділений із лінійного сигналу, прийнятого з лінійного тракту. Тактова частота цього цифрового сигналу буде дорівнювати 510 МГц. З виходу цифрового суматора сигнал з такою ж частотою подається на вхід ЦЕ. На виході ЦЕ з'являється відновлений 5-розрядний цифровий сигнал, який подається на вхід ЦАП. На виході ЦАП буде формуватись АІМ-сигнал із частотою 5 МГц, який подається на вхід ФНЧ. На виході ФНЧ буде сформовано сигнал, має смугу робочих частот від 0 до 2043,7 МГц.

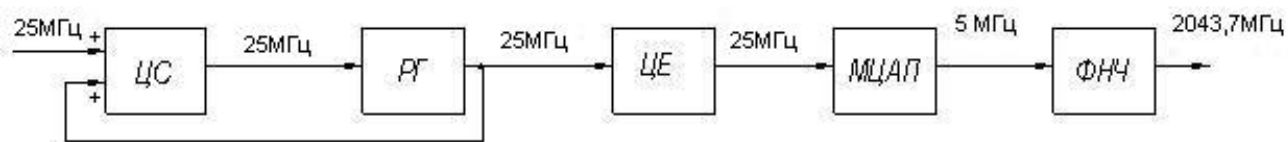


Рисунок 3.2 – Структура ДІКМ-декодера

У даній схемі, вхідний цифровий сигнал проходить через ЦС. Потім він подається на РГ, де накопичується послідовний 5-розрядний код. З виходів РГ паралельний код надходить на ЦЕ, у якому виконується цифрове декомпресування вхідного 5-розрядного коду. З виходу ЦЕ двійковий 5-розрядний декомпресований сигнал подається на вхід МЦАП. Також з виходу РГ сигнал подається на інший вхід ЦС, у якому відбувається додавання двох сусідніх кодових груп. МАЦП здійснює перетворення паралельного 5-розрядного коду в сигнал на базі АІМ-2. ФНЧ призначений для подавлення всіх шумових високочастотних складових. Таким чином, на виході ФНЧ формується аналоговий сигнал.

3.2 Розробка принципової електричної схеми ДІКМ-декодера широкосмугових сигналів

Основні початкові дані для розрахунку та вибору елементної бази ДІКМ-декодера беруться з підрозділу 3.1.

При виборі елементної бази ДІКМ-декодера потрібно враховувати такі параметри компонентів, як максимальна робоча частота, час затримки сигналів та споживана потужність. Усі ці параметри повинні задовільняти технічним вимогам та розрахованим даним. Таким чином, час затримки ДІКМ-декодера повинен бути меншим періоду дискретизації широкосмугового сигналу третинної групи АСП 200 нс.

Потужність споживання ДІКМ-декодера не повинна бути високою, тому що стає економічно не вигідно використовувати такий декодер, при наявності малопотужних декодерів.

Вхідним пристроєм ДІКМ-декодера є цифровий суматор, який повинен додавати два цифрових сигнали порозрядно. Для цього використовується мікросхема однорозрядного повного суматора серії К555 типу К555ІМ2. Параметри цієї мікросхеми:

- струм споживання – 1,2 мА;
- напруга на виході, В – 0,5;
- час затримки – 9,5 нс;
- споживана потужність до 6 мВт;
- тип логіки – на базі ТТЛ.

Виходи цифрового суматора з'єднано з входами регістра, який повинен мати швидкодію, що відповідає тактовій частоті вхідного сигналу. Також цей регістр повинен бути 6-розрядний з мінімальним часом встановлення. Технічні параметри регістрів різних типів подано в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Основні технічні параметри регістрів

Тип мікросхеми регістра	АМ25S07	К531ІР18	К155ІР13
Число розрядів, N	6	6	8
Час встановлення, нс	3,0	17,0	38,0
Напруга живлення, В	5,2	5,0	5,0
Струм споживання, мА	90,0	140,0	110,0

За усіма параметрами, вказаними в табл. 3.1 найбільше підходить регістр зсуву типу АМ25S07 з такими параметрами:

- струм споживання – 90,0 мА;
- напруга споживання – 5,2 В;
- вихідна напруга логічний «0» – 0,5 В;
- вихідна напруга логічна «1» – 2,5-3,4 В;
- тривалість імпульса «Clock» – 7,0 нс;

- час затримки даних – 3,0 нс;
- тип логіки – на базі ТТЛ.

Постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) повинен мати 2 порти виводів, ємністю не менше, ніж по 11 біт. ПЗП також повинен мати відповідну тактову частоту, не нижчу за тактову частоту вихідного сигналу ЦЕ, 1210 МГц.

Після регістра 6-розрядний сигнал потрапляє до ПЗП, на виході якого формується 5-розрядний двійковий код. ПЗП в ДІКМ-декодері використовується в якості експандера. Параметри мікросхем ПЗП подано в табл. 3.2.

Таблиця 3.2 – Параметри мікросхем ПЗП різних типів

Тип мікросхеми ПЗП	ADSP-BF534	ADSP- BF531	ADSP-2185
Розрядність, біт	16	16	16
Тактова частота, ГГц	1,6	0,4	0,16
$U_{\text{жив}}$, В	3,3	3,3	5,0
Струм споживання, мА	10,0	5,0	16,0
Час встановлення, нс	3,0	2,0	4,0

Обирається ПЗП типу ADSP-BF533, тому що гранична частота його роботи підходить для оброблення вхідного сигналу з тактовою частотою, що розрахована в пр. 3.1, а розрядність більша розрядності вхідного цифрового сигналу. Струм споживання мікросхеми ПЗП дорівнює 20 мА, а час затримки дорівнює 8 нс [11].

Така мікросхема ПЗП дозволяє реалізувати обраний закон компресії. Амплітудна характеристика цифрового експандера є оберненою до логарифмічної 16-сегментної характеристики цифрового компресора. У кожній половині біполярної характеристики знаходиться по вісім сегментів. При цьому сегменти -L1, -L0, L0 та L1 мають однаковий кут нахилу. Ці чотири сегменти

вважаються одним сегментом. У межах кожного сегмента знаходиться по чотири рівні квантування $K_0 \dots K_3$.

На цифровому вході експандера буде 5-розрядний компресований двійковий код. Нульовий розряд цього коду визначає полярність вхідного сигналу, 1...3 розряди визначають номер сегменту квантування у одній з частин амплітудної характеристики експандера, 4-й та 5-й розряди визначають номер рівня квантування у сегменті. Крок квантування збільшується при переході від сегмента з меншим номером до сегмента з більшим номером у 2 рази [8]:

$$q_0 = \frac{U_{обм}}{2^{11}}, \quad (3.11)$$

$$q = \begin{cases} q_0, & \text{якщо } L=0, \\ 2^{L-1} \cdot q_0, & \text{якщо } L=1..8, \end{cases} \quad (3.12)$$

де $U_{\hat{d}i}$ - максимальний рівень напруги квантування.

На рис. 3.3 представлено 16-сегментну характеристику компресії за законом А.

Процес перетворення вхідного АІМ сигналу у цифровий код відбувається за п'ять тактів:

- 1 – Формування знаку d_0 . Якщо $U_{вх} < 0$, то $d_0 = 0$. Якщо $U_{вх} > 0$, то $d_0 = 1$.
- 2-4 – Формування коду номера сегменту d_1, d_2, d_3 .
- 5 – Формування рівня квантування у межах сегменту d_4 .

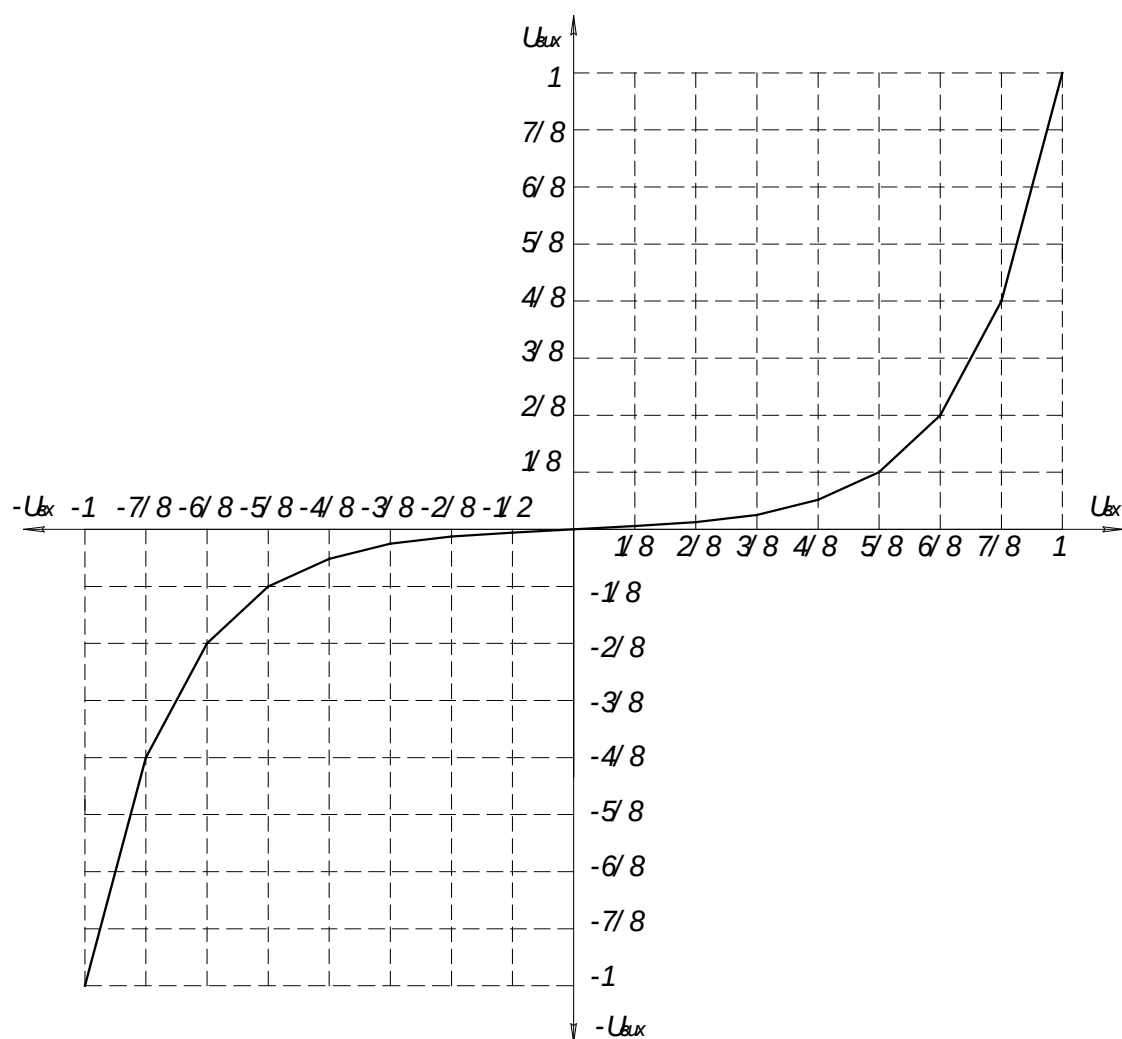


Рисунок 3.3 – Характеристика компресії згідно закону типу А

Для забезпечення нормального функціонування експандера, ПЗП програмується згідно табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Кодові послідовності для програмування ПЗП

Вхідні кодові послідовності d_0-d_4	Вихідні кодові послідовності
s000ab	s0000000ab1
s001ab	s0000001ab1
s010ab	s000001ab10
s011ab	s00001ab100
s100ab	s0001ab1000
s101ab	s001ab10000
s110ab	s01ab100000

Вхідний 5-розрядний сигнал надходить до цифрового експандера, де згідно запрограмованого алгоритму на виході ЦЕ буде формуватись 10-розрядний код відповідно до вхідного.

ЦАП повинен мати не меншу, ніж визначену вище розрядність. При цьому ЦАП повинен мати максимальну частоту перетворення вищу, ніж тактова частота вхідного 5-розрядного цифрового коду з частотою 25 МГц. Час затримки ЦАП не повинен бути вищим періоду дискретизації сигналів на передавальній частині системи - 200 нс.

На виході ЦЕ в структурі повинен стояти 5-розрядний цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП). Можна використати замість 5-розрядного стандартний 6-розрядний ЦАП. Один вхід ЦАП не будуть використовуватись, що буде відповідати 11-розрядному ЦАП. В табл. 3.4 подано параметри мікросхем ЦАП різних типів.

Таблиця 3.4 – Параметри мікросхем ЦАП

Тип мікросхем ЦАП	MAX5883	AD9735	MAX5500
Розрядність ЦАП	12	12	12
Тактова частота ЦАП, ГГц	2,0	0,8	0,6
Напруга живлення ЦАП, В	3,3	3,3	5,0
Потужність споживання, Вт	0,925	0,55	0,64
Час встановлення сигналу, нс	0,375	1,0	1,2

В якості мікросхеми ЦАП обирається 12-розрядна мікросхема типу AD9735. Ця мікросхема має такі параметри [12]:

- число розрядів – 12;
- частота перетворення, до 800МГц;
- напруга живлення, В – 3,3;
- номінальна опорна напруга – внутрішнє джерело;
- час встановлення, нс – 1,0;
- потужність споживання, Вт – 0,55;
- вихідний опір, Ом – 50,0;

- тип логіки – узгоджена з ТТЛ.

Вибір цієї мікросхеми пояснюється тим, що в неї висока тактова частота, а потужність живлення менша, ніж в мікросхем MAX5883 та MAX5500. Тому мікросхема типу AD9735 буде краща за технічними параметрами від мікросхеми типу MAX5500 та дешевша за MAX5883.

ФНЧ Чебишева 3-го порядку на відміну від фільтра Батерворта не має гладкої АЧХ у смузі пропускання, але він має крутий спад АЧХ в перехідній області. З підвищенням порядку ФНЧ Чебишева пульсації в смузі пропускання АЧХ зменшуються, а спад в перехідній області АЧХ стає ще крутішим. Саме при 3-му порядку ФНЧ Чебишева, ці параметри АЧХ вже є достатніми для реалізації такого фільтра в структурі ДІКМ-декодера.

ФНЧ побудований на базі операційних підсилювачів (ОП) повинен забезпечувати в смузі пропускання коефіцієнт підсилення близький до 1, тому що цього буде достатньо для подальшої роботи блоків системи з вихідними сигналами декодера. Частота зрізання ФНЧ повинна дорівнювати верхній частоті спектра АІМ-сигналу на передавальній частині системи. Також ОП повинен мати високу швидкість наростання напруги на виходах, щоб забезпечити високі показники подавлення високочастотних складових.

На виході ДІКМ-декодера стоїть ФНЧ. У багатьох сучасних пристроях ФНЧ будуються на основі ОП, тому що такі фільтри мають вищу добротність, простіші в налаштуванні, мають кращі характеристики та відносно дешеві. Також ОП повинен мати високий вхідний опір для зменшення його впливу на вхідний сигнал та високу частоту одиничного підсилення. Основні параметри мікросхем ОП подано в табл. 3.5.

Вибирається за основу фільтра мікросхема ОП типу AD8099ARD [9]. Це мікросхема швидкісного, високочастотного ОП малого споживання з такими параметрами:

- вхідний опір ОП, кОм – 10000;
- коливання вихідної напруги ОП, В – $\pm 2,8$;
- швидкість наростання напруги ОП, В/мкс – 1350;

- напруга живлення мікросхеми, В –5,0;
- струм живлення мікросхеми, мА – 150;
- час встановлення, нс – 18,0;
- час наростання, нс – 1,0;
- коефіцієнт нелінійних спотворень, дБ – -84;
- вихідний опір, Ом – 2,0;
- вхідна ємність, пФ – 1,0;
- частота одиничного підсилення, ГГц –0,7.

Таблиця 3.5 – Основні параметри мікросхем ОП

Тип мікросхеми ОП	MAX4223	AD8099ARD	LMH6733
Вхідний опір, МОм	0,7	10,0	0,2
Частота одиничного підсилення, ГГц	1,0	0,7	0,87
Напруга живлення, В	12,0	5,0	12,0
Струм живлення, А	0,35	0,15	0,17
Час встановлення, нс	8,0	18,0	10,0
Коефіцієнт нелінійних спотворень, дБ	-65	-84	-63
Швидкість наростання напруги, В/мкс	1700	1350	1900

Схема активного ФНЧ Чебишева 3-го порядку на базі ОП, що використовується в даному ДІКМ-декодері представлена рис. 3.4.

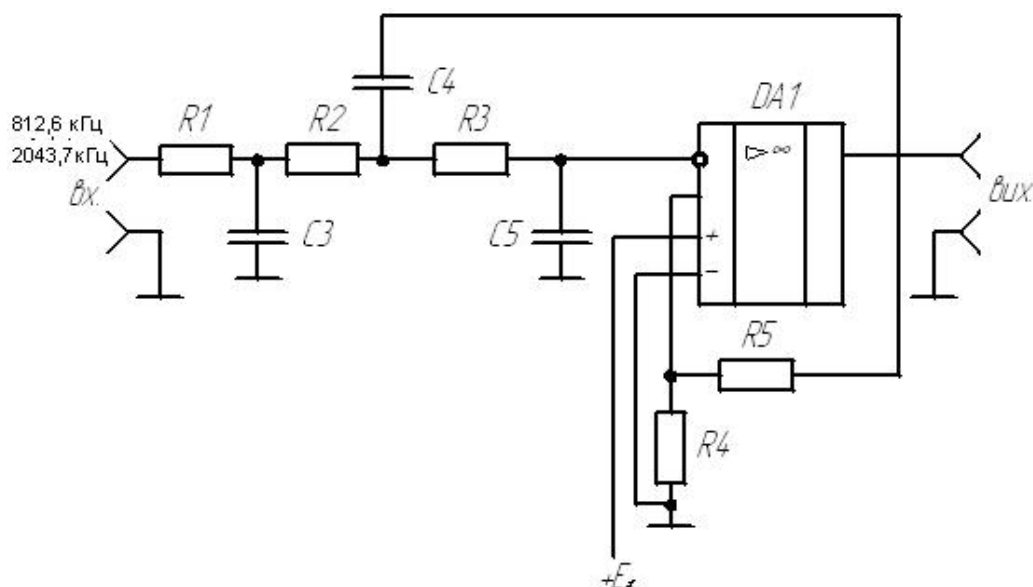


Рисунок 3.4 – Схема активного ФНЧ Чебишева 3-го порядку на ОП

Чим вищий порядок фільтра, тим його АЧХ краще наближається до ідеальної форми АЧХ ФНЧ.

Для нормальної роботи подальших вузлів, потрібно щоб на виході ФНЧ був відповідний сигнал. Коефіцієнт підсилення ФНЧ у смузі пропускання на рівні одиниці є достатнім. Нехай опори: $R_1=R_2=R_3=100$ кОм. Ємність конденсаторів C_3, C_4, C_5 розраховується так:

$$\tilde{N} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{\text{аа}} \cdot R_1}, \quad (3.13)$$

де $F_{\text{аа}}$ – це верхня частота АІМ-сигналу;

R_1 – опір резистора R_1 .

Частота повторення імпульсів на вході ЦАП буде такою ж, як частота дискретизації широкосмугових сигналів. Верхня частота сигналу на виході ЦАП буде визначатись за формулою, що враховує тривалість імпульсів АІМ-сигналу, які будуть у 2 рази менші за тривалість періоду дискретизації. При врахуванні 99% енергії сигналу, що знаходиться в перших двох пелюстках спектра верхня частота сигналу розраховується за формулою:

$$F_{\ddot{a}\ddot{a}} = 2 \cdot f_{\ddot{a}}. \quad (3.14)$$

Підставивши значення частоти дискретизації АІМ-сигналу 5 МГц у формулу (3.14) отримаємо:

$$F_{\ddot{a}\ddot{a}} = 2 \cdot 2 \cdot 5 \cdot 10^6 = 20 \text{ (кГц)}.$$

Підставивши значення верхньої частоти виходного сигналу ЦАП та значення опору резистора R1 у (3.13), отримаємо:

$$\tilde{N}_{3,4,5} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 100} = 73,4 \text{ (нО)}.$$

Для забезпечення коефіцієнта підсилення близького до одиниці, розраховуються резистори R4 та R5 за таким виразом:

$$\frac{R_5}{R_4} = K - 1, \quad (3.15)$$

де K – коефіцієнт підсилення у смузі пропускання.

З виразу (3.15) видно, що при $K=1$ відношення опорів резисторів R4 і R5 має бути рівним 0. Але, таке значення є неможливим, тому нехай це відношення буде дорівнювати 0,01. Тоді, опори резисторів R4 і R5 визначаються таким чином:

$$R_5 = 0,01 \cdot R_4. \quad (3.16)$$

Нехай опір резистора R4 дорівнює 100 кОм, тоді, підставивши це значення у формулу (3.16) отримаємо:

$$R_5 = 0,01 \cdot 1 \cdot 10^5 = 1 \text{ (кОм)}.$$

За розрахованими параметрами виконується вибір елементної бази. В якості цифрового суматора обирається мікросхема типу K555ИМ2. В якості 5-розрядного регістра обирається мікросхема типу АМ25S07. В якості цифрового експандера обирається 16-розрядний ПЗП типу ADSP-BF533. Оскільки немає мікросхем 5-розрядного ЦАП, в якості 5-розрядного ЦАП

використовується 12-розрядний ЦАП на базі мікросхеми типу MAX5883. В якості ОП для ФНЧ Чебишева 3-го порядку вибирається ОП типу MAX4223 [9].

В якості конденсатора C1 використовуються конденсатор типу K10-47M6-H90-1 мкФ $\pm$ 10%. В якості конденсатора C2 використовуються конденсатор типу K10-47M6-H90-22 мкФ $\pm$ 10%. В якості конденсаторів C3-C5 використовуються конденсатори типу K10-17a-M47-75 пФ $\pm$ 10%.

В якості резисторів R1-R4 використовуються резистори типу C2-29B-0,125-100 кОм $\pm$ 5%, а в якості резистора R5 використовується резистор типу C2-29B-0,125-1 кОм $\pm$ 5%. Таким чином, технічні параметри та характеристики ДІКМ-декодера визначено.

Визначимо баланс потужності декодера ДІКМ-декодера за такою формулою:

$$P_{\text{дд}} = P_{SM} + P_{RG} + P_{RAI} + P_{OAI} + P_{II} , \quad (3.17)$$

де P_{SM} – потужність споживання ЦС;

P_{RG} – потужність споживання РГ;

P_{RAI} – потужність споживана мікросхеми ПЗП;

P_{OAI} – потужність споживання мікросхеми ЦАП – 0,55мВт;

P_{II} – потужність споживання мікросхеми ОП;

Потужність споживання визначається як добуток напруги живлення та струму споживання за таким виразом:

$$P = U \cdot I , \quad (3.18)$$

Отже, підставивши відповідні значення напруг живлення та струмів споживання у (3.18) отримаємо:

$$P_{SM} = 1,2 \cdot 0,5 = 0,6(\text{Вт})$$

$$P_{RAI} = 3,3 \cdot 5 = 16,5(\text{Вт})$$

$$P_{II} = 150 \cdot 5 = 750(\text{мВт})$$

$$D_{RG} = 90 \cdot 5,2 = 468 (\text{нА})$$

Підставивши відповідні потужності споживання у загальний вираз отримаємо:

$$D_{\text{аае}} = 0,6 + 468 + 16,5 + 0,55 + 750 = 1235,65 (\text{нА}) .$$

Отже, споживана потужність ДІКМ-декодера дорівнює 1235,65 мВт. Далі розраховується баланс часу ДІКМ-декодера. Розрахований сумарний час затримки сигналу в ДІКМ-декодері повинен бути меншим періоду дискретизації широкосмугових сигналів. За час періоду дискретизації ДІКМ-декодер повинен сформувати на виході сигнал на базі АІМ-2.

Баланс часу ДІКМ-декодера буде розраховуватись як сума часових затримок всіх його компонентів:

$$t_{\text{аае}} = t_{SM} + t_{RG} + t_{RAI} + t_{\text{ОАІ}} , \quad (3.19)$$

де t_{SM} – час встановлення мікросхеми цифрового суматора;

t_{RG} – час встановлення мікросхеми регістра;

t_{RAM} – час встановлення мікросхеми ПЗП;

$t_{\text{ОАІ}}$ – час встановлення мікросхеми ЦАП.

Підставивши значення часових затримок кожного з елементів, визначені раніше (3.19), отримаємо:

$$t_{\text{аае}} = (9,5 + 3 + 2 + 1 + 18) \cdot 10^{-9} = 33,5 (\text{нс}) .$$

Отже, баланс часу ДІКМ-декодера дорівнює 33,5 нс, який є меншим періоду дискретизації широкосмугових сигналів на передавальній частині системи. Тобто, ДІКМ-декодер буде без втрат обробляти канальний 5-розрядний код та формувати на виході сигнал на базі АІМ-2 до того, як на його вхід надійде наступний канальний 5-розрядний код. Отже, часовий баланс набагато менший періоду дискретизації (200 нс), а це означає що всі елементи ДІКМ-декодера підібрано вірно та відповідно заданим параметрам.

3.3 Комп'ютерне моделювання ДІКМ-декодера

Для комп'ютерного моделювання ДІКМ-декодера використовується програма Micro-Cap 9. Ця програма забезпечує аналіз телекомунікаційної системи на функціональному рівні. Тобто, у бібліотеці програми наявні функціональні елементи, а не загальні системні блоки. Завдяки цьому можливо точно налаштувати обрані елементи та підкоригувати їх. Програма Micro-Cap 9 найкраще підходить для аналізу частин системи, тому що дана програми використовувалася при моделюванні у багатьох прикладних рішеннях.

Представлений у даній бакалаврській роботі ДІКМ-декодер містить елементи цифрового та аналогового оброблення сигналів, які представлені у програмі Micro-Cap 9. Інші спеціалізовані програми, не є оптимальними за своїми ресурсами та зручністю використання програми. Зручна для середнього рівня користувача Micro-Cap 9, дозволяє виконати необхідне математичне моделювання функціональних блоків на потрібному рівні.

Згідно вимог програми, обирається комп'ютер з такими параметрами [14]:
процесор – типу AMD Athlon3000+ 1.8ГГц;
ОЗП – обсягом 1536 МБ DDR 200 МГц;
жорсткий диск – обсягом 160 ГБ, 8МБ кеш;
операційна система – типу Windows XP Professional.

Усі необхідні елементи для створення моделювальної схеми обираються такими ж, як у пр. 3.2. У програмі Micro-Cap 9 є не всі необхідні елементи, тому додаткові компоненти можна створити, відкривши вікно параметрів схожого елемента.

Моделювальна схема ДІКМ-декодера створена в програмі Micro-Cap 9. Загальну моделювальну схему ДІКМ-декодера представлено на рис. 3.5. Моделювальна схема ДІКМ-декодера містить такі блоки: цифровий генератор сигналів - U7, цифровий суматор, послідовно-паралельний 8-розрядний регістр зсуву - X9, паралельно-послідовний 10-розрядний регістр зсуву - X23, 10-розрядний паралельно-послідовний експандер - X22, послідовно-паралельний

10-розрядний регістр зсуву - X24, 12-розрядний ЦАП - U5, ФНЧ Чебишева 3-го порядку на базі ОП - X3, тактовий генератор - X21. ФНЧ містить: 5 резисторів R2-R6, 3 конденсатори C2-C4, 3 джерела живлення V1, V5, V6.

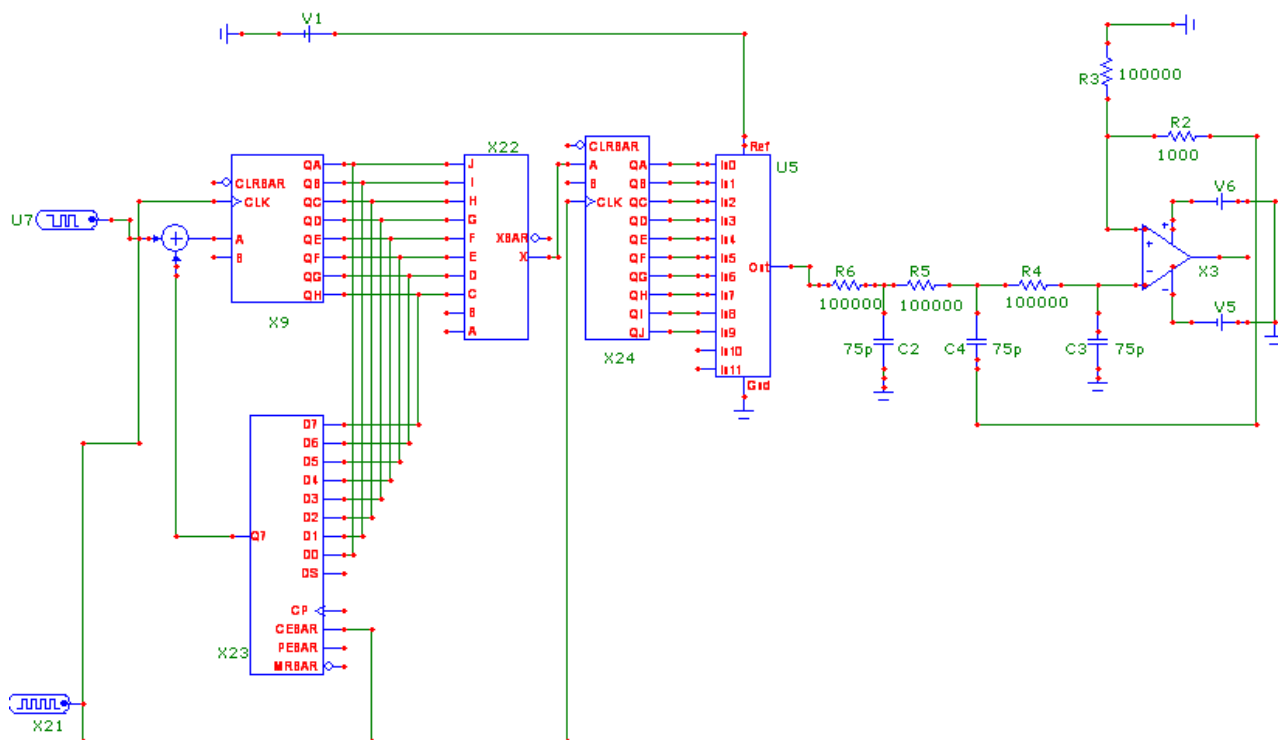


Рисунок 3.5 – Моделювальна схема ДІКМ-декодера

Операційний підсилювач типу MAX4223 є в базі елементів програми, тому його не потрібно створювати введенням додаткових параметрів в схожий ОП. Вікно параметрів ОП типу MAX4223 представлено на рис. 3.6.

В якості мікросхеми типу MAX5883 було взято 12-розрядний ЦАП з бази елементів програми та введено деякі параметри мікросхеми типу TDA8776A. Вікно параметрів ЦАП показано на рис. 3.7.

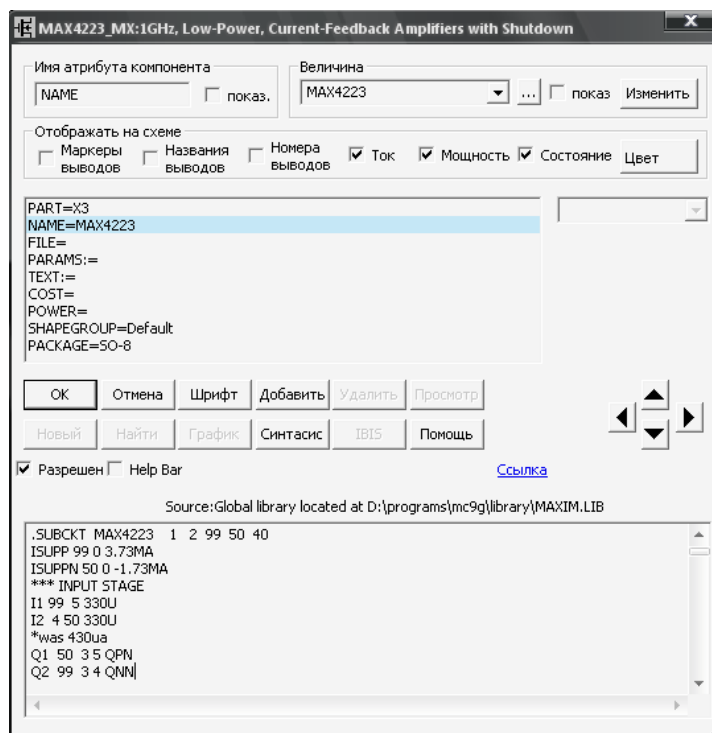


Рисунок 3.6 – Вікно параметрів ОП MAX4223

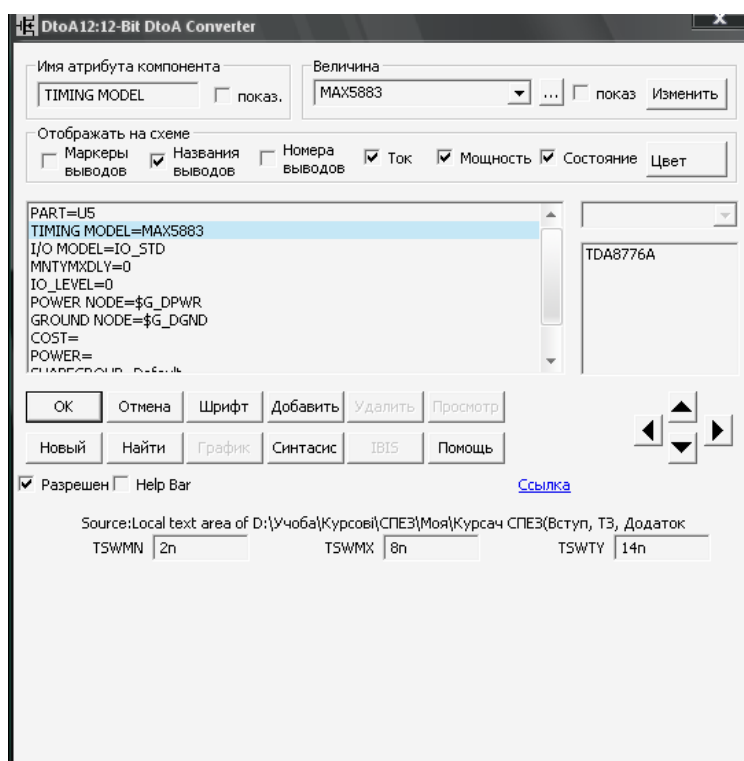


Рисунок 3.7 – Вікно параметрів ЦАП

Резистори та конденсатори були взяті з бази елементів програми та введені з розрахунків в пр. 3.2 значення їх номіналів. Вікна параметрів резисторів та конденсаторів представлені на рис. 3.8.

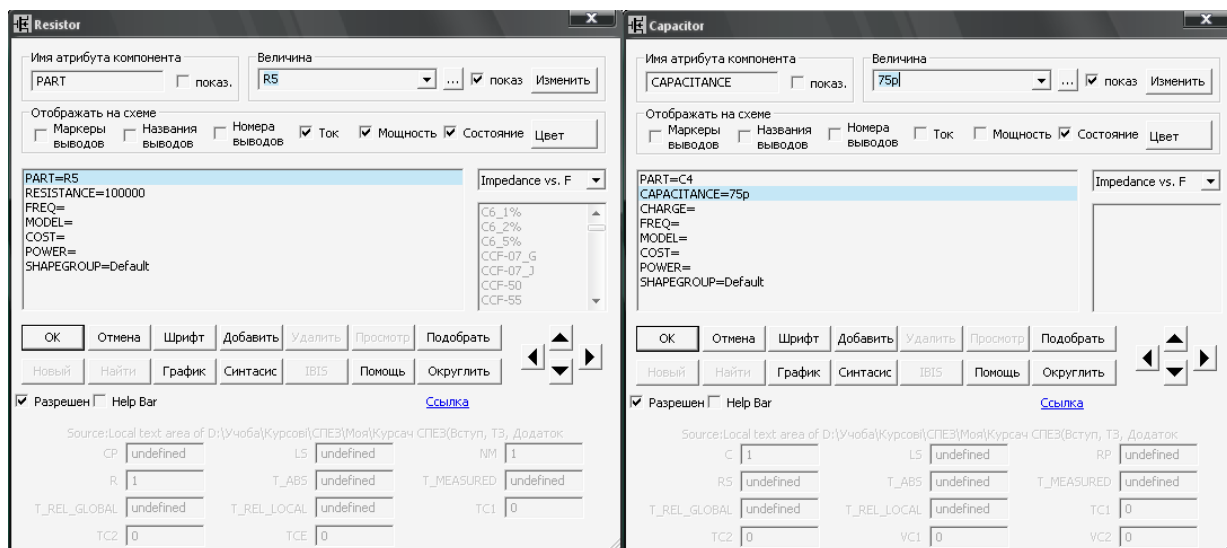


Рисунок 3.8 – Вікна параметрів резисторів та конденсаторів

На вхід ДІКМ-декодера подається цифровий сигнал амплітудою 3,3 В (як було обрано амплітуду вихідного лінійного сигналу на передавальній частині системи в пр. 3.2) і з тактовою частотою 10 МГц. У даній моделювальній схемі буде використовуватись 10-розрядний ЦАП. Тоді, тактова частота для роботи регістрів повинна відповідати тактовій частоті вхідного сигналу на рівні 10 МГц, а тривалість тактових імпульсів 0,05 мкс. Ці параметри заносяться у вікно параметрів тактового генератора (рис. 3.9).

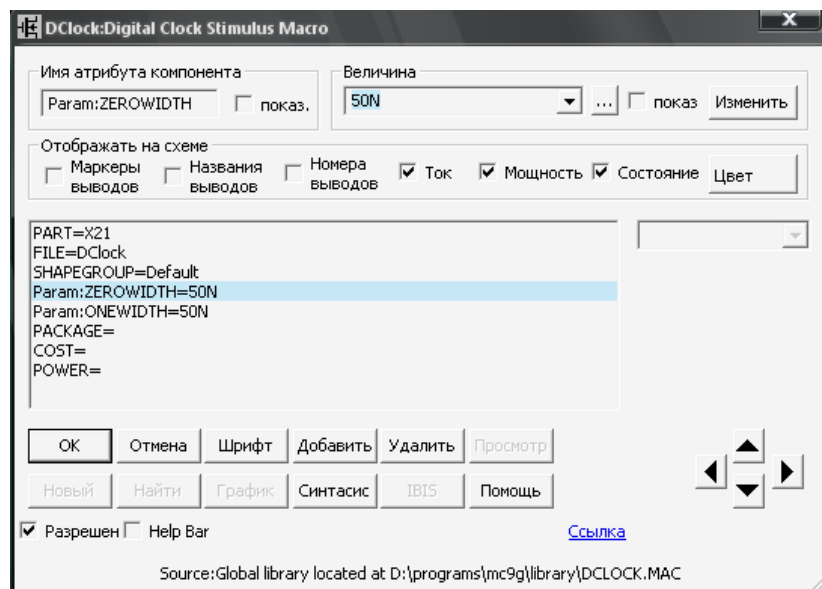


Рисунок 3.9 – Вікно параметрів тактового генератора

На вході ДІКМ-декодера буде цифровий довільний сигнал амплітудою 3,4В і тактовою частотою 10 МГц, як представлено на рис. 3.10.

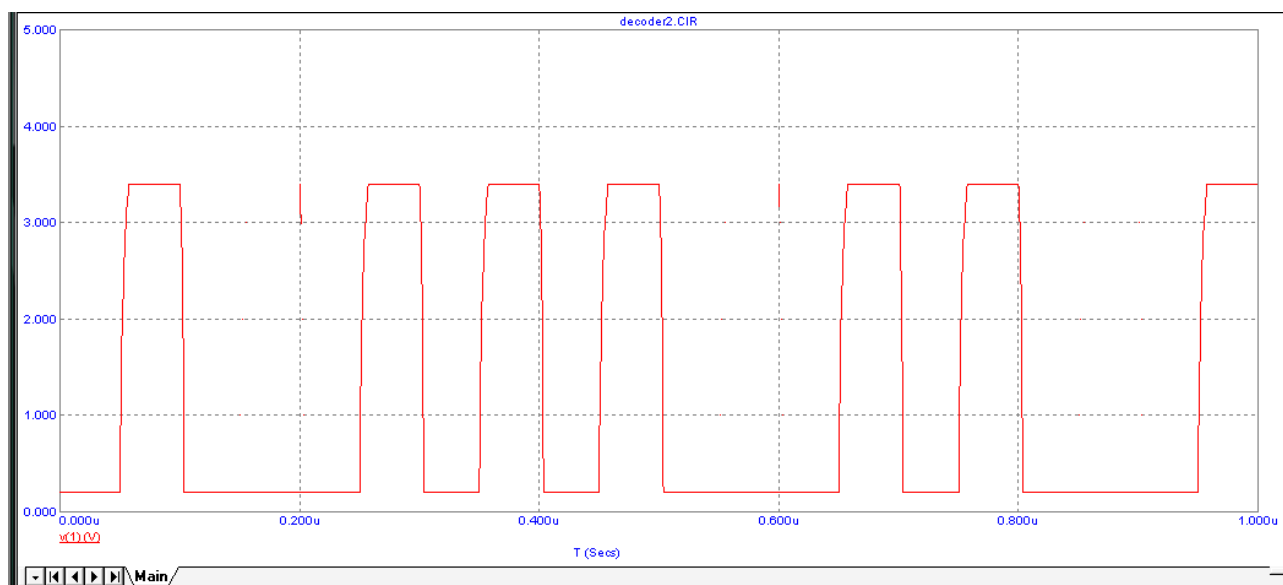


Рисунок 3.10 – Вхідний цифровий сигнал ДІКМ-декодера

Вихідний сигнал ЦАП буде схожий на спотворений синусоїдальний ступінчастий сигнал. Це означає, що він є квантованим за рівнем. Вихідний сигнал ЦАП показаний на рис. 3.11.

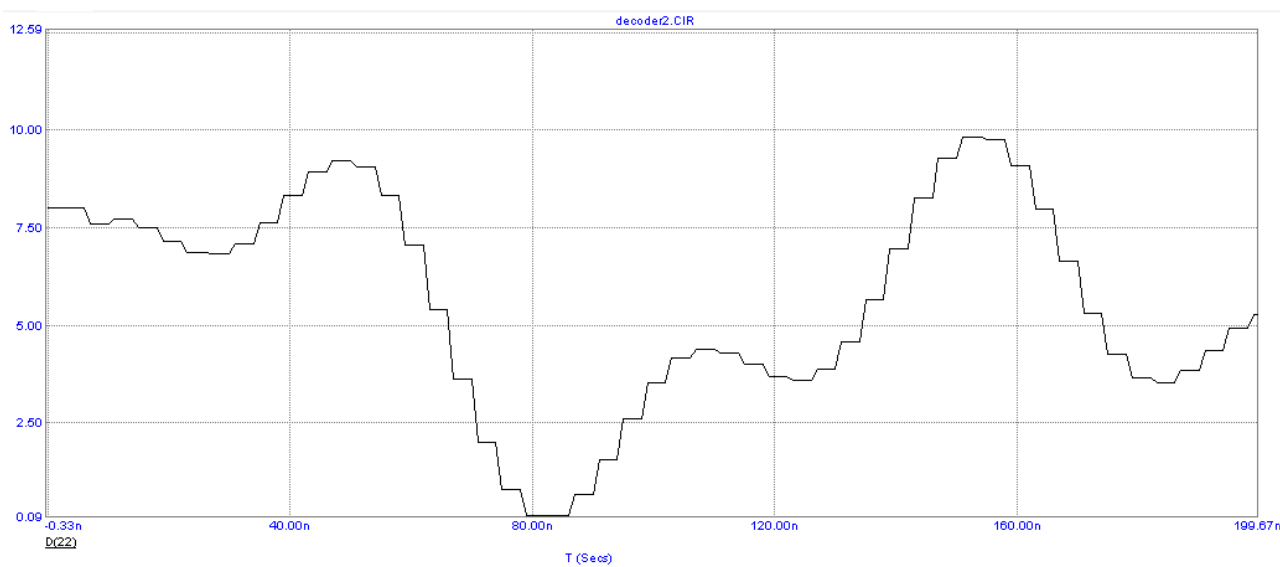


Рисунок 3.11 – Часове представлення вихідного сигналу ЦАП

Вихідний сигнал ЦАП подається на вхід ФНЧ Чебишева 3-го порядку, який має крутий завал АЧХ у кінці смуги пропускання. Тому, подавляються

високочастотні складові, які утворились при перетворенні цифрового сигналу в аналоговий. Вихідний сигнал декодера ДІКМ показано на рис. 3.12.

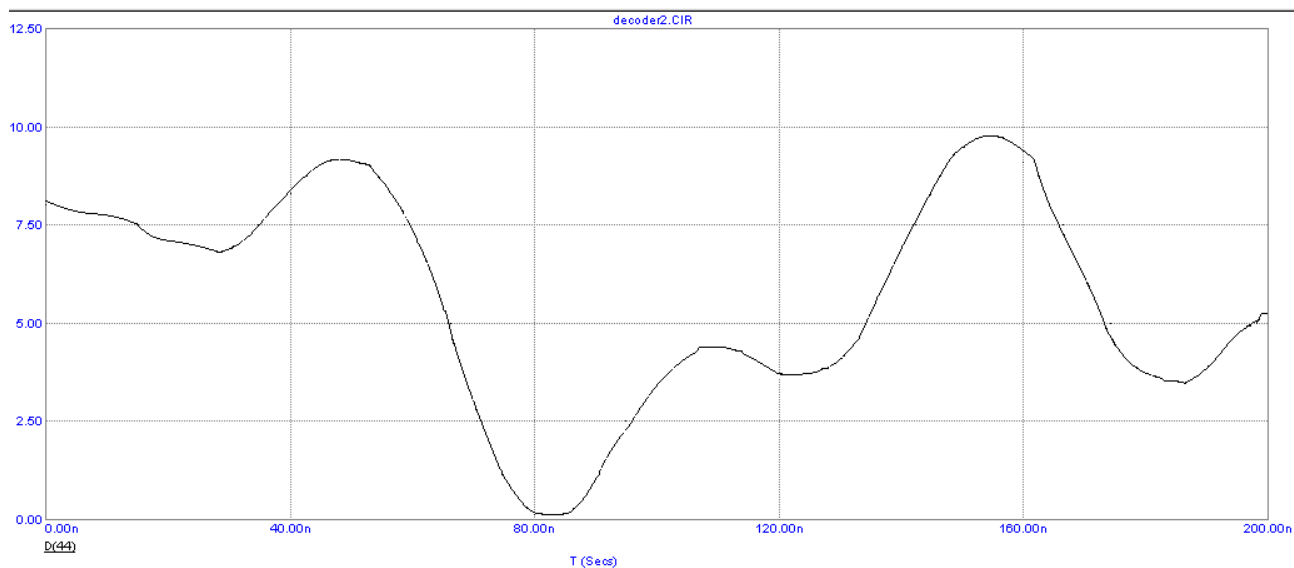


Рисунок 3.12 – Часове представлення вихідного сигналу ДІКМ-декодера

Амплітудно-частотна (АЧХ) та фазо-частотна (ФЧХ) характеристики вихідного аналогового сигналу ДІКМ-декодера показані на рис. 3.13.

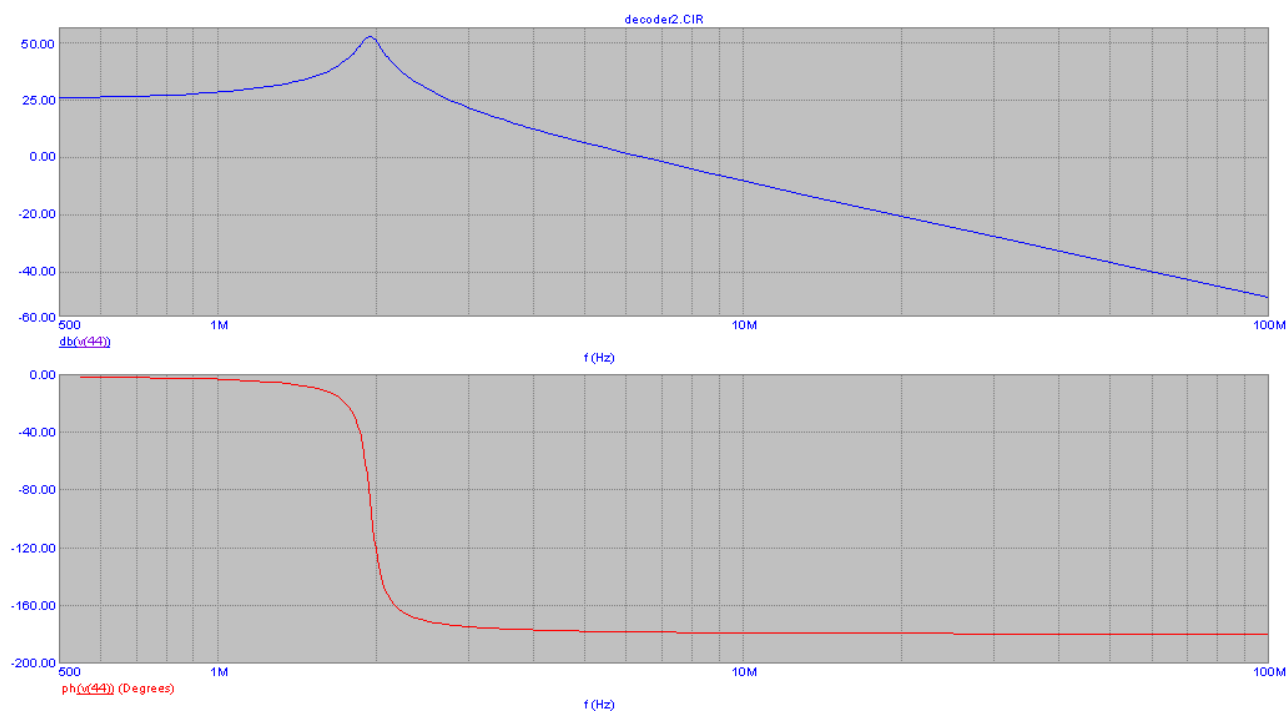


Рисунок 3.13 – АЧХ та ФЧХ вихідного сигналу ДІКМ-декодера

При перетворенні сигналу в ДІКМ-декодері, в його спектрі з'являються додаткові частотні складові, які вносять нелінійні спотворення у форму сигналу. Графік залежності амплітуди першої гармоніки сигналу від частоти показано на рис. 3.14.

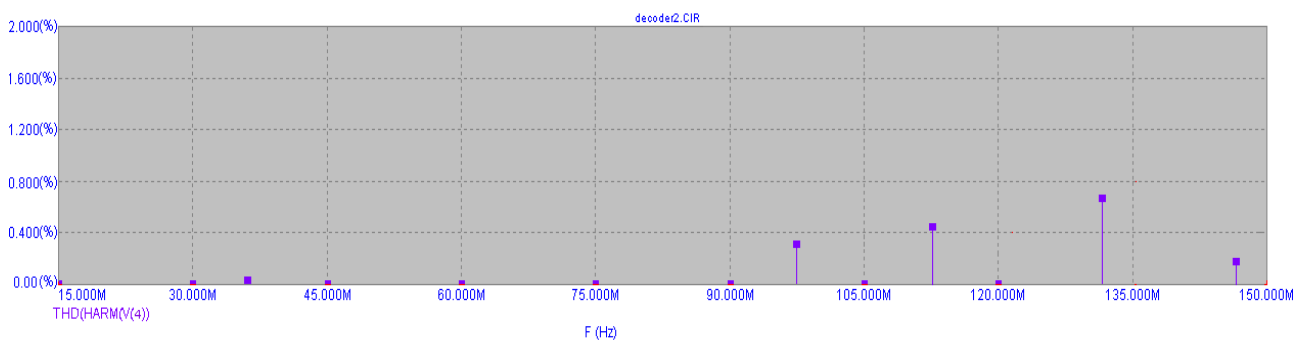


Рисунок 3.14 – Графік залежності коефіцієнта нелінійних спотворень від частоти ДІКМ-декодера

Як видно з отриманих графіків, коефіцієнт нелінійних спотворень сигналу для створеної моделі ДІКМ-декодера виявився рівним приблизно 0,75% на частоті 2МГц, що є достатнім значенням. Коефіцієнт гармонік розраховується так:

$$K_{\bar{A}} = \frac{K_i}{\sqrt{1 - K_i}}, \quad (3.20)$$

де K_H – коефіцієнт нелінійних спотворень.

Підставивши значення розрахованих нелінійних спотворень у вираз (3.20), отримаємо:

$$\hat{E}_{\bar{A}} = \frac{0,0075}{\sqrt{1 - 0,0075}} = 0,00753.$$

Отже, коефіцієнт гармонік дорівнює 0,753%, що є нижчим заданого. Динамічний діапазон визначається із графіка частотної характеристики, як відношення максимальної складової спектра до мінімальної складової або, як різниця між найбільшою складовою та найменшою складовою в дБ:

$$D = U_{\max \ddot{a}\dot{A}} - U_{\min \ddot{a}\dot{A}}, \quad (3.21)$$

де $U_{\max \ddot{A}}$ - амплітуда максимальної складової спектра;

$U_{\min \ddot{A}}$ - амплітуда мінімальної складової спектра.

Максимальне значення спектра вихідного сигналу ДІКМ-декодера (рис. 3.14) дорівнює 53 дБ, а мінімальне значення –50 дБ. Підставивши дані значення у (3.21), отримаємо:

$$D = 53 - (-50) = 103 (\ddot{A}).$$

Отже, розраховане значення динамічного діапазону 103 дБ, є вищим заданого значення. Як видно з рис. 3.14 спектральні складові вихідного сигналу знижуються на частоті $\Delta F = 2M\ddot{A}$.

Промодельований ДІКМ-декодер цифрової системи передачі підтвердив очікувані результати. Тобто, на виході ДІКМ-декодера було отримано аналоговий сигнал, який має форму частково спотвореної синусоїди. Така форма сигналу визначається тим, що на вхід декодера подавалась випадкова послідовність імпульсів, а не цифровий синусоїдальний сигнал. Отже, обрані елементи та розраховані параметри є правильними та ефективними для побудови телекомунікаційної системи.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Завданням охорони праці є забезпечення безпеки та здоров'я працівників під час виконання їхніх обов'язків. Зокрема, це охоплює заходи з мінімізації впливу електромагнітних полів на працівників, використання відповідного захисту, навчання персоналу щодо безпечної роботи з радіоелектронним пристроями та обладнанням, забезпечення профілактичних заходів та дотримання відповідних протоколів у разі виникнення аварійних ситуацій. Особлива увага також приділяється медичному обстеженню та моніторингу здоров'я фахівців з метою вчасного виявлення можливих негативних впливів та їх мінімізації.

Під час розробки програмно апаратної реалізації кодерів на працівника могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори, відповідно до прийнятої класифікації:

1. Фізичні:

- підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- підвищена чи понижена вологість повітря;
- підвищений рівень електромагнітного випромінювання;
- підвищена чи понижена іонізація повітря;
- недостатня освітленість робочої зони;
- підвищена яскравість світла; понижена контрастність;
- пряма і відбита блискість.

2. Психофізіологічні: статичне перевантаження та розумове перевантаження.

Відповідно до наведених факторів здійснюємо розробку заходів щодо безпечного виконання поставленого завдання.

4.1. Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

Сучасний прогрес у техніці та технологіях передбачає постійну автоматизацію та оптимізацію виробничих процесів. В даний час майже немає підприємств, діяльність яких відбувалася б без використання комп'ютерної техніки. У зв'язку з широким застосуванням комп'ютерів у роботі працівників, законодавством України чітко регулюються норми та вимоги до використання комп'ютерної техніки на підприємствах, включаючи охорону праці при роботі з комп'ютером. Зокрема, ці норми включають ДСанПіН 3.3.2.007-98, НПАОП 0.00-7.15-18, ДСТУ 8604:2015 та інші відповідні правові акти.

Приміщення, в яких планується установка та подальша робота з комп'ютером, повинні відповідати проектній документації будинку, погодженій з уповноваженими державними органами. Крім того, роботодавець повинен враховувати санітарні нормативи освітлення, вимоги до параметрів мікроклімату (температура, відносна вологість), ступеня і сили вібрації, звукового шуму і вогнестійкості приміщення, а також характеристики електромагнітного, ультрафіолетового та інфрачервоного полів. Конкретні показники зазначених санітарних норм знаходяться у зазначених вище нормативних документах.

Рациональна робоча поза є ключовою для запобігання захворювань, таких як сколіоз, варикозне розширення вен, плоскостопість тощо. Робота в зігнутому або значно нахиленим положенні може збільшити затрати енергії на 20% або навіть на 45% порівняно з прямим положенням корпусу.

Робочі місця слід розташовувати відносно джерела природного світла (вікон) таким чином, щоб світло падало збоку, переважно зліва. Також робоче місце має відповідати сучасним вимогам ергономіки:

- стіл повинен мати висоту поверхні 680 - 800 мм., ширину 600 - 1400 мм. і глибину 800 - 1000 мм. (такі параметри забезпечують можливість виконання операцій в зоні досяжності працівника);

- робочий стілець робочий стілець має бути підйомно-поворотним, з можливістю регулювання висоти, бажано зі стаціонарними або змінними підлікотниками і напівм'якою нековзкою поверхнею сидіння, що легко чиститься і не електризується;

- екран комп'ютера має розташовуватися на оптимальній відстані від користувача, що становить 600 – 700 мм., але не менше за 600 мм. з урахуванням літерно-цифрових знаків і символів.

Дослідження проводилося у приміщенні за небезпекою ураження електричним струмом належить до приміщень без підвищеної небезпеки (сухе, мало заповишене, з нормальною температурою повітря, ізолюваними підлогами і малим числом заземлених приладів).

Персональні комп'ютери, периферійні пристрої, а також інше обладнання (таке як апарати управління, контрольно-вимірювальні прилади, світильники), електропроводи та кабелі мають вбудовані засоби захисту від короткого замикання та інших аварійних ситуацій, які відповідають стандартам захисту. Під час монтажу та експлуатації електричних ліній необхідно повністю усунути можливість виникнення пожежного джерела внаслідок короткого замикання та перевантаження проводів. Також слід обмежувати використання проводів з легкозаймистою ізоляцією і, де це можливо, використовувати негорючу ізоляцію.

Важливо регулярно перевіряти та підтримувати апаратуру захисту, щоб вона функціонувала належним чином у разі аварійних ситуацій. Крім того, персонал повинен бути проінструктований щодо правильних дій в разі виникнення будь-яких проблем або аварій.

Лінія електромережі для живлення персональних комп'ютерів і периферійних пристроїв виконується як окрема групова трипровідна мережа шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення (занулення) електроприймачів.

Персональні комп'ютери та їхні периферійні пристрої підключені до електромережі лише за допомогою надійних штепсельних з'єднань та заводських електророзеток. У цих штепсельних з'єднаннях та розетках є спеціальні контакти для підключення захисного нульового провідника. Дизайн таких з'єднань має забезпечувати підключення захисного провідника перед фазовим та робочим нульовим провідниками. При відключенні порядок від'єднання повинен бути зворотним. Перевірка безпеки штепсельних з'єднань та електророзеток в приміщенні проводиться регулярно для виявлення будь-яких ознак зносу або пошкоджень, що можуть призвести до небезпеки. Використовуються лише перевірені та сертифіковані шнури живлення та розетки для забезпечення надійної електричної безпеки. Навчання персоналу правильному та безпечному використанню електрообладнання також є ключовим елементом забезпечення безпеки на робочому місці.

4.2. Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1. Мікроклімат

Мікроклімат у приміщенні, включаючи температуру, швидкість руху повітря та відносну вологість, має значний вплив на працездатність людини. Організм може нормально функціонувати лише тоді, коли відбувається постійний обмін тепла з навколишнім середовищем. Зниження температури у приміщенні може збільшити тепловіддачу, що може призвести до ризику переохолодження. У випадку високої температури, більша частина тепла організму випаровується через піт, але для ефективного цього процесу важлива відносна вологість повітря, яка не повинна перевищувати 60%.

Проведення дослідження за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139Дж/с) [18]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії згідно ДСН 3.3.6.042-99 [19] наведені в табл. 4.2.1.

Таблиця 4.2.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення сталого контролю над температурою, вологістю, чистотою та швидкістю руху повітря в приміщенні незалежно від зовнішніх умов використовуються системи опалення та кондиціонування повітря. Додатково, регулярно проводиться вологе прибирання для забезпечення оптимальних умов приміщення.

4.2.2. Склад повітря робочої зони

Для створення оптимальних умов для виробничої діяльності необхідно не лише забезпечити комфортні метеорологічні умови, але й підтримувати необхідну чистоту повітря. У процесі виробництва у повітря приміщень можуть потрапляти різноманітні шкідливі речовини, що використовуються в технологічних процесах. Шкідливими вважаються речовини, які, при порушенні вимог безпеки, можуть спричинити виробничі травми, професійні захворювання або негативно впливати на здоров'я, яке визначається сучасними методами як під час роботи, так і в майбутньому для теперішніх і майбутніх поколінь.

В приміщенні, де здійснюється дослідження у повітрі можуть перевищувати ГДК такі речовини як вуглекислий газ, пил та озон. Джерелами цих речовин є офісна техніка. Пил потрапляє у приміщення ззовні через відкриті вікна та заноситься на одязі і взутті працівниками. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.2.

Таблиця 4.2.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	Середньо добова	Клас небезпечності
	Максимально разова		
Вуглекислий газ	3	1	4
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Рівні позитивних і негативних іонів у повітрі мають відповідати санітарно-гігієнічним нормам (табл. 4.2.3).

Таблиця 4.2.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Для підтримки допустимих значень мікроклімату та концентрації позитивних та негативних іонів необхідно передбачати установки або прилади зволоження або штучної іонізації, кондиціювання повітря.

4.2.3. Виробниче освітлення

Освітлення виробничих приміщень оцінюється за кількісними та якісними показниками. Основними кількісними показниками є світловий потік, сила світла, яскравість і освітленість. Щодо якісних показників зорових умов роботи, до них відносять фон, контраст між об'єктом і фоном, та видимість. Недостатня або надмірна освітленість, нерівномірність освітлення в полі зору, пульсація світла, а також зміна кольорів освітлюваних предметів можуть призводити до втому зору і загальної втомлюваності. Надмірна яскравість джерел світла може викликати головний біль, різь в очах, розлад гостроти зору,

а світлові відблиски можуть тимчасово засліпити. Недоліки у чистоті вікон і світильників можуть знизити якість освітлення. Також, лампи, які сліплять або викликають різку тінь, можуть спричинити повну втрату орієнтації працюючого. Всі ці фактори можуть створювати ризики нещасних випадків або спричиняти професійні захворювання.

Приміщення, в яких встановлені персональні комп'ютери, повинні мати природне та штучне освітлення відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [5]. Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 4.2.4:

Таблиця 4.2.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Штучне освітлення в досліджуваному приміщенні здійснюється системою загального рівномірного освітлення. У разі переважної роботи з документами, допускається застосування системи комбінованого освітлення (крім системи загального освітлення додатково встановлюються світильники місцевого освітлення).

4.2.4. Виробничий шум

Виробничий шум – це сукупність різних за гучністю і тоном звуків, які виникають у повітряному середовищі. В досліджуваному приміщенні наявний як постійний, так і непостійний шуми. Для умов виконання роботи допустимі рівні звукового тиску не повинні перевищувати 50 дБА (табл. 4.2.5).

Таблиця 4.2.5 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму (згідно ДСН 3.3.6.037-99 [6])

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Рівень шуму в приміщенні не перевищує допустимих значень.

4.2.5. Виробничі випромінювання

Сучасна комп'ютерна техніка є енергонасиченим апаратом зі споживанням до 200-250 Вт, що містить декілька електро- і радіоелектронних пристроїв з різними фізичними принципами дії. Тому вона створює навколо себе поля із широким частотним спектром і просторовим розподілом, такі як: змінні низькочастотні електричні поля; змінні низькочастотні магнітні поля. Потенційно можливими шкідливими факторами можуть бути також: електромагнітне випромінювання радіочастотного діапазону; електромагнітні поля, створювані сторонніми джерелами на робочому місці з комп'ютерною технікою. Інтенсивність потоків інфрачервоного випромінювання має не перевищувати допустимих значень відповідно табл. 4.2.6.

Таблиця. 4.2.6 - Допустимі параметри електромагнітних неіонізуючих випромінювань і електростатистичного поля

Види поля	Допустима поверхнева щільність потоку енергії, Вт/кв.м
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру УФ-С (220 — 280 нм)	0,001
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру УФ-В (280 — 320 нм)	0,01
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру УФ-А (320 — 400 нм)	10,0
Електромагнітне поле оптичного діапазону в видимій частині спектру 400 — 760 нм	10,0
Електромагнітне поле оптичного діапазону в інфрачервоній частині спектру 0,76 — 10,0 мкм	35,0 — 70,0
Напруженість електричного поля відеодисплейного терміналу	20кВ/м

Для дотримання наведених нормативів слід використовувати офісну техніку з сертифікатом якості та дотримуватися встановлених режимів праці та відпочинку з ПК.

4.3. Пожежна безпека

Пожежна безпека – стан об’єкта, при якому з регламентованою ймовірністю відкидається можливість виникнення та розвиток пожежі, і впливу на людей її небезпечних факторів, а також забезпечується захист матеріальних цінностей. З урахуванням ДСТУ Б В.1.1-36:2016 приміщення, де здійснюється дослідження відноситься до категорії вибухопожежонебезпеки В (тверді горючі та важкогорючі речовини і матеріали, за умови, що приміщення, в яких вони знаходяться, не відносяться до категорій А, Б і питома пожежне навантаження для твердих і рідких легкозаймистих та горючих речовин на окремих ділянках площею не менше 10 м² кожна перевищує 180 МДж/м²).

Клас приміщення і зон з вибухо- і пожежонебезпеки – П-Па (приміщення, у якому знаходяться тверді горючі речовини та матеріали).

4.3.1. Технічні рішення системи запобігання пожежі

Усі заходи системи запобігання пожежі в приміщенні можна поділити на організаційні, технічні, режимні та експлуатаційні.

Організаційні заходи пожежної безпеки передбачають: організацію пожежної охорони на об’єкті, проведення навчань з питань пожежної безпеки (включаючи інструктажі та пожежно-технічні мінімуми), застосування наочних засобів протипожежної пропаганди та агітації, проведення перевірок, оглядів стану пожежної безпеки приміщень, будівель, об’єкта в цілому та ін.

До технічних заходів належать: суворе дотримання правил і норм, визначених чинними нормативними документами при реконструкції приміщень, будівель та об’єктів, технічному переоснащенні виробництва,

експлуатації чи можливого переобладнанні електромереж, опалення, вентиляції, освітлення і т. ін.

Заходи режимного характеру передбачають заборону куріння та застосування відкритого вогню в недозволених місцях, недопущення появи сторонніх осіб у вибухонебезпечних приміщеннях чи об'єктах, регламентацію пожежної безпеки при проведенні вогневих робіт тощо.

Експлуатаційні заходи охоплюють своєчасне проведення профілактичних оглядів, випробувань, ремонтів технологічного та допоміжного устаткування, а також інженерного господарства (електромереж, електроустановок, опалення, вентиляції)

4.3.2. Технічні рішення системи протипожежного захисту

Система протипожежного захисту – це сукупність організаційних заходів а також технічних засобів, спрямованих на запобігання впливу на людей небезпечних чинників пожежі та обмеження матеріальних збитків від неї.

До основних засобів пожежогасіння, що використовуються в приміщеннях такого класу відносять вогнегасники, розміщення яких в приміщеннях позначається встановленим поруч вказівним знаком

Згідно категорії пожежовибухонебезпеки будівлі, класу приміщення і за вибухо- і пожежонебезпекою П-Па та Наказу Міністерства внутрішніх справ України «Про затвердження Правил експлуатації та типових норм належності вогнегасників», в приміщенні має бути встановлено 2 порошкових або вуглекислотних вогнегасники із зарядом речовини від 3 до 5 кг. [27]

В цілому приміщення по категорії вибухо- і пожежонебезпечності та ступеню вогнестійкості відповідає нормам, але особливу увагу потрібно звернути на утримання в справному стані засобів протипожежного захисту та своєчасне інформування пожежної охорони про несправність пожежної техніки, впровадження систем протипожежного захисту.

ВИСНОВКИ

У даній бакалаврській дипломній роботі виконано розроблення програмно-апаратних реалізацій декодерів широкосмугових групових сигналів на базі цифрових видів модуляцій.

Виконано аналіз особливостей формування широкосмугових групових сигналів, а також проведено дослідження основних характеристик та параметри таких сигналів.

Виконано розробку структурної електричної схеми декодера широкосмугових сигналів попередньої первинної групи на базі ІКМ з вибором елементної бази. Для побудови ІКМ-декодера застосовуються радіоелементи зарубіжного виробництва. Експандер декодера виконано програмно на базі мікросхеми мікроконтролера. З розробленої принципової схеми декодера видно, що ІКМ є дуже простою у реалізації, потребує мінімум матеріальних витрат, а в режимі роботи ІКМ-декодер споживає невелику потужність. У роботоздатності побудованого ІКМ-декодера можна переконатися з результатів комп'ютерного моделювання. Комп'ютерне моделювання виконувалось на базі програмного пакету PROTEUS 7 PROFESSIONAL.

Для ДІКМ-декодера широкосмугових сигналів третинної групи було визначено повністю елементну базу, розраховано його елементи, здійснено та обгрунтовано вибір функціональних мікросхем. Експандер декодера виконано програмно на базі мікросхеми ПЗП. Мікросхеми були обрані з урахуванням параметрів роботи телекомунікаційної системи. Визначено споживану потужність ДІКМ-декодера, що дорівнює 6,224 Вт.

Розроблений ДІКМ-декодер було промодельовано у програмному пакеті на базі Micro-Cap 9. Було побудовано моделі всіх основних блоків декодера та проведено їх дослідження правильності розрахунків вузлів та їх підбору за якістю відновлення вхідного синусоїдального сигналу. Проведене моделювання підтвердило розраховані значення тим, що вихідний сигнал ДІКМ-декодера відповідає за характеристиками вхідному сигналу.

У розділі «Охорона праці» розглянуто технічні рішення щодо безпечного виконання роботи, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії та технічні рішення пожежної безпеки.

Результати даної бакалаврської дипломної роботи мають перспективи, тому що на сучасному етапі розвитку телекомунікаційних систем спостерігається поєднання аналогових і цифрових систем. І тому, для підтримання якісних характеристик передачі цифрової інформації створюються пристрої, що узгоджують аналогові та цифрові системи передачі, здійснюють модуляцію та кодування широкосмугових сигналів, що є оптимальним технічним рішенням.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Ільченко М.Ю., Кравчук С.О. Сучасні телекомунікаційні системи. – К.: НВП “Видавництво “Наукова думка” НАН України”. 2008. – 328 с.
2. Довгий С.О., Воробієнко П.П., Гуляєв К.Д. Сучасні телекомунікації. – К.: Азимут-Україна, 2013. – 608 с.
3. Бондарчук А.П., Срочинська Г.С., Твердохліб М.Г. Основи інфокомунікаційних технологій: навчальний посібник. К.: АНВА Прінт, 2015. 76 с.
4. Кривуца В. Г., Беркман Л. Н., Лапінський В. В., Основи інфокомунікацій: навчальний посібник. К.: ДУІКТ, 2011. 276 с.
5. Конахович Г.Ф., Чуприн В.М., Ткаліч О.П. Експлуатація телекомунікаційних систем: Підручник. – К.: НАУ-друк, 2014. – 787 с.
6. Бортник Г.Г., Бортник С.Г., Стальченко О.В. Основи теорії багатоканального зв’язку. - Вінниця: ВНТУ, 2010. – 146 с.
7. Методи та пристрої оцінювання характеристик імпульсно-кодових модуляторів широкосмугових сигналів: монографія / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, Н. О. Пунченко. Вінниця: ВНТУ, 2014. 147 с.
8. Методи та засоби цифрового оброблення високочастотних сигналів для систем безпеки та моніторингу: монографія / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2020. – 126 с.
9. Методи та пристрої оцінювання бітових помилок у телекомунікаційних системах: монографія / В. М. Кичак, Г. Г. Бортник, В. Д. Тромсюк. Вінниця: ВНТУ, 2017. 212 с.
10. Бортник Г. Г., Кичак В. М., Яблонський В. Ф. Методи та засоби оцінювання параметрів абонентських ліній зв’язку. Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. 139 с.
11. Бортник Г.Г., Кичак В.М. Основи теорії передачі інформації. навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ – 2002р. - 128 с.

12. Телекомунікаційні системи передачі: підручник / В.М. Кичак, О.М. Шинкарук, Г.Г. Бортник, І.І. Чесановський. – Хмельницький: Видавництво НАДПСУ, 2016. – 424 с.
13. Бортник Г.Г., Васильківський М.В., Кичак В.М. Транспортні телекомунікаційні технології: навч. посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2017. – 172 с.
14. Бортник Г.Г., Кичак В.М. Основи теорії передачі інформації. навчальний посібник. – Вінниця: ВДТУ, 2002р. - 128 с.
15. Бортник Г.Г., Кичак В.М. Цифрова обробка сигналів в телекомунікаційних системах: підручник. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 232 с.
16. ДСТУ ОHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог ОHSAS 18001:2007 (ОHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИИУЦ», 2016. 21 с.
17. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_праор_0_00-7_15-18_01_ua.php.
18. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>
19. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>
20. ДБН В.2.5-28-20018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>
21. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>
22. ДСНіПЗ.3.6.096-2002. Державні санітарні норми і правила при

роботі з джерелами електромагнітних полів. URL:
<http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/z0203-03>.

23. ДСанПіН 3.3.6-2002 Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів - [Електронний ресурс] - Режим доступу:
<http://zakon.nau.ua/doc/?code=z0203-03>

24. НПАОП 0.00-7.11-12. Загальні вимоги стосовно забезпечення роботодавцями охорони праці працівників. URL:
<http://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0226-12>.

25. ДСТУ Б В.1.1-36:2016 Визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпек. URL:
https://dbn.co.ua/load/normativy/dstu/dstu_b_v_1_1_36/5-1-0-1759.

26. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002.pdf.

27. Наказ Міністерства внутрішніх справ України «Про затвердження Правил експлуатації та типових норм належності вогнегасників». URL:
<https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0225-18#Text>.

ДОДАТКИ

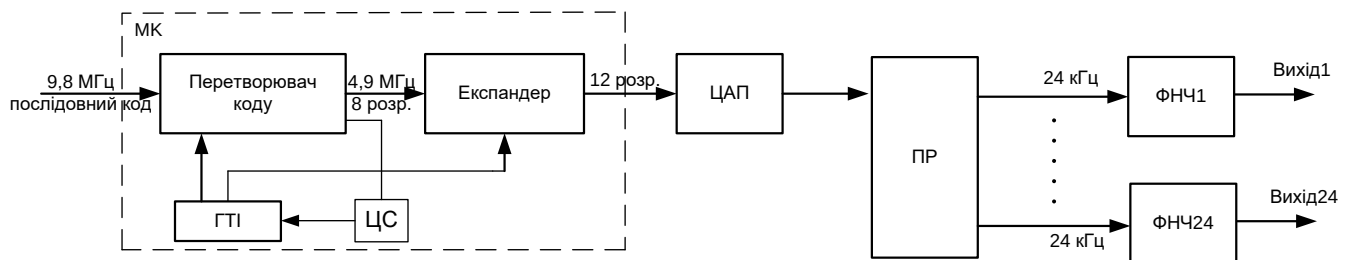
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

**ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОГРАМНО-АПАРАТНИХ РЕАЛІЗАЦІЙ ДЕКОДЕРІВ
ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ**

назва бакалаврської дипломної роботи

Декодер широкосмугових сигналів ППГ на базі ІКМ. Структурна електрична схема



Відновлення стиснутого за А-законом цифрового сигналу описується виразом:

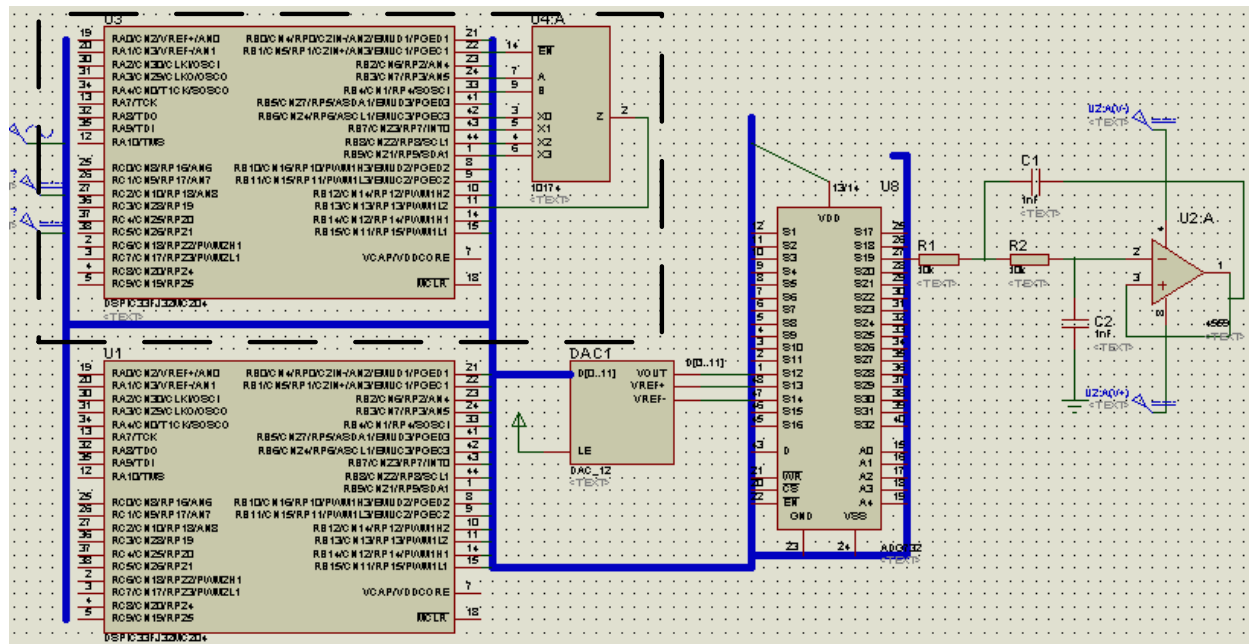
$$F^{-1}(y) = \text{sgn}(y) \begin{cases} \frac{|y|(1 + \ln(A))}{A}, & |y| < \frac{1}{1 + \ln(A)}; \\ \frac{\exp(|y|(1 + \ln(A)) - 1)}{A}, & \frac{1}{1 + \ln(A)} \leq |y| \leq 1. \end{cases}$$

Таблиця – Вхідні та вихідні послідовності експандера

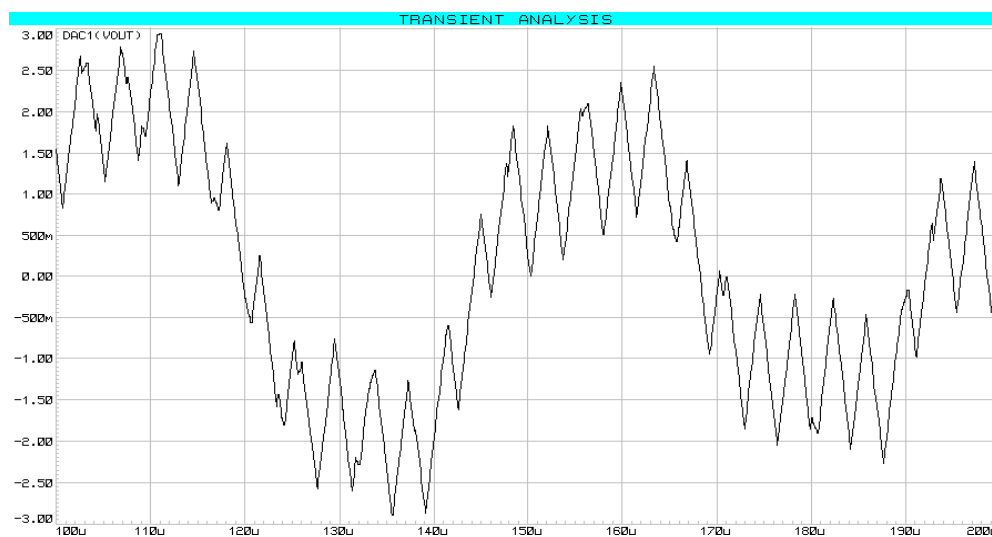
Вхідна кодова послідовність	Вихідна кодова послідовність
1	2
000 0000	0000 0000 0000
000 0001	0000 0001 0000
000 0010	0000 0010 0000
000 0011	0000 0011 0000
000 0100	0000 0100 0000
000 0101	0000 0101 0000
000 0110	0000 0110 0000
000 0111	0000 0111 0000
000 1000	0000 1000 0000
000 1001	0000 1001 0000
000 1010	0000 1010 0000
000 1011	0000 1011 0000
000 1100	0000 1100 0000
000 1101	0000 1101 0000
000 1110	0000 1110 0000
000 1111	0000 1111 0000
001 0000	0001 0000 0000
001 0001	0001 0010 0000
001 0010	0001 0100 0000
001 0011	0001 0110 0000
001 0100	0001 1000 0000
001 0101	0001 1010 0000
001 0110	0001 1100 0000
001 0111	0001 1110 0000
001 1000	0001 1000 0000
001 1001	0001 1010 0000
001 1010	0001 1100 0000
001 1011	0001 1100 0000
001 1100	0001 1000 0000
001 1101	0001 1010 0000
001 1110	0001 1100 0000
001 1111	0001 1110 0000
010 0000	0010 0000 0000
010 0001	0010 0010 0000
010 0010	0010 0100 0000
010 0011	0010 0110 0000
010 0100	0010 1000 0000
010 0101	0010 1010 0000
010 0110	0010 1100 0000
010 0111	0010 1110 0000
010 1000	0011 0000 0000
010 1001	0011 0010 0000
010 1010	0011 0100 0000
010 1011	0011 0110 0000
010 1100	0011 1000 0000
010 1101	0011 1010 0000
010 1110	0011 1110 0000
010 1111	0011 1110 0000

Продовження таблиці

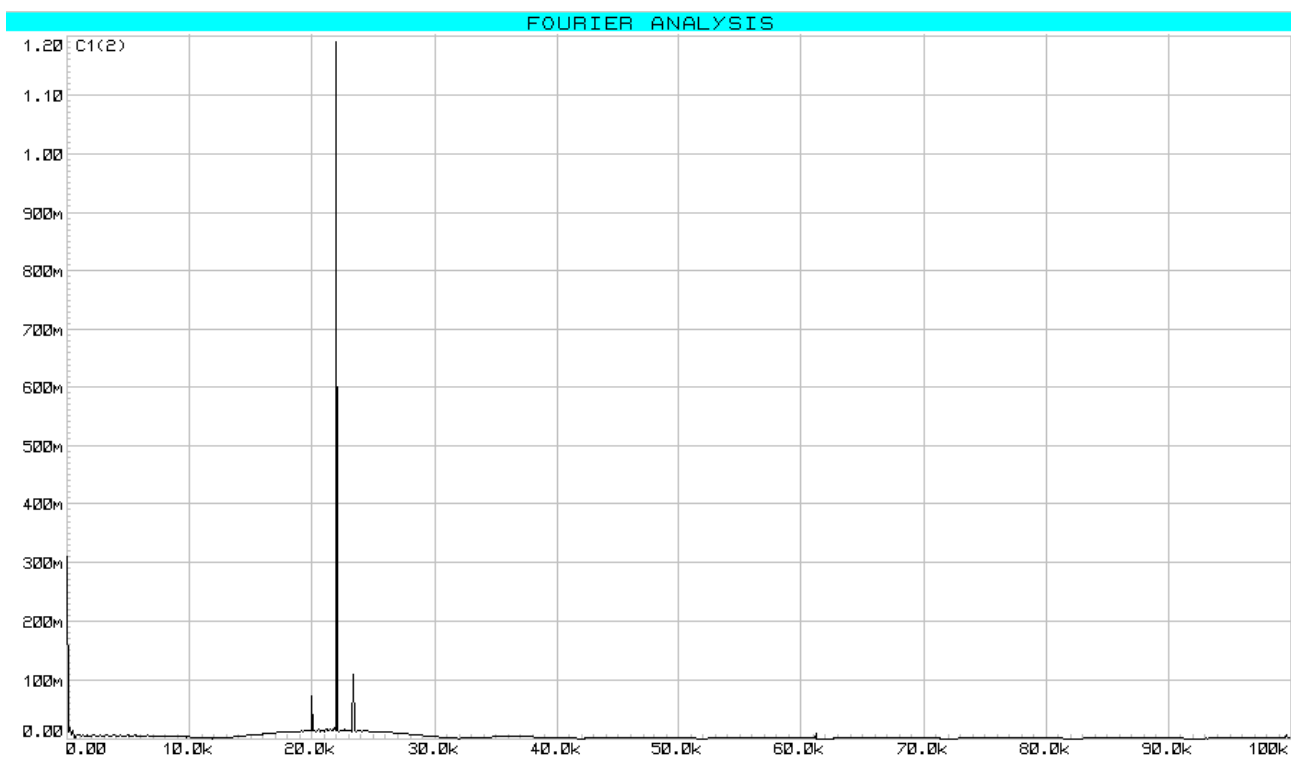
1	2
011 0000	0010 0000 0000
011 0001	0100 1000 0000
011 0010	0101 0000 0000
011 0011	0101 1000 0000
011 0100	0110 0000 0000
011 0101	0110 1000 0000
011 0110	0111 0000 0000
011 0111	0111 1000 0000
011 1000	0110 0000 0000
011 1001	0110 0000 0000
011 1010	0110 0100 0000
011 1011	0110 1000 0000
011 1100	0111 0000 0000
011 1101	0111 0100 0000
011 1110	0111 1000 0000
011 1111	0111 1100 0000



Результати моделювання декодера широкосмугових сигналів ППГ на базі ІКМ

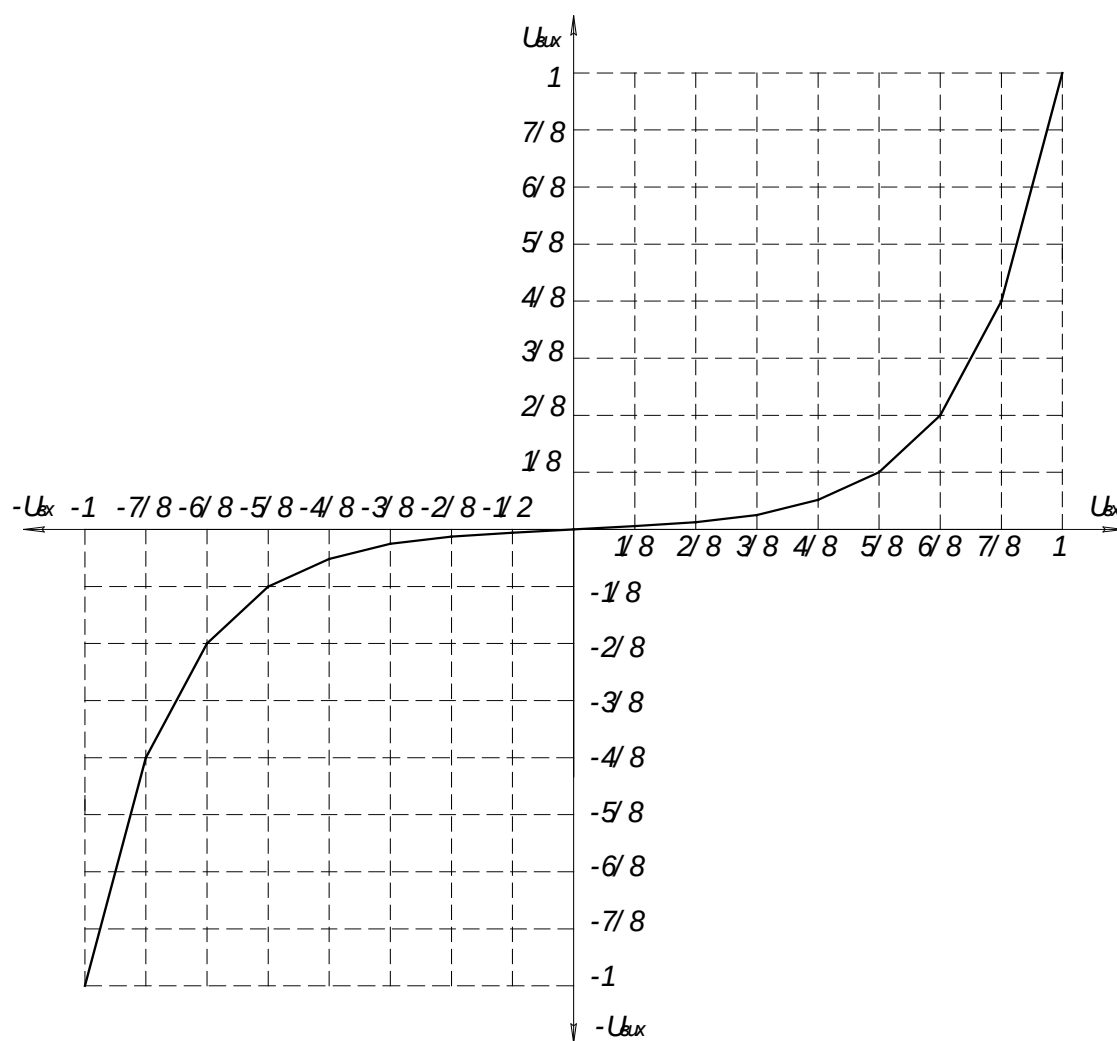
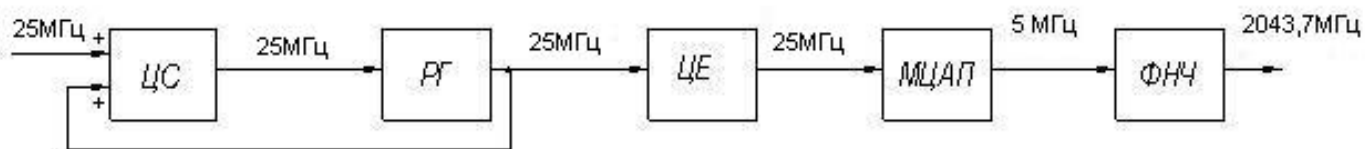


Осцилограма сигналу з виходу ЦАП



Спектр сигналу з виходу ФНЧ

Декодер широкосмугових сигналів ТГ на базі ДІКМ.
Структурна електрична схема

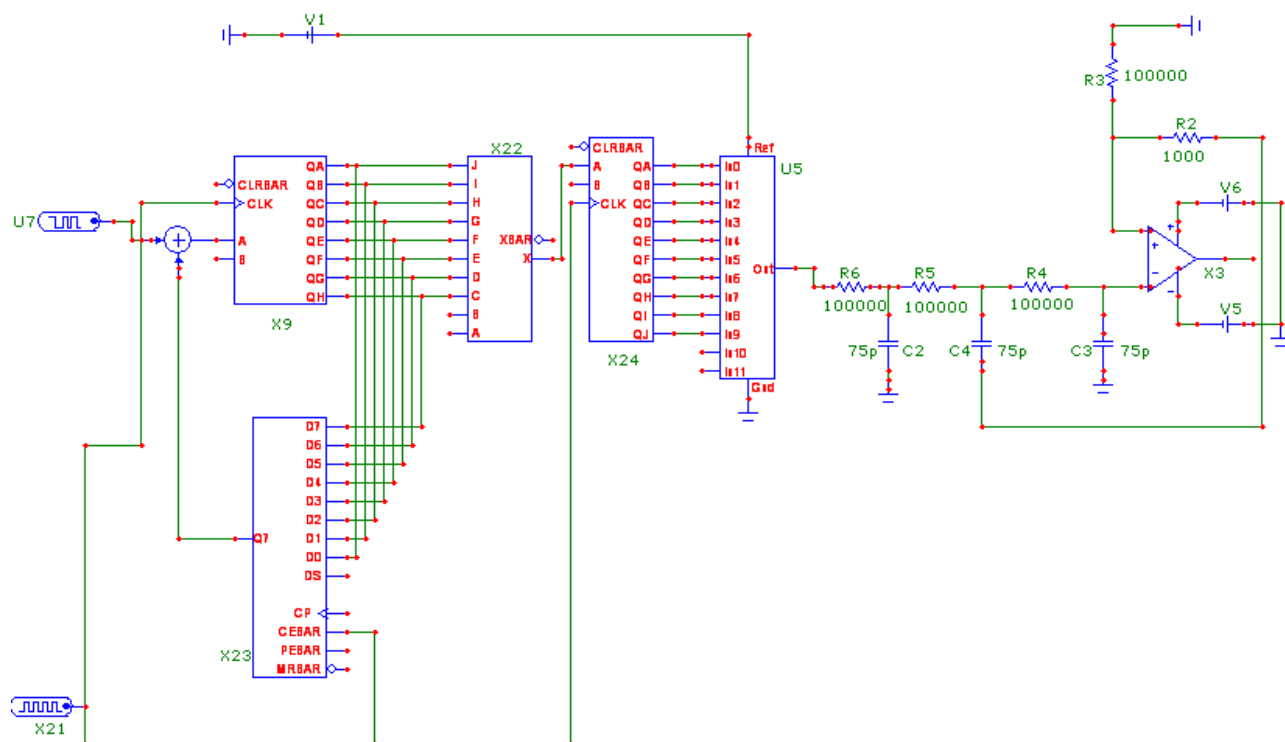


Характеристика компресії згідно закону типу А

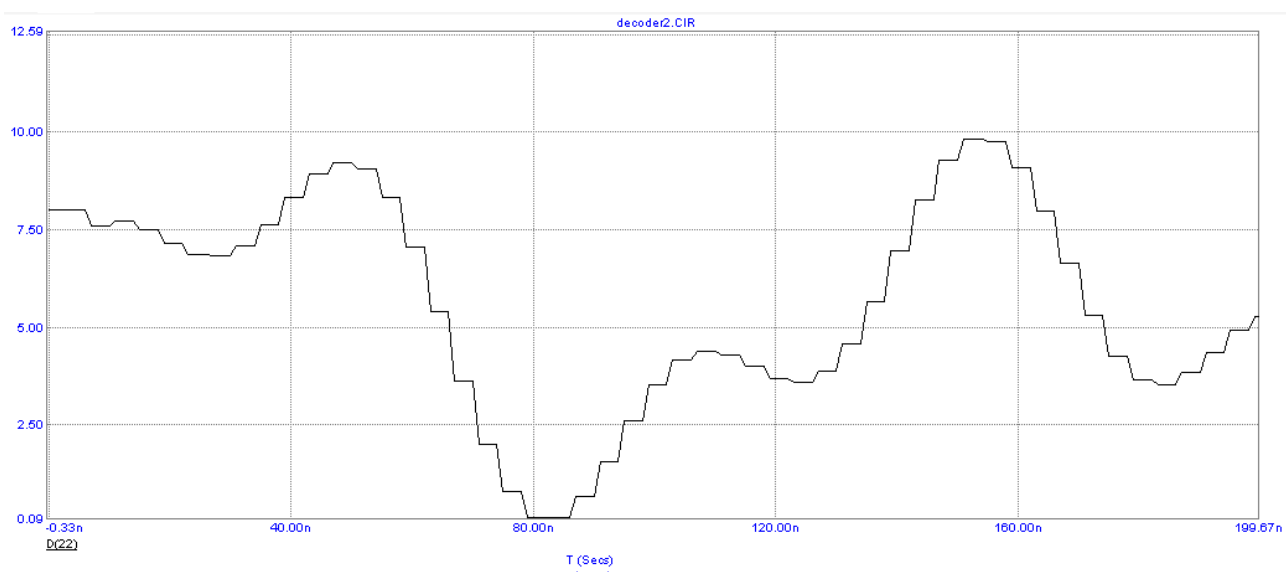
Таблиця – Кодові послідовності для програмування ПЗП для ІКМ-декодера

Вхідні кодові послідовності d_0 - d_4	Вихідні кодові послідовності
s000ab	s0000000ab1
s001ab	s0000001ab1
s010ab	s000001ab10
s011ab	s00001ab100
s100ab	s0001ab1000
s101ab	s001ab10000
s110ab	s01ab100000

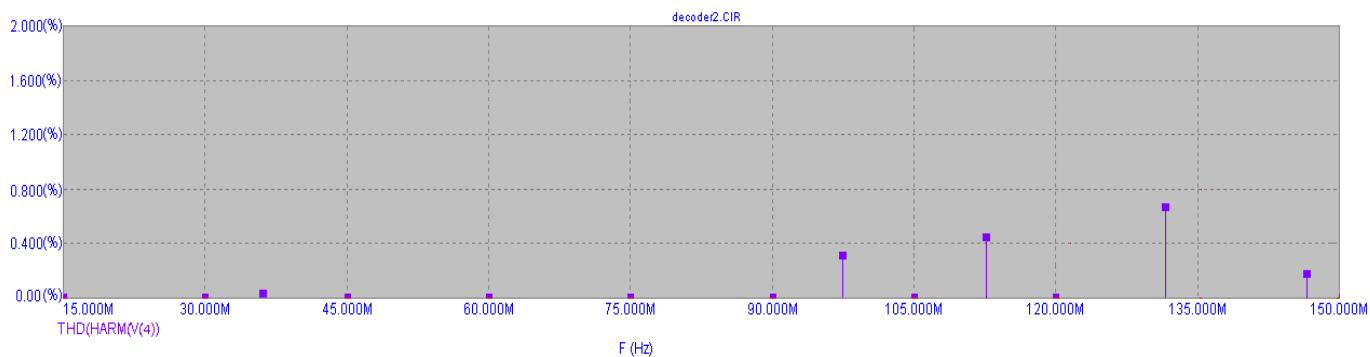
Моделювальна схема декодера широкосмугових сигналів ТГ на базі ДІКМ



Результати моделювання декодера широкосмугових сигналів ТГ на базі ДІКМ



Часове представлення сигналу на виході ЦАП



Графік залежності коефіцієнта нелінійних спотворень від частоти

Додаток Б
(обов'язковий)
ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Дослідження програмно-апаратних реалізацій декодерів широкосмугових сигналів телекомунікаційних систем

Тип роботи: Бакалаврська дипломна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра Інфокомунікаційних систем і технологій, факультет Інформаційних електронних систем
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unichек

Оригінальність 96,21 % Схожість 3,79 %

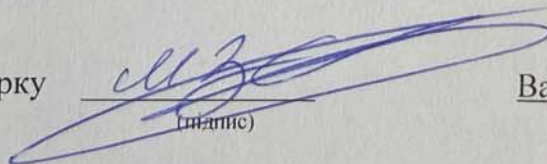
Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.

☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.

☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

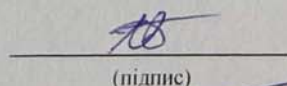
Особа відповідальна за перевірку


(підпис)

Васильківський М.В.
(прізвище, ініціали)

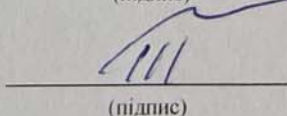
Ознайомлені з повним звітом, який був згенерований системою Unichек щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Остапчук С.А.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Тромсюк В.Д.
(прізвище, ініціали)