

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

бакалавр

(назва освітнього ступеня)

на тему: "Підсилювач потужності цифровий"

(назва теми)

(назва теми)

(назва теми)

Виконав (ла): студент (ка) IV курсу групи РАс-41

спеціальності: 172 "Телекомунікації та радіотехніка"

(шифр і назва напряму підготовки)

Зиско В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник:

Марценюк А.С.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль:

Марценюк А.С.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри:

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Рецензент:

Стрембіцький М.О.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет: прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(повна назва факультету)

Кафедра: радіотехнічних систем

(повна назва кафедри, циклової комісії)

“ЗАТВЕРДЖУЮ”

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

“ ” червня 20 21 р.

**ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ**

на здобуття освітнього ступеня: бакалавр

(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю: 172 “Телекомунікації та радіотехніка”

(назва освітнього ступеня)

студенту: Зиско Василю Леонідовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1 Тема: “Підсилювач потужності цифровий”

Керівник роботи: Марценюк Анатолій Сергійович, ст. викл.

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

затверджена наказом ректора від “ 31 ” травня 20 21 року № 4/7-435

2 Термін подання студентом завершеної роботи: 23 червня 2021 р.

3 Вихідні дані роботи Вихідна потужність, Вт 120;

Рівень нелінійних спотворень (TND), % 0,0044;

Рівень інтермодуляційних спотворень (IMD), дБ ±1,5;

Демпінг-чинник (коефіцієнт демпфування) 200;

Частотний діапазон – частоти, відтворювані підсилювачем при нормованому

спаду і підйому (нерівномірності), ± 0,5 дБ для діапазону 20 Гц – 20 кГц, або

+1/-3 дБ для діапазону 5 Гц – 100 кГц, Гц 31-15000;

Відношення сигнал/шум, дБ 105.

4 Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

1 Проектування та рахунок схеми електричної структурної

2 Проектування та рахунок схеми електричної структурної

3 Проектування друкованого вузла

5 Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

4 Схема електрична структурна (обов'язкове)

5 Схема електрична принципова (обов'язкове)

6 Друкований вузол (деталь) (обов'язкове)

7 Складальне креслення друкованого вузла (обов'язкове)

8 Технічні показники (плакат)

6 Консультанти розділів роботи:

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис (дата)	
		завдання	
		видав	прийняв
<i>Безпека життєдіяльності, основи охорони праці</i>			

Дата видачі завдання “ 31 ” травня 2021р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапів роботи	Термін виконання	Примітка
1	<i>Розробка та затвердження технічного завдання</i>	<i>17.02.2021</i>	
2	<i>Аналіз технічного завдання, підбір бібліографічних матеріалів, необхідних для виконання роботи</i>	<i>24.02.2021</i>	
3	<i>Розробка та розрахунок схеми електричної структурної</i>	<i>03.03.2021</i>	
4	<i>Розробка та розрахунок схеми електричної принципової</i>	<i>17.03.2021</i>	
5	<i>Розробка та розрахунок структурної схеми</i>	<i>19.04.2021</i>	
6	<i>Проектування конструкторське</i>	<i>05.05.2021</i>	
7	<i>Безпека життєдіяльності, основи охорони праці</i>	<i>12.05.2021</i>	
8	<i>Нормоконтроль</i>	<i>16.05.2021</i>	
9	<i>Попередній захист кваліфікаційної роботи</i>	<i>09.06.2021</i>	
10	<i>Захист кваліфікаційної роботи</i>	<i>23.06.2021</i>	

Студент

_____ (підпис)

Шевчук Б.М.
_____ (прізвище та ініціали)

Керівник роботи

_____ (підпис)

Лесів В.В.
_____ (прізвище та ініціали)

Анотація

Тема кваліфікаційної роботи: “Підсилювач потужності цифровий” // Кваліфікаційна робота бакалавра // Зиско Василь Леонідович // Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, кафедра радіотехнічних систем, група РАС-41 // Тернопіль, 2021 // с. – 60, рис. – 8, табл. – 1, бібліографія – 17, креслення – 4.

Ключові слова: ДИСКРЕТИЗАЦІЯ, ДИНАМІЧНИЙ ДІАПАЗОН, НЕЛІНІЙНЕ СПОТВОРЕННЯ, ПІДСИЛЮВАЧ, ПОТУЖНІСТЬ, СМУГА ПРОПУСКАННЯ, ФІЛЬТР НИЖНІХ ЧАСТОТ, ЧУТЛИВІСТЬ.

В роботі проведено: обґрунтування вибору технології цифрової обробки аналогового звукового сигналу, проектування схеми електричної структурної. Розроблено схему електричну принципову підсилювача потужності цифрового. Розраховано параметри відновувального фільтру вихідного каскаду.

Вихідна потужність, 120Вт, рівень нелінійних спотворень (TND) 0,0044, рівень інтермодуляційних спотворень (IMD) $\pm 1,5$ дБ, частотний діапазон – частоти, відтворювані підсилювачем при нормованому спаду і підйому (нерівномірності), $\pm 0,5$ дБ для діапазону 20 Гц – 20 кГц, або $+1/-3$ дБ для діапазону 5 Гц – 100 кГц, Гц 31-15000, відношення сигнал/шум 105дБ.

Параметри та технічні характеристики повністю відповідають технічному завданню та стандартам підсилювальної апаратури. Використання сучасної елементної бази дозволило підвищити його надійність.

Annotation

Work qualification theme: “Power amplifier digital” // Bachelor qualification work // Zysko Vasyl Leonidovych // Ivan Pulyuy Ternopil National Technical University, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, Radio Engineering Systems Department, group RAs-41 // Ternopil 2021 // p. – 60, fig. – 8, table – 1, bibliography – 16, drawing – 4.

KEYWORDS: DISCRETIZATION, DYNAMIC RANGE, NONLINEAR DISTORTION, AMPLIFIER, POWER, LOWPASS FILTER, SENSITIVITY.

The work is carried out: substantiation of the choice of technology of digital processing of analog sound signal, design of electric structural scheme. The electric circuit diagram of the digital power amplifier is developed. The parameters of the recovery filter of the output stage are calculated.

Output power, 120W, 120 B_T, nonlinear distortion (TND) 0.0044, frequency range - frequencies reproduced by the amplifier at normalized recession and rise (non-uniformity), ± 0.5 dB for the range of 20 Hz - 20 kHz, or $+ 1 / -3$ dB for the range of 5 Hz - 100 kHz, Hz 31-15000, signal-to-noise ratio 105dB.

Parameters and technical characteristics fully comply with the technical task and standards of amplifying equipment. The use of a modern element base has increased its reliability.

Зміст

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень і термінів	7
1 Основний розділ.....	10
1.1 Аналіз технічного завдання	10
1.2 Розробка і розрахунок структурної схеми.....	22
1.3 Відновлювальний ФНЧ	28
1.3.1 Аналіз частотних і часових характеристик відновлювального ФНЧ	28
1.3.2 Розрахунок сигналу, відновленого дискретними відліками за даним фільтра низьких частот.....	34
1.4 Обґрунтування і вибір оптимальних значень частот	38
1.5 Розрахунок характеристик дискретизованого та відновленого сигналу.	41
1.6 Вибір і обґрунтування елементної бази.....	45
1.7 Проектування конструкторське.....	48
1.7.1 Розробка компоновки і конструкції друкованого вузла	48
1.7.2 Оптимізація компоновки, друкованого вузла	50
2 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці	51
2.1 Розрахунок захисного заземлення	51
2.2 Фінансування охорони праці на підприємстві.....	54
Висновки	57
Список використаних джерел	58
Додатки.....	60

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Розроб.</i>		<i>Зиско В.Л.</i>			<i>Підсилювач потужності цифровий Пояснювальна записка</i>	<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Аркушів</i>
<i>Перевір.</i>		<i>Марценюк А.С.</i>					6	55
<i>Реценз.</i>						<i>ТНТУ імені Івана Пулюя, ФПТ, каф. РТ, гр. РАС-41</i>		
<i>Н. Контр.</i>		<i>Марценюк А.С.</i>						
<i>Затверд.</i>		<i>Дунець В.Л.</i>						

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень і термінів

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

ФЧХ – фазочастотна характеристика;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

ПНЧ – підсилювач низької частоти;

ОБР – область безпечної роботи;

ЕСКД – єдина система конструкторської документації;

САПР – система автоматизованого проектування;

БЖД – безпека життєдіяльності;

МОН – metal–oxide–semiconductor field-effect transistor;

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Вступ

Підсилювачі складають основу більшості електронних систем, багато з яких повинні виробляти велику потужність для керування вихідними пристроями. Вихідна потужність підсилювача звуку може становити від 1 Вт до декількох сотень кВт. Для підсилювачів радіочастот, що використовуються в передавачах, може знадобитися тисячі кіловат вихідної потужності, а підсилювачам постійного струму, що використовуються в електронних системах управління, також можуть знадобитися великі вихідні потужності для приводу двигунів чи приводів різних типів.

Підсилювач – це електронний пристрій, що використовується для збільшення величини напруги / струму / потужності вхідного сигналу. Він приймає слабкий електричний сигнал / форму сигналу і відтворює подібну сильну форму сигналу на виході за допомогою зовнішнього джерела живлення.

Залежно від змін, які він вносить до вхідного сигналу, підсилювачі широко класифікуються на підсилювачі струму, напруги та потужності.

Підсилювач потужності – це електронний підсилювач, призначений для збільшення величини потужності даного вхідного сигналу. Потужність вхідного сигналу збільшена до рівня, достатнього для керування навантаженнями вихідних пристроїв, таких як динаміки, навушники, радіочастотні передавачі тощо. На відміну від підсилювачів напруги / струму, підсилювач потужності призначений для безпосереднього керування навантаженнями і використовується як заключний блок в колі підсилювача.

Вхідний сигнал підсилювача потужності повинен бути вище певного порогу. Отже, замість прямого передавання необробленого аудіо / ВЧ-сигналу на підсилювач потужності, він спочатку попередньо підсилюється за допомогою підсилювачів струму / напруги і надсилається як вхід до підсилювача потужності після внесення необхідних модифікацій.

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Існує кілька способів проектування схеми підсилювача потужності. Робочі та вихідні характеристики кожної з конфігурацій схеми відрізняються одна від одної.

Для розмежування характеристик та поведінки різних схем підсилювача потужності використовуються класи підсилювачів потужності, в яких для позначення методу роботи присвоюються літерні символи.

Вони широко класифікуються на дві категорії. Підсилювачі потужності, призначені для посилення аналогових сигналів, належать до категорій А, В, АВ або С. Підсилювачі потужності, призначені для підсилення цифрових сигналів із модуляцією ширини імпульсу (ШІМ), потрапляють під D, E, F тощо.

Класи підсилювачів потужності D, E, F, G тощо використовуються для підсилення ШІМ-модульованих сигналів. Вони належать до категорії підсилювачів потужності з перемиканням. Стан вихідного каскаду постійно вимкнено або постійно ввімкнено без будь-яких інших рівнів між ними.

Завдяки цій простоті підсилювачі потужності, що підпадають під вищезазначені класи, можуть досягти теоретичної ефективності до (90-100)%.

Цифрові підсилювачі забезпечують мають переваги перед традиційною аналоговою схемою, такі як дрібні деталі, захист від шуму, висока ефективність та налаштованість, яку дозволяє цифрова система. Дизайн обробки звуку зараз орієнтований на програмне забезпечення, зміни можуть бути внесені швидше з меншим впливом на графік проектування. В результаті цих переваг цифровий підсилювач пройшов довгий шлях всього за кілька коротких років, і, за прогнозами, він стане домінуючою технологією підсилювача звуку на ринку протягом п'яти-десяти років.

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
						9
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1 Основний розділ

1.1 Аналіз технічного завдання

Підсилювачі потужності мають велику зацікавленість як в аматорів і професіоналів. Робота, яку вони виконують, по суті проста, але створити надійну високопродуктивну схему, щоб зробити це якісно, надзвичайно складно і потребує глибоких знань електроніки.

Можливо, цей парадокс лежить в основі постійного інтересу, який вони викликають.

Цифровий підсилювач має лише два вихідних стани. Використовуючи транзистор живлення як вмикач-вимикач, він подає постійну напругу постійного струму на динамік в прямому або зворотному напрямку. Це призводить до того, що в динамік надходить або додатний, або від'ємний струм. Цифровий підсилювач відтворює звуковий сигнал, регулюючи робочий цикл цього додатного / від'ємного сигналу з високою швидкістю. Щоб генерувати додатний струм в динамік, робочий цикл повинен бути більше 50 відсотків. Від'ємний струм вимагає менше 50 відсотків, а при 50 відсотках струм дорівнює нулю.

Таким чином, акустичною системою можна керувати дуже точно, і, отже, цифровий підсилювач здатний генерувати дуже дрібні деталі, по суті створюючи точне відтворення вихідного сигналу. Інші переваги включають високу ефективність топології (більше 90 відсотків) та віртуальну стійкість до шуму цифрового тракту сигналу.

Підсилювачі потужності класу D широко застосовуються в сучасних високоякісних аудіосистемах. Для управління підсилювачами використовуються сигнали з імпульсною модуляцією. Про те, які типи модуляції використовуються в підсилювачах класу D, який тип оптимальний в тому або іншому випадку, які мікросхеми для реалізації різних способів модуляції пропонують виробники.

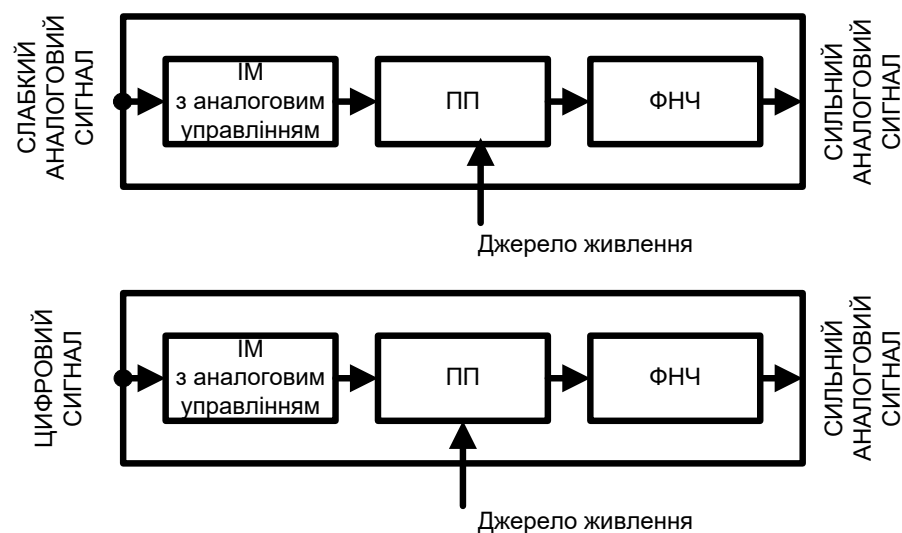
					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
						10
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Сучасний підсилювач потужності (ПП) у високоякісних аудіосистемах, – це підсилювач класу D (Class D amplifier). Він відомий також як перемикальний підсилювач (Switching amplifier). Теоретично, такий ПП має ККД, що досягає 100%, і не вносить спотворень до вихідного сигналу. Зниження ККД і наявність реальних спотворень обумовлені не принципом побудови ПП, а неповною досконалістю його елементів і використовуваних режимів роботи.

ПП має два різновиди (рис.1). Одна з них – з управлінням аналоговим сигналом (рис.1а), інша цифровим (рис.1б). У склад ПП входять:

ІМ (імпульсний модулятор) з аналоговим управлінням (рис.1а) – імпульсний модулятор, що перетворює аналоговий сигнал в дворівневу імпульсно-модульовану послідовність, модульований параметр якої (частота, тривалість імпульсів) пропорційний перетворюваному аналоговому сигналу;

ІМ з цифровим управлінням (рис.1б) – імпульсний модулятор, що перетворює цифровий сигнал в таку ж дворівневу імпульсно-модульовану послідовність, як і в ІМ з аналоговим управлінням;



ІМ — імпульсний модулятор; ПП – перемикальний пристрій ФНЧ –
фільтр низької частоти

(а) аналогове управління (б) цифровим

Рисунок 1.1 – Структурні схеми підсилювачів потужності класу D

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		11

ПП (рис.1а,б) – перемикальний пристрій, кероване імпульсно-модульованою послідовністю і перетворення потужності, споживаної від джерела живлення, що проводить (за допомогою ФНЧ), в потужність аналогового сигналу навантаження. ПП комутує постійну напругу джерела живлення і повторює на своєму виході форму напруги вхідної імпульсно-модульованої послідовності, що поступає з виходу модулятора;

ФНЧ (рис.1а,б) – фільтр, що виділяє посилений аналоговий сигнал із складу імпульсно-модульованої послідовності, яка поступає з виходу ПП. ФНЧ повинен не тільки фільтрувати, але і не споживати енергію фільтрованого сигналу [5].

ПП випускаються у вигляді мікросхем (МС), до складу яких входить ПП і інколи, – модулятор. Модулятор може бути і зовнішнім і розташовуватися, наприклад, в процесорі. ФНЧ – як правило, габаритний пристрій, що містить дроселі і конденсатори. Воно підключається до ПП ззовні. У ПП використовуються зазвичай польові транзистори, що мають МОН-структуру (MOSFET) і що володіють, відповідно, майже нульовою напругою насичення (у відкритому стані) і високою швидкістю при перемиканні.

Потужність посиленого аналогового сигналу на виході ПП може знаходитися в межах від одиниць до десятків ватів (а інколи і більше). Наприклад, з продукції фірми Analog Devices до менш потужних відносяться МС ПП сімейства SSM23xx (SSM2301/2/4/6, SSM2311), до потужніших – AD199x (AD1991, AD1990/2/4), а також нові ADAU1513 і ADAU1590/2 [6–12].

Вхідним сигналом управління ПП (див. рис.1) є дворівневий сигнал імпульсної модуляції (ІМ), що є модульованою послідовністю імпульсів. Модуляція може полягати в зміні тривалості імпульсів, проходження з постійною частотою, або в зміні частоти імпульсу при постійній тривалості імпульсів. Перший вигляд модуляції – це широко-імпульсна модуляція (ШІМ – Pulse Width Modulation, PWM). Другий – частото-імпульсна модуляція (ЧІМ – Pulse Frequency Modulation, PFM). Останнім часом для управління ПП застосовуються ШІМ і

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		12

сигма-дельта модуляція (СДМ), яку можна вважати квантованим різновидом ЧІМ. Сигнали ІМ є дискретними відліками аналогового (що модулює) сигналу, які задовольняють умовам теореми Котельникова (в разі ШІМ), або її різновиду, відповідному змінним інтервалам дискретизації (в разі ЧІМ) [13].

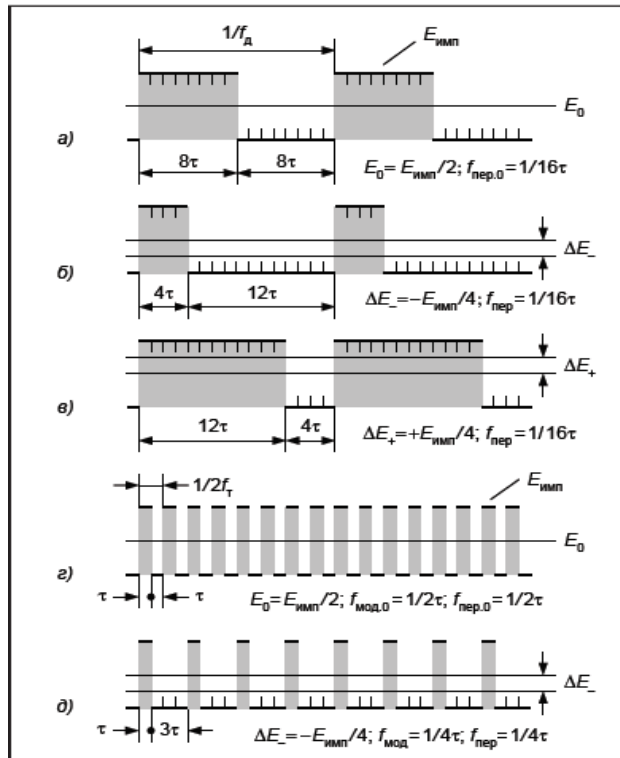
Сигнали ІМ є сумою двох груп складових. Одна з них – це сам модулюючий (аналоговий) сигнал, який, разом із зсувом, зберігається в складі ІМ сигналу. Інша група – більш високочастотні складові, які забезпечують сигналу його імпульсно-модульовану форму. Після ПП високочастотні складові фільтруються у ФНЧ, і на виході ПП формується посилений низькочастотний аналоговий сигнал.

Перший з даних видів модуляції, ШІМ, має два різновиди – безперервну і переривчасту [14]. При першій з них тривалість імпульсів ШІМ може змінюватися безперервно, пропорційно аналоговому модулюючому сигналу, а при другій – дискретно. Відповідно до сучасної термінології, останній різновид можна рахувати квантованою ШІМ. Кожен імпульс в разі такої ШІМ складається з одного або цілого числа однакових “квантів”. Відповідно, “квант” є мінімально-можливим приростом імпульсу.

Квантованими в сигналі ШІМ є не лише імпульси, але і проміжки між ними, а також, в сумі, – інтервал дискретизації (період проходження імпульсів). При ШІМ він є постійним, незалежним від рівня модулюючого сигналу. Кванти імпульсів і проміжків позначимо, відповідно, як “1” і “0”, їх тривалість – τ , а тривалість інтервалу дискретизації – T . Величина, зворотна T , є частотою дискретизації (f_d).

Безперервні ШІМ застосовують зазвичай в модуляторі з аналоговим входом, а квантовану – з цифровим, шляхом перетворення з вихідного цифрового сигналу (ЦС). Квантовану ШІМ можна характеризувати тим же цифровим кодом, що і ЦС. Тому її також називають цифрові ШІМ (Digital PWM).

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
						13
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		



а, б, в) квантованої ШІМ; г, д, е) СДМ; а, г) немодульовані; б, д) від'ємним рівнем модуляції; в, е) додатним рівнем модуляції

Рисунок 1.2 – Сигнали модуляції

Тривалість інтервалу дискретизації квантованої ШІМ рівна і є постійною величиною (рис.2а,б,в).

$$T = \frac{1}{f_d} = 2^N \tau \quad (1.1)$$

Тривалість же імпульсів ШІМ пропорційна значенням відліків аналогового сигналу (у сумі ізсумом) і змінюється в межах:

$$0 \leq \tau_{имп} \leq (2^N - 1) \tau < T. \quad (1.2)$$

У (1) і (2): τ – вказана вище тривалість квантів “1” і “0”, 2^N – їх сумарна кількість на інтервалі, а N – число розрядів ЦС і відповідного йому сигналу

квантованої ШІМ. Відзначимо, що $(2^N - 1)$ в (2) є максимальним значенням N-розрядного коду (значення 2^N відповідає наступному, N+1, розряду). Оскільки при ШІМ квантування проводиться в часі (квантується інтервал дискретизації), можна говорити про частоту квантування сигналу ШІМ, яка, згідно (1), дорівнює:

$$f_T = \frac{1}{\tau} = 2^N f_d. \quad (1.3)$$

Для спрощення сигнал ШІМ (рис. 1.2) для N=4 і, відповідно $2^N = 16$. У реальних пристроях N=16 і більше. Відзначимо також, що ШІМ (рисунок 1.3) може бути як односторонньою (ОШІМ), так і двосторонньою (ДШІМ).

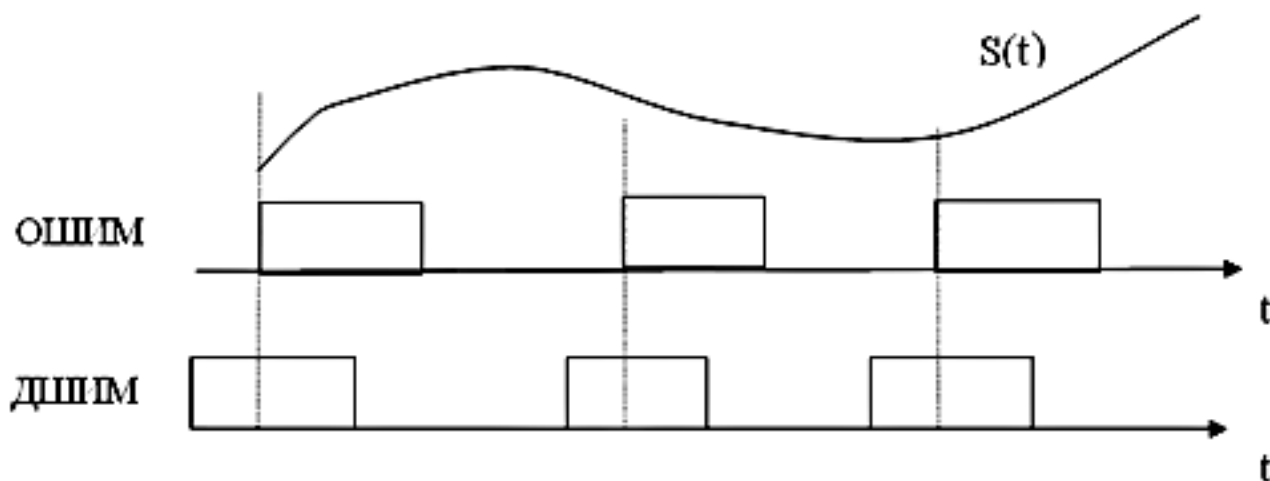


Рисунок 1.3 – Види модуляції

Математичне представлення широтно-імпульсної модуляції:

$$\tau_k = \tau_l [1 + m_\tau \sin(\Omega t_k + \theta)] \quad (1.4)$$

де $\tau_k = \tau_l [1 + m_\tau \sin(\Omega t_k + \theta)]$ - коефіцієнт модуляції довжини імпульсів

При ОШІМ імпульс розташовується на початку інтервалу дискретизації (див. рис.1.3), а при ДШІМ – в його середині або, наприклад, у вигляді двох рівних частин – в кінці попереднього і на початку поточного інтервалів. ДШІМ, на відміну від ОШІМ, не призводить до нелінійних спотворень сигналу.

На рисунку 1.4 зображено спектр сигналу з широтно-імпульсною модуляцією.

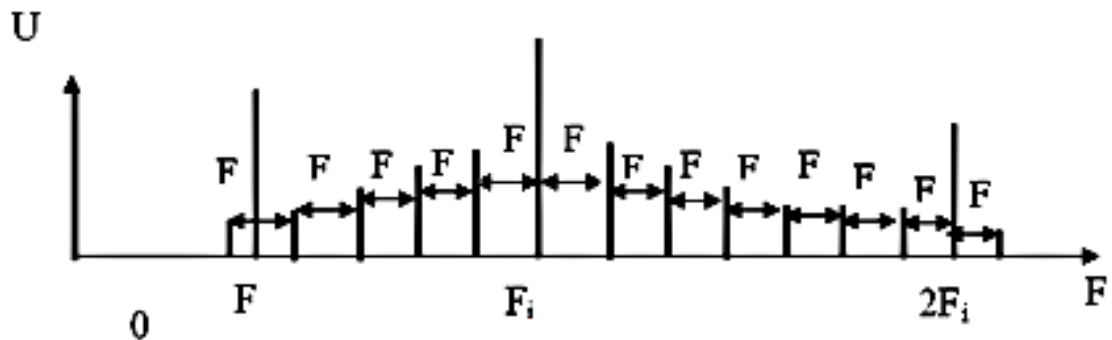


Рисунок 1.4 – Спектр сигналу з широтно-імпульсною модуляцією

Другим з даних видів ІМ є сигма-дельта модуляція (СДМ). Сигнал СДМ, як і сигнал ШІМ, складається з “квантів” “1” і “0” тривалістю τ . Особливість сигналу СДМ в тому, що він, в порівнянні з сигналом ШІМ, є як би роздробленим в часі (рис.1.5 г,д,е), з утворенням коротших циклів імпульсної послідовності. “Роздроблені” цикли мають більшу, ніж при ШІМ, частоту імпульсу, що досягає величини $f_T/2$ (максимальне значення). Вказане “дроблення” розширює спектр сигналу СДМ, тому його називають також Spread Spectrum (з великим спектром) [11].

Для спрощення зображення сигнал СДМ приведений з однаковою тривалістю імпульсів і проміжків між ними, яким відповідають значення $\Delta E = -E_{имп}/4$ (д) і $\Delta E_+ = +E_{имп}/4$ (е) відносно $E_0 = E_{имп}/2$ (г), де $E_{имп}$ – амплітуда імпульсів. У загальному випадку тривалість може змінюватися (як, наприклад, на рис.3 в прикладі сигма-дельта АЦП).

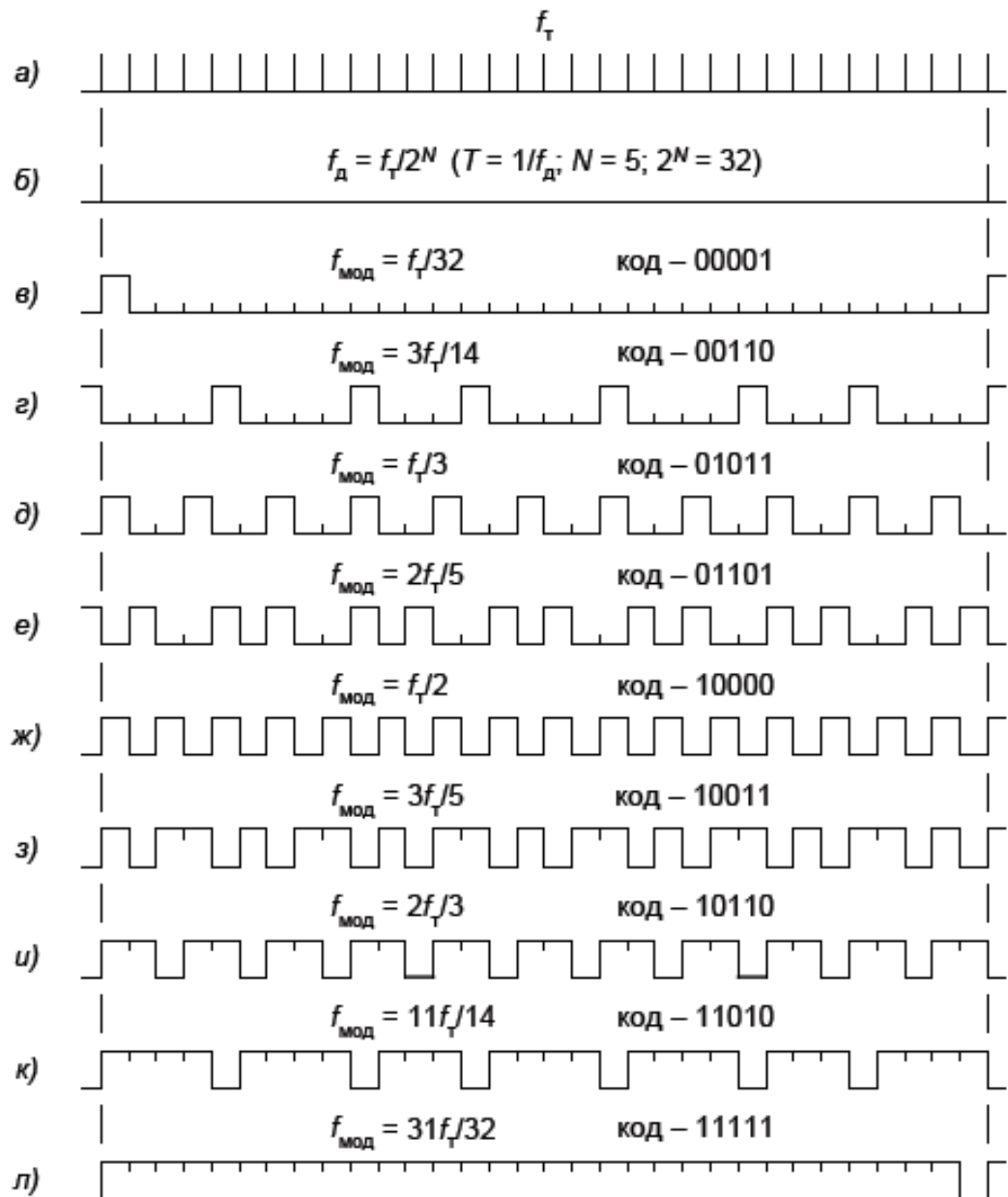


Рисунок 1.5 – Сигнали модулятора СДМ на інтервалі дискретизації АЦП
рівному $1/f_d$

Коливання (без модуляції) для СДМ (рис.1.5г), як і для ШІМ (рис.1.2а), мають шпаруватість, рівну двом, але частоти у них різні (при одних і тих же значеннях τ):

$$f_{\text{шим.0}} = f_d = f_\tau / 2^N; \quad (1.5)$$

$$f_{\text{СДМ.0}} = f_T/2 \quad (1.6)$$

де f_d і f_T визначаються виразами (1) і (3). Відповідно до (4) і (5)

$$f_{\text{СДМ.0}} = 2^{N-1} f_{\text{ШИМ.0}} \gg f_{\text{ШИМ.0}} \quad (1.7)$$

Коливання СДМ складається з послідовності циклів, що складаються з одного “0” і однієї “1” (рис. 1.2г, 1.3ж). Носійна частота коливання, згідно (1.6), вдвічі менше частоти квантування.

Середня частота модулятора, пропорційна модулюючому сигналу (у сумі із зміщенням), рівна

$$f_{\text{МОД}} = f_T n_1 / (n_1 + n_0), \quad (1.8)$$

де n_1 і n_0 – кількість “1” і “0” відповідно, в межах одного і того ж інтервалу.

В разі використання модулятора СДМ в складі сигма-дельта АЦП, їм може бути інтервал дискретизації $T = 1/f_d$ (див. рис.1.5). Максимальне значення $f_{\text{МОД}}$ визначається максимально можливим значенням коди цифрового сигналу, рівним $2^N - 1$ при розрядності N:

$$0 \leq f_{\text{МОД}} \leq f_T (2^N - 1) / 2^N < f_T. \quad (1.9)$$

При частоті $f_{\text{МОД}} < f_T/2$, відповідній від’ємному рівню модулюючого сигналу (від’ємного зміщення), сигнал СДМ характеризується циклами, що складаються з одного “1” і декілька “0” (рис. 1.2д, 1.3 в,г,д,е). Такий сигнал, з одним “1” в імпульсі, подібний до сигналу ЧІМ, називають сигналом квантованої ЧІМ.

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ	Арк.
						18
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

При частоті $f_{\text{МОД}} < f_T/2$, відповідній додатному рівню модулюючого сигналу, сигнал СДМ характеризується циклами, які складаються з декількох “1” і одного “0” (рис. 1.2е, 1.3 з,к,л). Такий сигнал також можна вважати сигналом квантованої ЧІМ, проте він має істотну відмінність, обумовлену наявністю в імпульсі декілька “1” при одному “0” між імпульсами.

Разом з частотою модуляції $f_{\text{МОД}}$ (“інформаційною” частотою, пропорційною модулюючому сигналу), для характеристики модульованих сигналів використовується частота перемикань $f_{\text{ПЕР}}$. Для сигналу ШІМ вона дорівнює частоті дискретизації (4), а для сигналу СДМ знаходиться в межах

$$0 < f_{\text{ПЕР}} \leq f_T/2 \quad (1.10)$$

і характеризує, як і при ШІМ, частоту, обумовлену циклом зміни рівнів сигналу від “0” до “1” і назад. При цьому максимальне значення $f_{\text{ПЕР}}$ (9) для СДМ, на відміну від $f_{\text{МОД}}$ (8), рівно $f_T/2$, а мінімальне може бути більше або менше, ніж при ШІМ (f_D), і навіть бути близьким до нуля – залежно від вибраного рівня аналогового сигналу. Для сигналу СДМ з малим рівнем модуляції частота перемикань максимальна: $f_{\text{ПЕР}} \rightarrow f_T/2$ (рис.3,ж), а при максимальному рівні незалежно від того, додатний він або від’ємний $f_{\text{ПЕР}} \rightarrow 0$ (рис.3,в,л).

Частота $f_{\text{ПЕР}}$ має істотне значення для ПП класу D, оскільки впливає, з одного боку, на величину потужності, що розсіюється в транзисторах при їх перемиканні (ЧІМ менше $f_{\text{ПЕР}}$, тим менша розсіювана потужність), і, з іншою, – на можливість того, що розноситься спектрів складових аналогового сигналу і продуктів модуляції (імпульсних складових сигналу). Останнє необхідне для фільтрації аналогового сигналу на виході ПП.

Залежність $f_{\text{МОД}}$ і $f_{\text{ПЕР}}$ від рівня модулюючого сигналу (рис. 1.6). Частота $f_{\text{МОД}}$ може змінюватися від 0 і майже до f_T пропорційно рівню сигналу, а час-

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ	Арк.
						19
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

тота $f_{\text{ПЕР}}$ інакше: спочатку збільшується до значення $f_T/2$ відповідного $E_{\text{СМ}}$ а потім лінійно зменшується до нуля. У цьому істотна перевага сигналів СДМ перед сигналами ЧІМ, в яких $f_{\text{ПЕР}}$ зростає так само, як і $f_{\text{МОД}}$. Відповідно, сигнал СДМ володіє істотно вужчим спектром, ніж його аналог з ЧІМ.

В сигналу СДМ є ще одна особливість, обумовлена двома основними режимами його роботи, залежними від використання. У одному з режимів важливе представлення сигналу квантами (“1”, “0”) – для можливості підрахунку кількості “1”, пропорційного модулюючому сигналу. Цей режим використовується в сигма-дельта АЦП. У іншому режимі важлива можливість виділення аналогового сигналу, який входить до складу сигналу СДМ, шляхом фільтрації останнього. Цей режим СДМ використовується в ПП класу D. Відповідно, в першому режимі використовується повний, або майже повний, діапазон (шкала) вхідного сигналу – від 0 до $2E_{\text{СМ}}$, в іншому – неповний, показаний на рис. 1.6 жирними лініями, в межах від $E_{\text{СМ}} - U_{\text{ВХ.МАКС}}$ до $E_{\text{СМ}} + U_{\text{ВХ.МАКС}}$, де $U_{\text{ВХ.МАКС}} < E_{\text{СМ}}$.

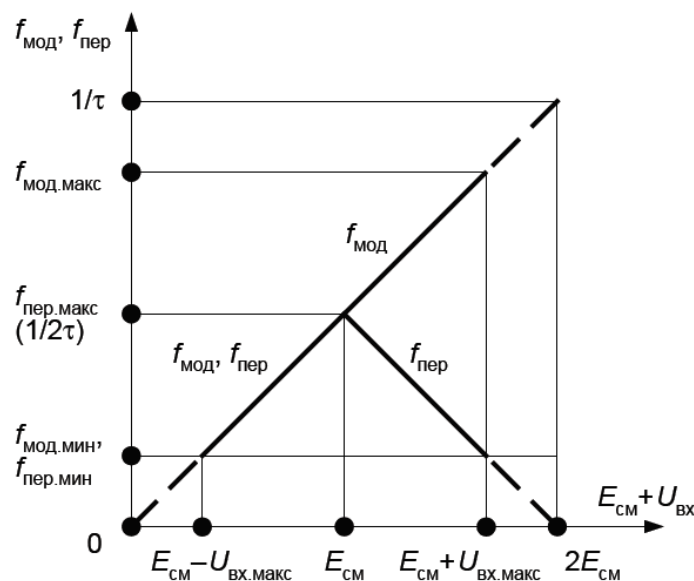


Рисунок 1.6 – Залежність частот модуляції ($f_{\text{МОД}}$) і перемикань ($f_{\text{ПЕР}}$) СДМ від вхідного модулюючого сигналу

У ПП класу D двом значенням вхідного сигналу $E_{CM} - U_{BX.MAKC}$ і $E_{CM} + U_{BX.MAKC}$ відповідає одне і те ж значення $f_{ПЕР.МИН}$ яке має бути більше верхньої частоти вхідного аналогового сигналу F_B :

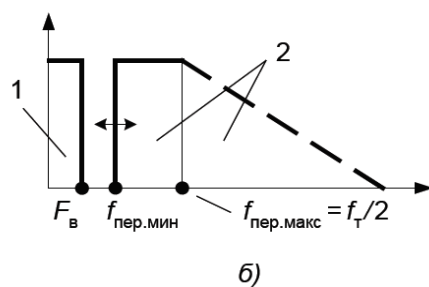
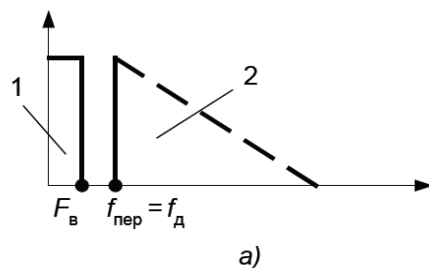
$$f_{ПЕР.МИН} > F_B. \quad (1.11)$$

При виконанні умови (1.11) можлива фільтрація сигналу на виході ПП.

Модулятор СДМ, як і ШІМ, може бути двох видів (див. рис.1) – з аналоговим і цифровим входами. Перший з них застосовується зазвичай в сигма-дельта АЦП, а також в тих, що розглядаються нижче ІС, відносяться до ПП класу D. Можна також використовувати модулятори СДМ з цифровим входом, подібні тим, що застосовуються в тих, що інтерполюють ЦАП [20].

Сигнал ШІМ як безперервний, так і квантований, володіє частотою дискретизації f_d визначуваною (1) і (3). Частоті дискретизації відповідає рівна

нею частота перемикаць $f_{ПЕР} = f_d = const$.



а) ШІМ; б) СДМ.

1 – аналогова (що модулює) складова; 2 – імпульсних продуктів модуляції

Рисунок 1.7 – Смуги частот сигналів

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		21

Для сигналу СДМ частота $f_{\text{ПЕР}}$ залежить від рівня вхідного сигналу і знаходиться в межах від $f_{\text{ПЕР.МИН}}$ до $f_T/2$ де $f_{\text{ПЕР.МИН}}$ може бути чисельне рівною f_D або мати інше значення (рис.5). Зменшення амплітуди сигналу (пунктирна лінія на рис.5) відповідає гармонікам складових з частотами $f_{\text{ПЕР}}(f_{\text{ПЕР.МИН}}, f_{\text{ПЕР.МАКС}})$.

Частоти $f_{\text{ПЕР}}(f_{\text{ПЕР.МИН}}, f_{\text{ПЕР.МАКС}})$ є також частотами перемикачів для транзисторів, які використовуються в ПП (див. рис.1). Тому, аби понизити потужність розсіювання, обумовлену їх перемиканням, доцільно використовувати сигнал ШІМ f_D і забезпечити повноцінну фільтрацію із застосуванням дроселів.

Для потужних ПП також можливе використання сигналу СДМ, якщо транзистори, використовувані в ПП, є досить швидкодіючими. При цьому дроселі фільтрів можуть мати менші габарити, чим при управлінні сигналом ШІМ.

На основі проведеного аналізу проектуємо підсилювач класу D з сигма-дельта модуляцією.

1.2 Розробка і розрахунок структурної схеми

Проектування схеми структурної здійснюємо дотримуючись певної послідовності.

Розраховуємо максимальне значення напруги в навантаженні:

$$U_{H.ном.} = \sqrt{2P_{H.ном.} R_H} \quad (1.12)$$

$$U_{H.ном.} = \sqrt{2 \cdot 120 \cdot 4} = 30,98 \approx 31В$$

де: $P_{H.ном.}$ – номінальна потужність вихідного сигналу при коефіцієнті гармонік $K_G < 1\%$. $P_{H.ном.} = 120$ Вт.

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ	Арк.
						22
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$R_{H.}$ - навантаження підсилювача, $R_{H.} = 4 \text{ Ом}$;

Визначаємо номінальний струм $I_{H.ном.}$, який навантаження:

$$I_{H.ном.} = \frac{U_{H.ном.}}{R_{H.}} \quad (1.13)$$

$$I_{H.ном.} = \frac{31}{4} = 7,75 \text{ А}$$

Розраховуємо необхідний коефіцієнт підсилення по напрузі підсилювача за формулою:

$$K_u = \frac{2 \cdot U_{нmax}}{\sqrt{2} \cdot E_2} (\text{раз}) \quad (1.14)$$

де, E_2 – рівень вхідного сигналу на вході підсилювача $E_2 = 0,5 \text{ В}$;

$$K_u = \frac{2 \cdot 31}{\sqrt{2} \cdot 0,5} = 87,69 \approx 88 (\text{раз})$$

Знаходимо орієнтовну кількість каскадів попереднього підсилення по напрузі:

$$n \approx \lg \frac{K_u}{2} \quad (1.15)$$

$$n \approx \lg \frac{139}{2} \approx 1,842 \approx 1,9$$

Отже, для підсилення вхідного сигналу до рівня напруги 49 В необхідно $n = 2$ попередніх каскади підсилення по напрузі.

Розраховуємо напругу живлення по формулі:

					ЗВ/З.166.001ПЗ	Арк.
						23
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$E_{жс.} = U_{н.макс.} + U_{свнас.} + U_{Rв} \quad (1.16)$$

де: $U_{свнас.}$ - падіння напруги стік витік вихідного транзистора в режимі насичення, для потужних МОН-транзисторів $U_{свнас.} = 1$ В.

$$E_{жс.} = 31 + 1 = 32 \text{ В}$$

Приймаємо напругу живлення $E_{жс.} = 35$ В.

Визначаємо амплітуду струму вхідного сигналу користуючись формулою:

$$I_{вх.с} = \frac{\sqrt{2} \cdot E_{с.}}{R_{вх.ноп.кас.}} \quad (1.17)$$

де: $R_{вх.ноп.кас.}$ вхідний опір каскаду попереднього підсилення, приймаємо $R_{вх.ноп.кас.} = 30$ кОм.

$$I_{вх.с} = \frac{\sqrt{2} \cdot 0.5}{300000} = 23,6 \approx 24 \text{ (мкА)}$$

Розраховуємо коефіцієнт підсилення по струму:

$$K_I = \frac{I_{н.ном.}}{I_{вх.сигн.}} \quad (1.18)$$

$$K_I = \frac{12,25}{24 \cdot 10^{-6}} = 51 \cdot 10^4 \text{ (раз)}$$

Розраховуємо номінальний коефіцієнт підсилення по потужності при якому коефіцієнт гармонік становить менше 1%:

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ	Арк.
						24
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$K_p = K_u \cdot K_i \quad (1.19)$$

$$K_{p, \text{дБ}} = 10 \cdot \log(K_p) \quad (1.20)$$

$$K_p = 88 \cdot 44,95 \cdot 10^4 \approx 45 \cdot 10^5 \text{ (раз)}$$

$$K_{p, \text{дБ}} = 10 \cdot \log(45 \cdot 10^5) = 67 \text{ дБ}$$

Отже, коефіцієнт підсилення по потужності становить 79 дБ.

Маючи необхідну розраховану кількість каскадів структурну схему підсилювача (Рисунок 1.8).

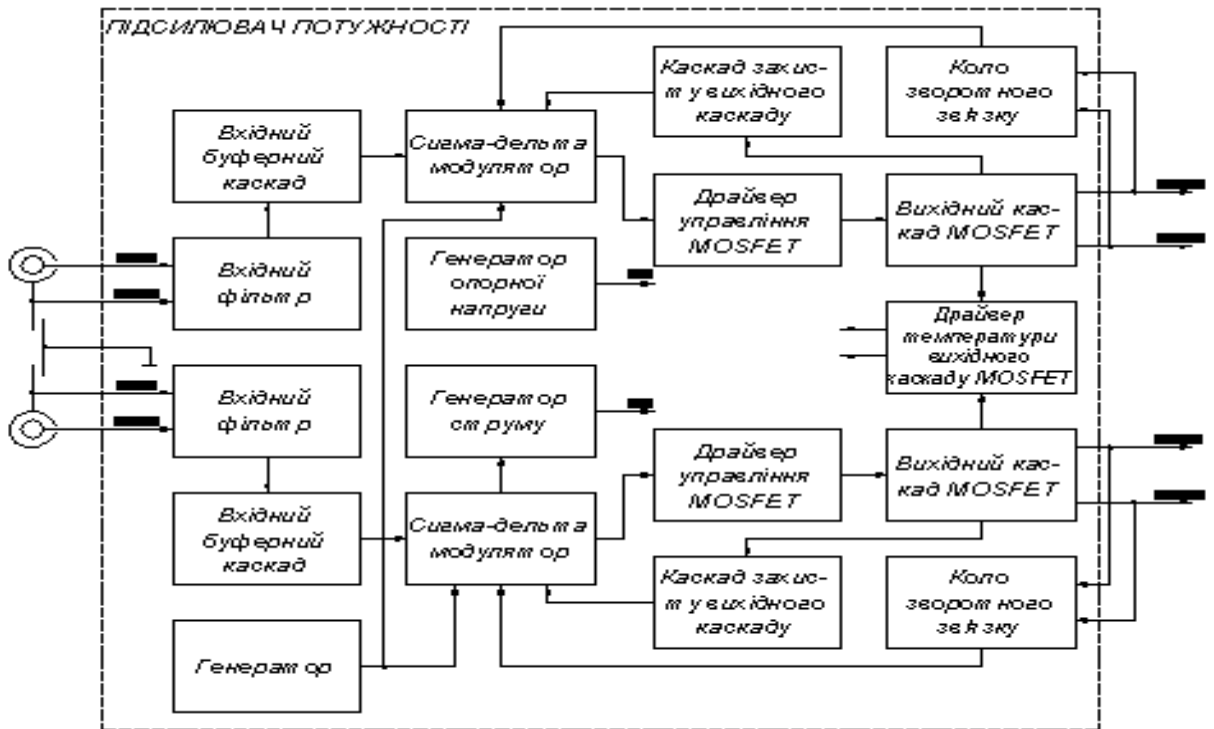


Рисунок 1.8 – Структурна схема підсилювача

Низькочастотний сигнал поступає на вхідний фільтр, де формується необхідна АЧХ вхідного каскаду.

Для забезпечення великого вхідного опору, та широкого динамічного діапазону, що забезпечується лінійною характеристикою як вхідне буферне коло використаємо диференціальний каскад (Рисунок 1.9).

Такий каскад має набагато менший вхідний струм, оскільки базові струми транзисторів з різною провідністю взаємно компенсуються. Якщо транзистори підібрані ідеально, то через вхідний резистор, приєднаний до входу 1, і резистор зворотного зв'язку, приєднаний до входу 2, струм взагалі не тече.

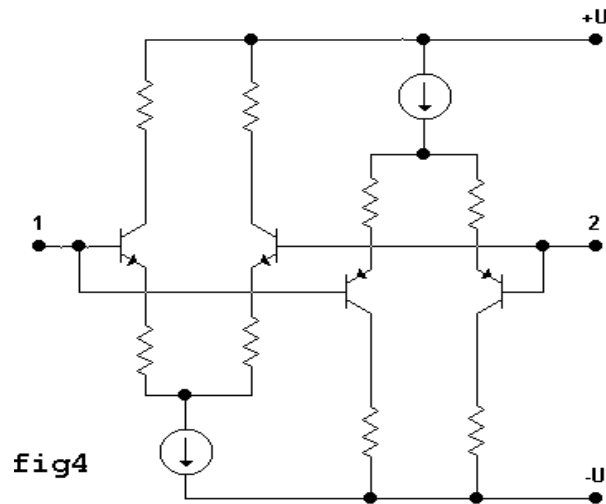


Рисунок 1.9 – Двотактний диференціальний каскад

В даний час використовуються дельта модулятори третього порядку. Модулятори вищого порядку не використовуються, оскільки їх схеми є потенційно нестійкі і можуть самозбуджуються. Структурна схема дельта-модулятора третього порядку приведена на рисунку 1.10.

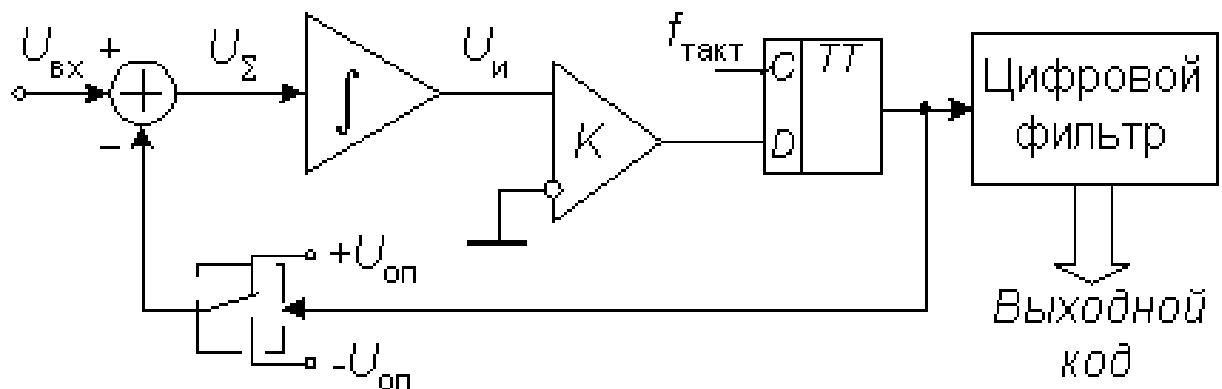


Рисунок 1.10 – Сигма-дельта модулятор

Найширше використовуються одно бітові сигма-дельта модулятори, в яких як АЦП використовується компаратор, а в якості ЦАП - аналоговий комутатор.

Застосовуються цифрові фільтри з амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) вигляду $(\sin x/x)^3$. Передавальна функція такого фільтру в z-області визначається виразом:

$$W(z) = \left[\frac{1 - z^{-M}}{M(1 - z^{-1})} \right] \quad (1.21)$$

де M – ціле число, яке задається програмно і дорівнює відношенню тактової частоти модулятора до частоти відліків фільтру. (Частота відліків - це частота, з якою оновлюються дані). У частотній області модуль передавальної функції фільтру:

$$H(f) = \left[\frac{\sin(M\pi f / f_{\text{макс.}})}{M \sin(\pi f / f_{\text{макс.}})} \right]^3 \quad (1.22)$$

На рисунку 1.4 приведено графік АЧХ цифрового фільтру, побудованої згідно вираженню при $f_{\text{такт}}=38,4$ кГц і $M=192$, що дає значення частоти відліків, співпадаючої з першою частотою режекції фільтру, $f_{\text{відл.}}=50$ Гц.

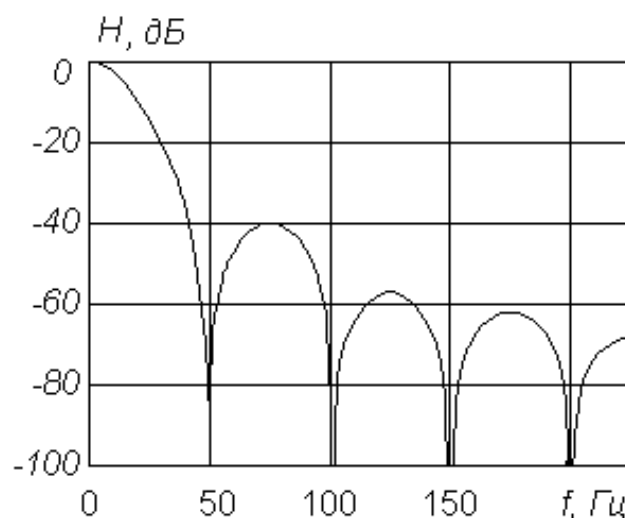


Рисунок 1. 11 – Амплітудно-частотна характеристика цифрового фільтру

В той же час використання цифрового фільтру нижніх частот в складі сигма-дельта модуляторів замість лічильника викликає перехідні процеси при зміні вхідної напруги. Час встановлення цифрових фільтрів з кінцевою тривалістю перехідних процесів, складає для фільтру вигляду $(\sin x/x)^3$ чотири періоди частоти відліків, а при початковому обнуленні фільтру - три періоди.

Після фільтру сигнал поступає на драйвер управління вихідним елементарним MOSFET транзистором.

1.3 Відновлювальний ФНЧ

1.3.1 Аналіз частотних і часових характеристик відновлювального ФНЧ

Для відновлення сигналу по дискретних відліках передбачається використовувати поліноміальний ФНЧ другого порядку із заданою апроксимацією його амплітудно-частотної характеристики по Чебишеву. Нормовані полюси передавальної функції такого фільтра наступні:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{\Pi 1} &= -0,6347, \quad \bar{p}_{\Pi 2} = -0,3174 - j 0.8703, \\ \bar{p}_{\Pi 3} &= -0,3174 + j 0.8703 \end{aligned} \quad (1.23)$$

Знайдемо передавальну функцію фільтра, використовуючи формулу:

$$K_{\text{ФНЧ}}(p) = K_0 \frac{\beta_0 \omega_c}{\prod_{i=1}^n (p - \bar{p}_{\Pi i} \omega_c)} \quad (1.24)$$

де $K_0 = 1,0000$

$\beta_0 = 0,5447$

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		28

$$\omega_0 = 2 \pi F_C$$

Тоді комплексний коефіцієнт передачі дорівнює:

$$K_{\Phi НЧ} (j f) = K_0 \frac{\beta_0 2 \pi F_C}{\prod_{i=1}^1 (j 2 \pi f - (1 + j 0) 2 \pi F_C)} \quad (1.25)$$

Знаючи комплексний коефіцієнт передачі фільтру, можна визначаємо частотні характеристики.

Амплітудно-частотна характеристика фільтру:

$$K_{\Phi НЧ} (f) = K_0 \frac{\beta_0}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad (1.26)$$

$$A = \frac{0.5444677 F_C^3 - 1.2695 \cdot 10^8 F_C f^2}{F_C^3} \quad B = \frac{1.261072 (F_C^2 - f^2) f}{F_C^3}$$

Фазочастотна характеристика кола:

$$\varphi (f) = -\arctan K (f) = \left(\frac{A}{B} \right) \quad (1.27)$$

$$\varphi (f) = \begin{cases} \arctan K (f) = \left(\frac{A}{B} \right) \\ \arctan K (f) - \pi \\ \arctan K (f) + \pi \end{cases} \quad (1.28)$$

Час затримки відгуку $t_z(f)$ фільтру на вхідний гармонійне вплив частоти f є похідна ФЧХ по частоті. В результаті диференціювання отримуємо вираз:

$$t_z (f) = \frac{1}{2 \pi} \frac{d}{d f} \arg K (f , F_C) \quad (1.29)$$

					ЗВ/З.166.001ПЗ	Арк.
						29
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

У часовій області фільтр описується імпульсною характеристикою, яка є результат зворотного перетворення Лапласа передаточної функції $K_{\text{ФНЧ}}(p)$. Для заданого фільтра імпульсна характеристика являє собою функцію виду:

$$g_{\text{ФНЧ}}(t) = \beta_0 K_0 \left(\frac{2 \pi F_C \exp(2 \pi F_C t \bar{p}_{\text{П1}})}{(\bar{p}_{\text{П1}} - \bar{p}_{\text{П2}})(\bar{p}_{\text{П1}} - \bar{p}_{\text{П3}})} + \frac{2 \pi F_C \exp(2 \pi F_C t \bar{p}_{\text{П2}})}{(\bar{p}_{\text{П2}} - \bar{p}_{\text{П1}})(\bar{p}_{\text{П2}} - \bar{p}_{\text{П3}})} + \frac{2 \pi F_C \exp(2 \pi F_C t \bar{p}_{\text{П3}})}{(\bar{p}_{\text{П3}} - \bar{p}_{\text{П1}})(\bar{p}_{\text{П3}} - \bar{p}_{\text{П2}})} \right) \quad (1.30)$$

Розраховані характеристики зображені у вигляді графічних залежностей нижче, на рисунках 1.12-1.15 відповідно. Точками вказані результати чисельного розрахунку в Mathcad у вигляді залежностей: $K_{\text{ч}}(f)$, $\varphi_{\text{ч}}(f)$, $t_{3\text{ч}}(f)$, $g_{\text{ФНЧ ч}}(f)$.

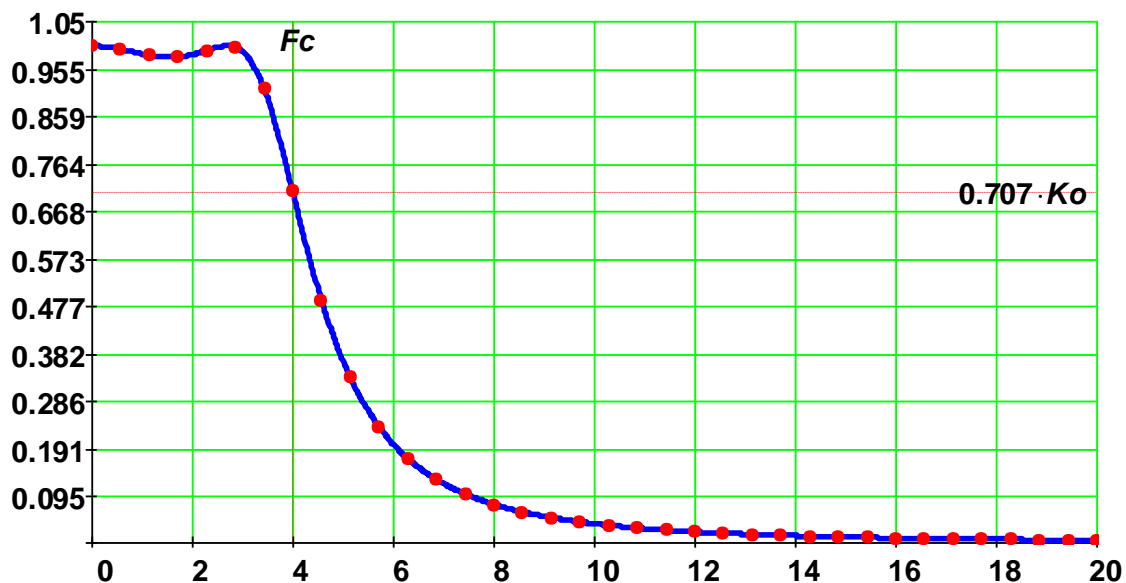


Рисунок 1.12 – АЧХ відновлювального фільтру нижніх частот

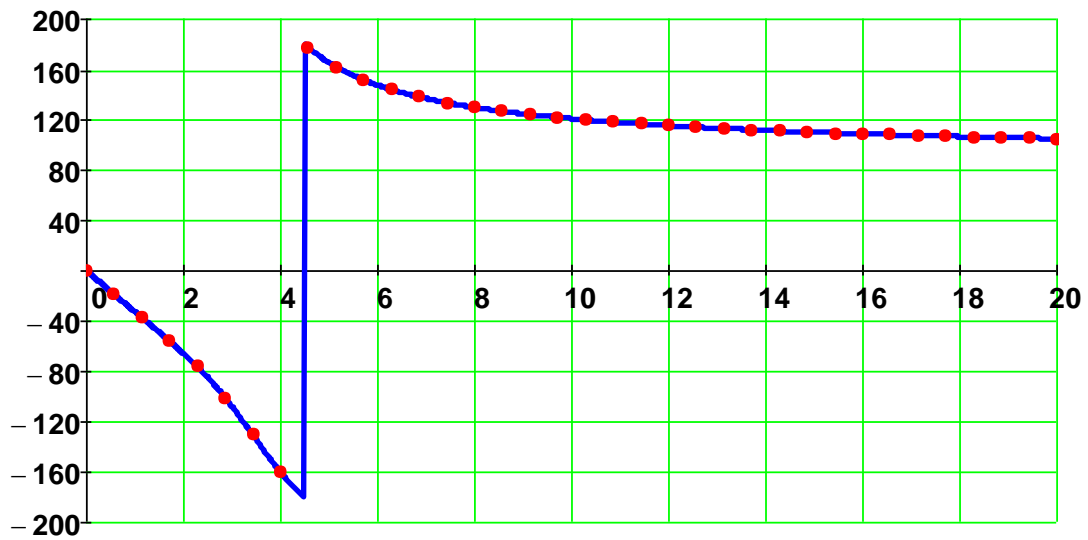


Рисунок 1.13 – ФЧХ відновлювального фільтру нижніх частот

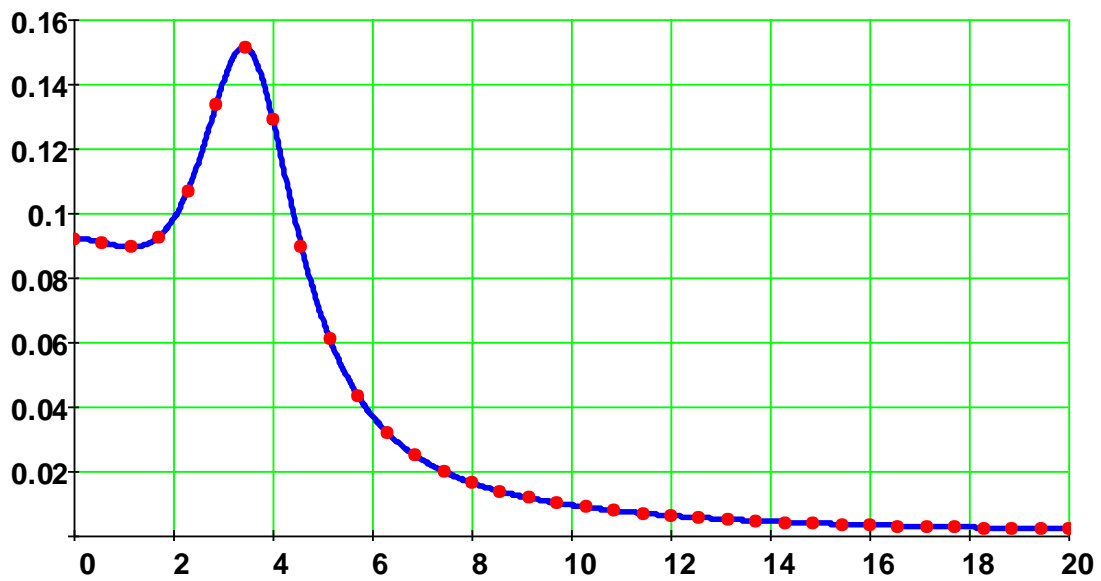


Рисунок 1.14 – Час затримки гармонійного коливання аналізованих фільтром

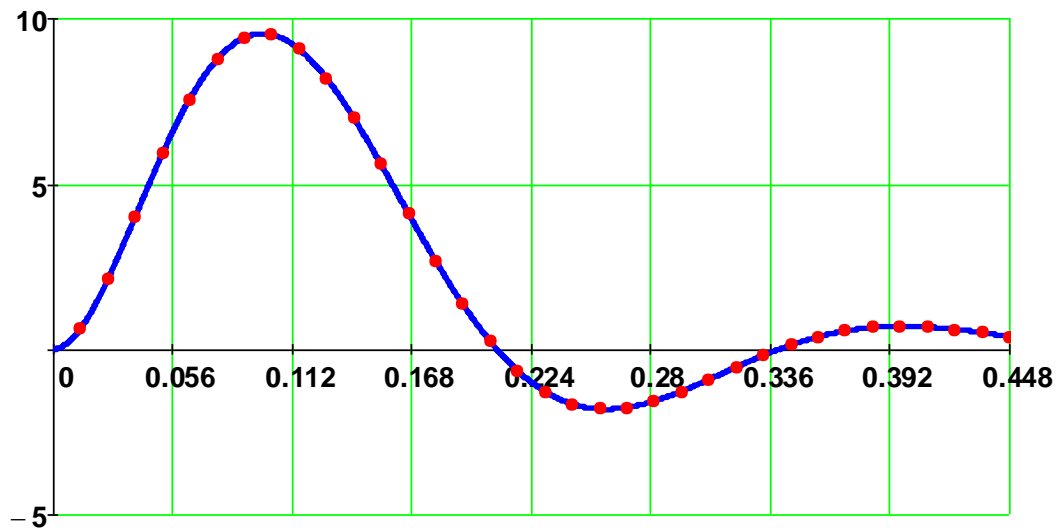


Рисунок 1.15 – Імпульсна характеристика відновлювального фільтра нижніх частот

Характерною особливістю реального фільтра нижніх частот є існування його імпульсної характеристики лише в позитивні моменти часу. Це видно з рисунку 1.15. Таким чином, забезпечується умова фізичної реалізованості кола. Також слід зауважити, що пік графіка (рисунок 1.15) спостерігається не в нульовий момент часу, а в момент часу $t=t_3$, тобто коло, що використовується для відновлення сигналу, має інерційними властивостями. Відгук, що з'являється у відповідь на вхідний вплив, слід очікувати не відразу, а через якийсь певний час t_3 . Ідеальний фільтр нижніх частот може мати інерційні властивості, так як запізнення сигналу не призводить до його спотворень, але це лише у випадку, коли час запізнювання є величиною постійною, тобто не залежить від частоти. Як видно з рисунка 1.14, в нашому випадку справа йде інакше. Час затримки сигналу залежить від частоти не лінійно, а значить, різні спектральні складові сигналу будуть проходити через фільтр з різною швидкістю, причому, чим вище частота, тим швидше буде спостерігатися відгук кола на вхідний вплив. Все це призведе до спотворень сигналу.

Ступінь невідповідності використовується кола ідеальної можна прокоментувати також з частотних позицій. Амплітудно-частотна і імпульсна характеристики пов'язані перетворенням Фур'є. Оскільки ідеальна імпульсна характеристика триває необмежено довго на всій частотній осі, то, обмежуючи її невід'ємними моментами часу, тим самим скорочуючи число доданків нескінченного ряду Фур'є, доводиться спостерігати ефект Гіббса в АЧХ. Це добре ілюструє рисунок 1.13. Коливальний характер, відсутність різких переходів призводить до того, що різні спектральні складові вхідного впливу посиляться в неоднакове число раз, виникнуть амплітудні спотворення. Обмеження імпульсної характеристики також спотворює форму фазочастотної характеристики фільтра. На рисунку 1.14 вона приймає яскраво виражений нелінійний характер, наслідком чого є фазові спотворення сигналу.

Але тим не менше, в межах своєї смуги пропускання даний фільтр володіє відносно рівномірної АЧХ і практично лінійної ФЧХ (рисунки 1.13, 1.14). Це досягається за рахунок другого порядку фільтра, передатна функція якого апроксимована поліномом Чебишева. Така апроксимація забезпечує найбільш швидкий перехід АЧХ від заданого рівня до нульового, але в смузі пропускання АЧХ такого фільтра носить коливальний характер.

З усього сказаного робимо висновок, що заданий фільтр, що приводить до нелінійних спотворень, можна з певним ступенем точності використовувати для відновлення сигналу. Неідеальне коло – це одна з причин, по якій не варто очікувати абсолютно точного відновлення вихідного сигналу по дискретних відліках.

На рисунку 1.15 зображені спільно графік АЧХ використовуваного фільтру – $K(f)$ (штрихова лінія) і амплітудні спектри вихідного - $GAs(f)$ (область, зашита кольором) і дискретизована – $GAt(f)$ (суцільна лінія) сигналів.

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
						33
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

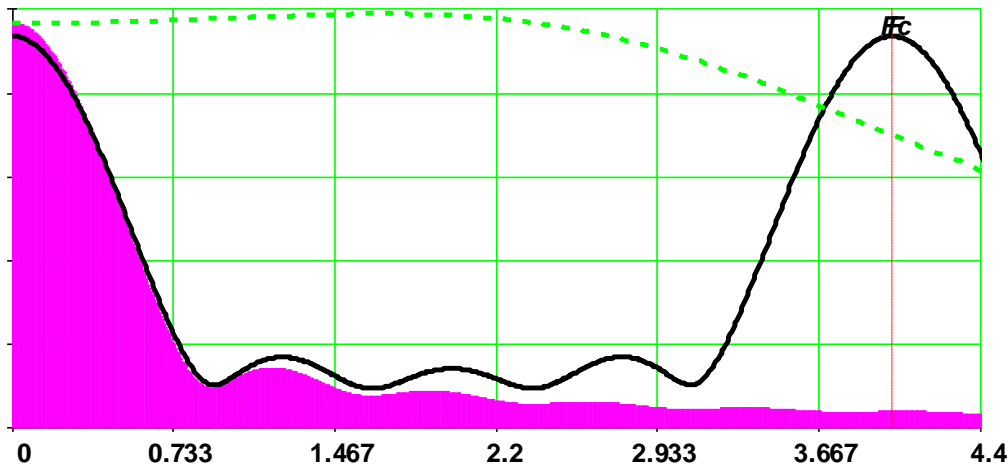


Рисунок 1.16 – Частотні характеристики вихідного і дискретизованого сигналів і відновлювального фільтру нижніх частот

З рисунка 1.16 випливає, що частота зрізу фільтра виявилась вибрана відносно коректно. Для даної частоти дискретизації частота зрізу фільтра збігається з граничною частотою нульової копії спектра дискретизованого сигналу.

Таким чином, в поточному розділі прийшли до висновку, що при незмінній частоті дискретизації фільтр із заданою частотою зрізу його АЧХ рівній 2 кГц буде забезпечувати мінімальне значення похибки відновлення, яка буде розраховуватися на наступному етапі.

1.3.2 Розрахунок сигналу, відновленого дискретними відліками за даним фільтра низьких частот

На рисунку 1.17 представлено два сигнали: вихідний неперервний – $s(t)$ зображений штриховою лінією і сигнал, відновлений по дискретних відліках за допомогою реального фільтру нижніх частот – $v(t)$. Розрахунок неперервного сигналу на виході відновлювального фільтру у відповідність з формулою (2.9) проведено чисельно в програмі Mathcad.

$$v(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k \cdot T) \cdot T \cdot g_{\text{ФНЧ}}(t - k \cdot T) \quad (1.30)$$

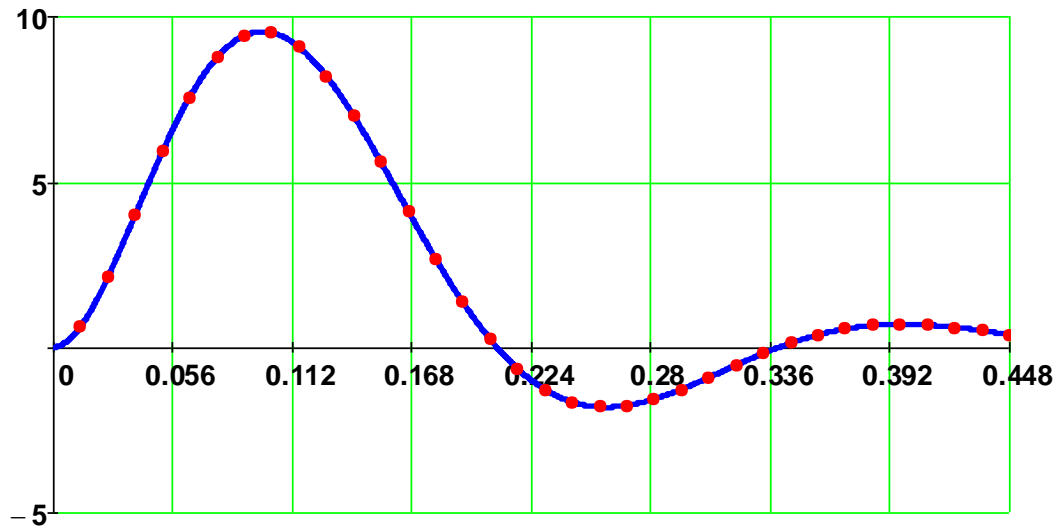


Рисунок 1.17 – Вихідний неперервний сигнал $s(t)$ (штрихова лінія) і сигнал, відновлений по дискретних відліках

Рисунок 1.17 дозволяє простежити невідповідність відновленого сигналу вихідному. По-перше, через інерційності відновлювального фільтру, як і було показано вище, відновлений сигнал зміщений по осі часу відносно початку відліку в бік запізнювання. По-друге, сигнали відрізняються один від одного масштабами. Тому, що АЧХ відновлювального фільтру не є рівномірною в межах смуги пропускання. Але перераховані відмінності не є спотворення відновленого сигналу. Похибку відновлення необхідно шукати у відмінності форм цих двох сигналів. З цією метою для наочності необхідно вирівняти їх масштаби і прив'язати до одного моменту часу, змістивши відновлений сигнал на час рівний $t_3(0)$. Залежності, отримані в результаті таких перетворень, зображені на рисунку 1.18.

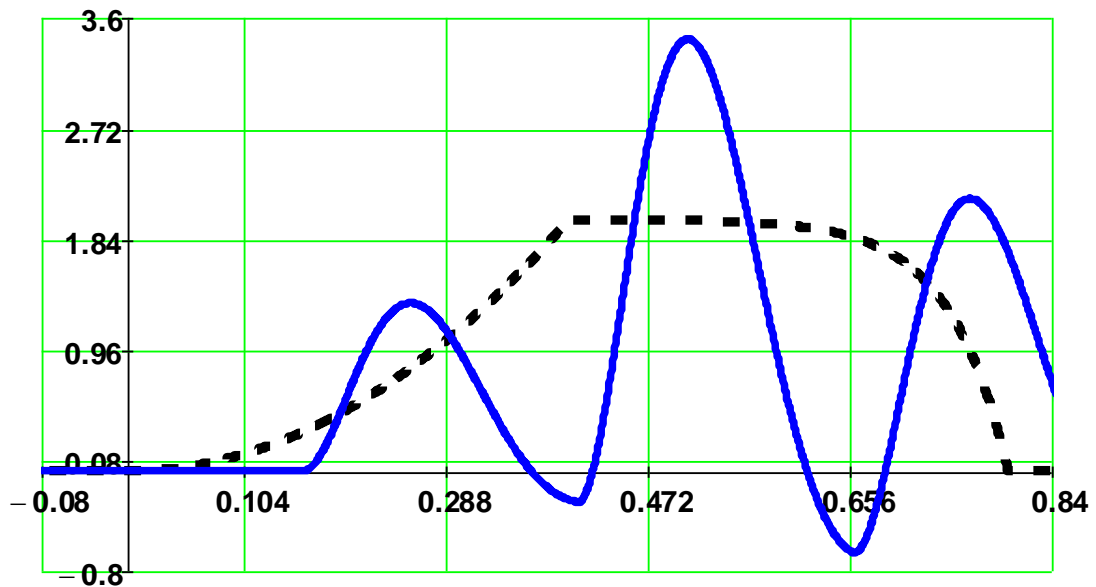


Рисунок 1.18 – Перетворений відновлений (суцільна крива) і вихідний неперервний (штрихова лінія) сигнали

Різницю в формах сигналів можна прокоментувати як з часових, так і з частотних позицій.

Оскільки тривалість вихідного сигналу обмежена, то число відліків дискретизованого сигналу не може бути нескінченно велике в принципі, і обмежене лише трьома. Це означає, що відновлений сигнал точно відтворюється лише в відлікові моменти часу, а в проміжках між ними описується приблизно.

До того ж, на форму сигналу впливають непотрібні спектральні складові сусідньої копії вихідного сигналу в складі спектра дискретизованого сигналу. Перекриття частотних смуг змінює співвідношення амплітуд і фаз, всередині кожної з них. В результаті чого нульова копія, виявляється зміненою.

Ще одна причина спотворень – це невідповідність характеристик відновлювального фільтру ідеальним (нерівномірність АЧХ і нелінійність ФЧХ).

Перераховані вище причини, що викликають спотворення при відновленні сигналу по дискретних відліках є в принципі усунуті. Їх можна мінімізувати, але не можна звести нанівець.

На рисунках 1.19, 1.20 зображені частотні характеристики вихідного (область, залита кольором) та відновленого (суцільна крива) сигналів.

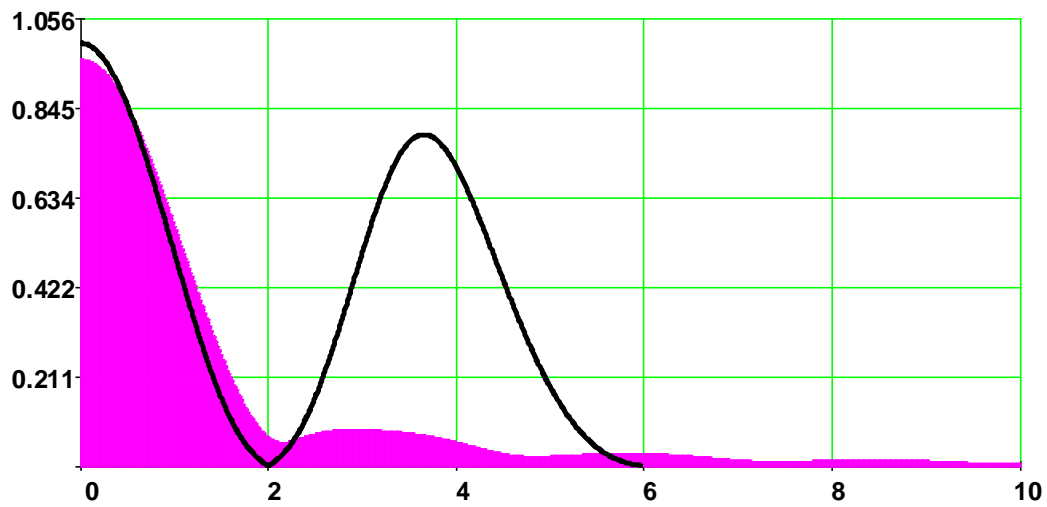


Рисунок 1.19 – Спектральні щільності амплітуд вихідного – $GAs(f)$ і відновленого сигналів $GA_v(f)$

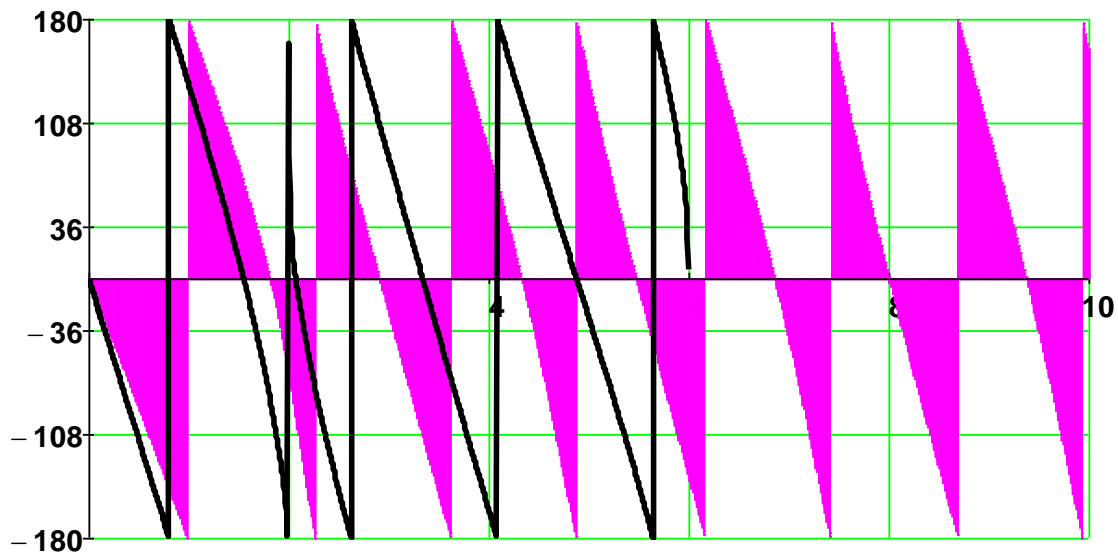


Рисунок 1.20 – Спектри фаз вихідного – $\varphi S(f)$ і відновленого – $\varphi V(f)$ сигналі

Через нерівномірність АЧХ фільтра в межах смуги пропускання, а також через те, що деяка частина нульової копії частотної смуги проходить через фільтр з помітним ослабленням, спектральна щільність амплітуд відновленого сигналу не збігається з вихідною.

Через те, що ФЧХ фільтра нелінійна – спектральні складові отримують різні прирости фази, а також через перекриття смуг, будуть спостерігатися розбіжності у фазочастотних характеристиках вихідного і відновленого сигналів (рисунок 1.20)

Для оцінки якості проведених розрахунків слід визначити відносну погіршеність відновлення сигналу заданим ФНЧ за формулою:

$$d = 2 \cdot \left[1 - \frac{1}{\sqrt{E_s \cdot E_v}} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} s(t - t_3) \cdot v(t) dt \right] \quad (1.31)$$

Для обраних параметрів дискретизатора ($F=4$ кГц) і частоти зрізу відновлювального фільтру ($F_C=2$ кГц) похибка, розрахована з урахуванням затримки сигналу фільтром на час $t_3=0.1$ мс, складає 21.77%. За технічним завданням потрібно забезпечити похибка відновлення 4%.

Таким чином, обрані значення частот дискретизації і зрізу фільтра виявилися невідповідними вимогам технічного завдання та потребують коригування. Досліджуємо залежності похибки сигналу d від значень частот F і F_C з метою вибору їх оптимальних значень. Критерієм оптимальності служить значення похибки відновлення рівне 4%.

1.4 Обґрунтування і вибір оптимальних значень частот

Для побудови залежності похибки відновлення від двох частот скористаємося обчислювальним пакетом Mathcad, що дозволяє будувати графіки функцій двох змінних. Такі функції відображаються в тривимірній системі координат.

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		38

нат у вигляді поверхні. Щоб побудувати залежність похибки відновлення від частот зрізу і дискретизації можна використовувати формулу 1.32, модифікувавши її, так як тепер частоти F_c і F є змінними. Час затримки визначимо для нульової частоти $f=0$ як функцію частоти зрізу фільтру. Тоді отримаємо формулу 1.32.

$$d(F, F_c) = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{E_s \cdot E_v(F, F_c)}} \cdot \int_{t_z(F_c)}^{T_s + t_z(F_c)} S(t - t_z(F_c)) \cdot V(t, F, F_c) dt \right) \cdot 100 \quad (1.32)$$

Вхідні у формулу 1.32 величини і функції: час запізнювання, імпульсна характеристика фільтру, число відліків, енергія вихідного сигналу, відновлений сигнал і енергія відновленого сигналу – визначаються відповідно за формулами 1.33-1.39.

$$t_z(F_c) = 0.208 \cdot F_c^{-1} \quad (1.33)$$

$$g(t, F_c) = \beta \cdot K_0 \cdot 2\pi \cdot F_c \cdot \left(\frac{e^{-0.5129 \cdot 2\pi \cdot F_c \cdot t} \cdot \sin(0.7225 \cdot 2\pi \cdot F_c \cdot t)}{0.7225} \right) \quad (1.34)$$

$$N(F) = \text{float}(T_s \cdot F) + 1 \quad (1.36)$$

$$E_s = 0.63B^2 \cdot \text{мс} \quad (1.37)$$

$$V(t, F, F_c) = \frac{1}{F} \cdot \sum_{k=0}^{N(F)} S\left(k \cdot \frac{1}{F}\right) \cdot g\left(t - k \cdot \frac{1}{F}, F_c\right) \quad (1.38)$$

$$E_v(F, F_c) = \int_0^{2 \cdot T_s} [V(t, F, F_c)]^2 dt \quad (1.39)$$

Для побудови графіка задаємо наступні інтервали частот: частоти зрізу фільтру – $F_c \in [1; 6]$ і частоти дискретизації $F \in [2; 10]$. Значення частот виражені в кілогерцах. Графік залежності похибки відновлення від частоти зрізу фільтру і від частоти дискретизації зображений на рисунку 1.21. Для наочності, обмежимося по осі функції значенням похибки 5%.

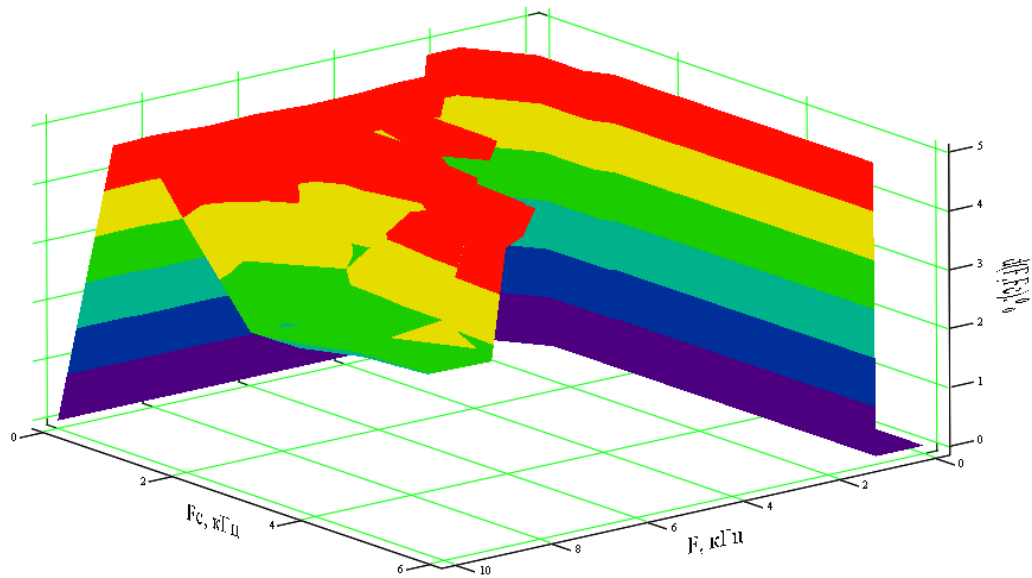


Рисунок 1.21 – Похибка відновлення як функція частот зрізу фільтра і дискретизації

З рисунка 1.21 випливає, що похибка відновлення зменшується з ростом частоти дискретизації, а при збільшенні частоти зрізу фільтр поводить себе неоднозначно. При зростанні частоти дискретизації копії все далі віддаляються одна від одної, тим самим надаючи менший вплив на нульову копію, що виділяється фільтром нижніх частот. Тому при низьких частотах дискретизації необхідно зменшувати частоту зрізу фільтра, щоб не захоплювати сусідні копії спектра вихідного неперервний сигналу, а при високих – збільшувати, щоб врахувати більше число спектральних складових нульової копії.

Розрахуємо похибку відновлення при значеннях частот, що лежать в заданих інтервалах і змінюються з кроком 1 кГц. Отримані значення наведені в таблиці 1.1.

По таблиці 1.1 і графіку (рисунку 1.21) визначаємо оптимальні частоти, відповідні похибки відновлення $d=4.4\%$. Оптимальна частота зрізу АЧХ фільтра $F_c=1.5$ кГц, а оптимальна частота дискретизації $F=5$ кГц. Як видно, при відхиленні від цих значень похибка розрахунку змінюється і не відповідає вимогам технічного завдання. Розгляд похибки відновлення на інших інтервалах ча-

стот не потрібно, так як вибране значення частоти дискретизації відповідає мінімальному для забезпечення погрішності в 1%.

Таблиця 1.1 Залежність похибки відновлення від частот зрізу АЧХ фільтру і дискретизації

d, %	F _c , кГц					
	1	2	3	4	5	
F, кГц	2	24.748	74.865	98.937	111.989	121.254
	3	3.982	21.331	55.256	75.599	87.37
	4	6.692	14.117	41.461	71.408	90.052
	5	5.481	5.516	21.073	46.491	69.742
	6	4.095	2.211	7.61	23.906	44.598
	7	5.204	2.34	6.145	15.873	32.138
	8	5.115	1.466	3.418	9.739	21.348
	9	4.56	1.09	2.039	5.556	12.823
	10	5.025	0.96	1.735	4.244	9.333

Таким чином, при виконанні даного розділу були підібрані оптимальні частоти зрізу фільтру і дискретизації, що забезпечують необхідну значення похибки відновлення.

1.5 Розрахунок характеристик дискретизованого та відновленого сигналу

Маючи обраними оптимальними значеннями частот: $F=14$ кГц, $F_c=7$ кГц, за допомогою програми Mathcad, побудуємо часові і частотні характеристики сигналів на виході дискретизованого і відновлювального фільтру.

На рисунку 1.22 зображені часові діаграми вихідної неперервний (штрихова лінія) і дискретизованого з частотою дискретизації $F=5$ кГц сигналів. На рисунку 1.23 наведено спектральні щільності амплітуд цих сигналів.

На рисунку 1.24 зображені в одній системі координат графіки вихідного неперервний сигналу (штрихова лінія) і сигналу, відновленого з похибкою 4%.

На рисунку 1.25 наведено їх частотні характеристики – вихідного (області заливки кольором) та відновленого (суцільні лінії) сигналів.

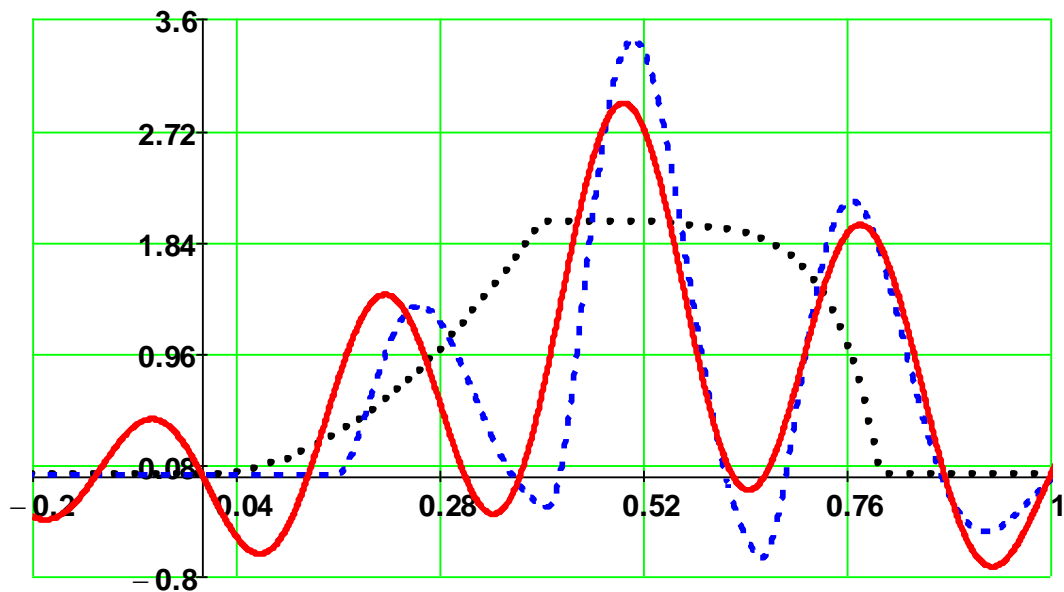


Рисунок 1.22 – Вихідний неперервний (штрихова лінія) і дискретизованого з частотою дискретизації $F=4$ кГц сигнали

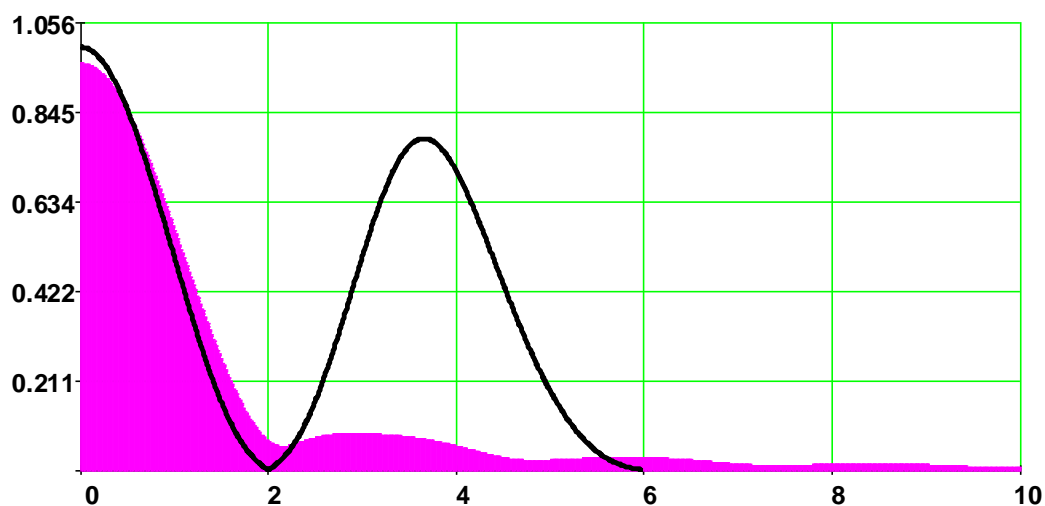
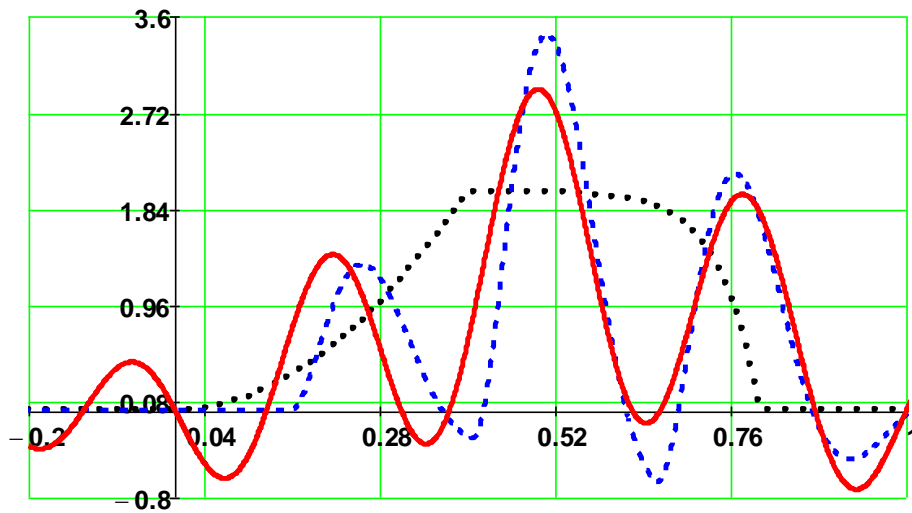


Рисунок 1.23 – Спектральні щільності амплітуд вихідного неперервний (об-

ласть залита кольором) і дискретизованого з частотою дискретизації $F=5$ кГц

сигналів



Рисунок

1.24 – Вихідний неперервний (штрихова лінія) і відновлений з похибкою 4.4%

сигнали

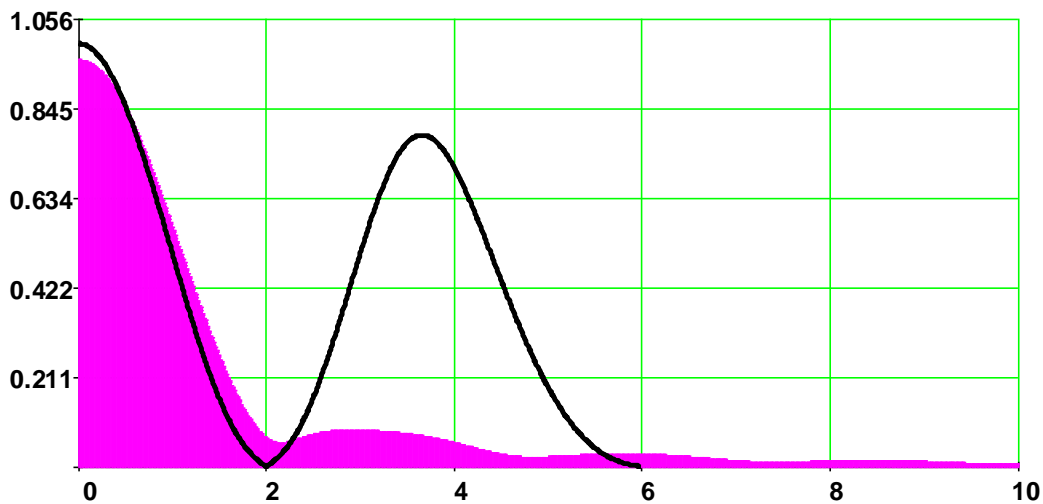


Рисунок 1.25 – Спектральні щільності амплітуд вихідного (область, залита кольором) та відновленого з похибкою 10% сигналів

Зі збільшенням частоти дискретизації до п'яти кілогерц число відлікових імпульсів, що визначається за формулою 1.1, зростає до шести (рисунок 1.40).

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

ЗВ/З.166.001ПЗ

Арк.

43

Це відповідає зменшенню похибки відновлення. З частотних позицій збільшення частоти дискретизації відповідає віддаленню копій спектра вихідного сигналу в спектрі дискретизованого сигналу (рисунок 1.23) і, відповідно зменшенню їх взаємного впливу і впливу на нульову копію. Значить похибка зменшується. Відновлений сигнал все більше наближається до вихідного неперервний сигналу (рисунок 1.24). Також їх частотні характеристики зближуються (рисунок 1.25).

Якість відновлення сигналу залежить також від форми АЧХ відновлювального фільтра. Для дослідження цієї залежності замінимо заданий фільтр нижніх частот на ідеальний, що володіє прямокутної АЧХ, рівномірної в смузі пропускання і обнуляється на частоті зрізу. Заздалегідь можна припустити, що похибка відновлення зменшиться, так як через відсутність перехідної області фільтр не виділятиме сусідні копії спектра вихідного неперервний сигналу.

Для побудови залежності похибки відновлення від частот зрізу і дискретизації можна використовувати формулу 1.10, замінивши в ній імпульсну характеристику реального фільтра, на імпульсну характеристику ідеального фільтра, яка визначається виразом 1.40.

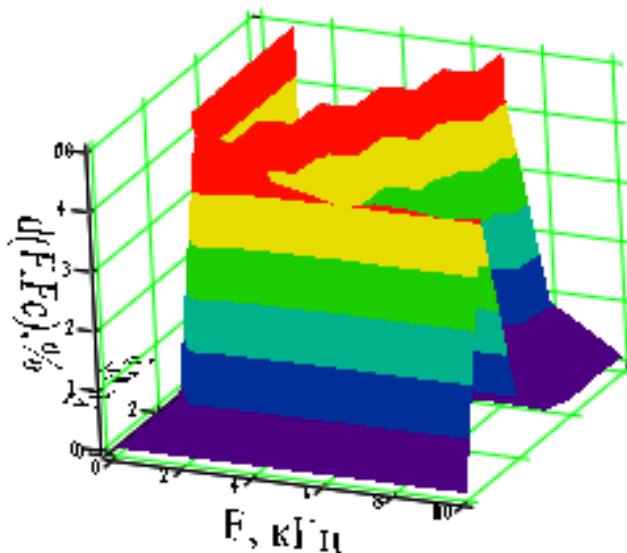


Рисунок 1.26 – Залежність похибки відновлення від частот дискретизації і зрізу фільтра при відновленні сигналу ідеальним ФНЧ

$$g_{\text{ФНЧ}}(t) = 2Fc (2\pi Fct) \quad (1.40)$$

Відповідний графік зображений на рисунку 1.26, а числові залежності наведені в таблиці 1.1.

Таким чином, зіставляючи графіки на рисунку 1.26, а також таблиці 1.1 і 1.40 приходимо до висновку, що якість відновлення сигналу, при використанні ідеального ФНЧ вище, в порівнянні з відновленням реальним фільтром.

1.6 Вибір і обґрунтування елементної бази

Основні принципи вибору елементної бази:

- 1 Забезпечення параметрів в діапазоні заданих вологості, температур та механічних впливів;
- 2 Універсальність радіоелементів;
- 3 Максимальна функціональність мікросхем;
- 4 Мінімальна вартість;
- 5 Мінімальна кількість типоміналів.
- 6 Нові, перспективні радіоелементи;
- 7 Можливість придбання даних елементної бази.

Вибір елементної бази обґрунтовується на кожному етапі проектування виходячи з вимог раніше перелічених.

Провівши аналіз для реалізації підсилювача вибираємо з переліку мікросхем фірм виробників. Перелік мікросхем та загальні технічні характеристики наведено в таблиці 1.2.

Фірмою Analog Devices розроблені і випускаються ПП класу D – MC AD1991, MC серії AD1990/2/4 і новій серії SSM2301/2/4/6, SSM2311. Останніми розробками є три нові MC – ADAU1513 (Audio Power Stage CLASS-D), без мо-

					<i>ЗВ/З.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		45

дуляторів)і ADAU1590/2 (Audio Power Amplifiers CLASS-D), з модуляторами, що відносяться до серії ADAU15xx, а також MC SSM2311 [6–11].

У ADAU1513 реалізується квантована ШІМ, а в ADAU1590/2 – СДМ. MC ADAU1513 використовує сигнал ШІМ, що поступає з виходу процесора ADAV4201, а ADAU1590/2 містить в своєму складі модулятор СДМ, який підключається, наприклад, до виходу ЦАП іншого процесора – ADAV4101 (рис.6). Характеристики MC ADAU15xx приведені в табл.1. MC ADAU1513 і ADAU1592 близькі по вихідних параметрах, а ADAU1590 має меншу вихідну потужність (при нижчій напрузі живлення). Разом з серією MC ADAU15xx, фірмою Analog Devices розроблено дві серії процесорів – ADAU1xxx (ADAU14xx, ADAU17xx) і ADAV4xxx (табл.2).

Перша з них призначена для цифрової обробки аудіо сигналів (ADAU..., Audi), а друга – спеціально для аудіо сигналів телевізійних систем (ADAV..., Advanced TV). MC процесорів містять АЦП і ЦАП (на вході і виході) і власне процесор, в якому відбувається високоякісна цифрова обробка аудіо сигналів.

У деяких з MC процесорів на виході містяться ШІМ - модулятори: ADAV4201 (два канали, стерео), ADAV4412 і ADAV4422 (по чотири канали). На виході інших процесорів розташовані ЦАП: ADAV4101 (два канали, стерео), ADAV4312 і ADAV4322 (по чотири канали). Відзначимо, що в ADAU1590/2 є двосторонній обмежувач вхідного сигналу (Slicer), який служить для захисту модуляторів СДМ від перевантажень по вході ($\pm U_{\text{вх.макс}}$). Крім того, у всіх три MC серії ADAU15xx передбачений захист як від перевантажень по виходу (наприклад, від короткого замикання), так і від перегріву. На виході MC ПП – чотири пів мости (на двох транзисторах кожен), які створюють два мостових стерео виходу (кожен з подвоєною вихідною напругою і без початкової постійної складової).

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		46

Таблиця 1.2 ПП класу D серії ADAU15xx фірми Analog Devices

Параметри		МС		
		ADAU 1513	ADAU 1590	ADAU 1592
Модулятор на вході	ШІМ	Є	Нема	
	Сигма-дельта	Нема	Є	
Число вихідних стереоканалів		2		
Діапазон частот, Гц		20-20000		
Вихідна потужність (На навантаженні шкіряного каналу), Вт	4 Ом	19/23	12,5/15,5	19,5/24
	6 Ом	14,5/17,5	9/11,5	14,5/18
	8 Ом	11/14	7/9	12/15
ККД %		90	87	87
Частота, Мгц	Дискретизації	9	н/д	
	Тактова	н/д	24,576	
Напруга живлення, В	Низька	3,0-3,6		
	Висока	9-18	9-15	9-18
Струм споживання, мА	Низький	3,1	34	
	Високий	40	65	
Температура навколишнього середовища		-40...85		
Тип корпусу (кількість виводів)		TQFP_EP(48), LFCSP_VQ(48)		

Два ПП ADAU1513 можна використовувати в чотирьох каналному режимі при роботі з одним процесором ADAV420. ІМС ADAU1513, на відміну від ADAU1590/2, містить внутрішній тактовий генератор, що передбачає зовнішнє підключення кварцового або іншого резонатора з частотою, наприклад, 24,576 Мгц. При цьому забезпечується $f_T = 2,288 \text{ МГц}$ при $f_{\text{ПЕР.МАКС}} = f_T / 2 = 6,144 \text{ МГц}$.

Для ПП ADAU1590/2 передбачена можливість паралельного включення двох виходів для однієї, потужнішого, монофонічного навантаження. Окрім аналогових виходів та входів (АЦП, ЦАП) і ШІМ на виході, процесори ADAV4xxx забезпечені також цифровими входами і виходами. Разом з процесорами ADAV4xxx (серія Advanced TV), фірма випускає процесори ADAU1401, ADAU1701 і ADAU1702 з числа МС серії ADAU1xxx, причому ADAU1401 є новою [10,11] (див. табл.2). На закінчення відзначимо, що для МС описаних ПП використовуються корпуси типів LFCSP_VQ, TQFP_EP, а для МС процесорів – типа LQFP (див. таблиці. 1 і 2). Перші два з них забезпечені тепло відвідними

					ЗВ/З.166.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		47

пластинами (Exposed Pad). Монтаж ІМС розглянутий в [12]. Для ADAU1513, ADAU1590 і ADAU1592, а також для інших ІМС, випускаються оцінні плати [11]. Згадані ІМС ІІІ AD1991, AD1990/2/4, SSM2301/2/4/6 і SSM2311 фірми Analog Devices розглянуті (окрім нової SSM2311) в [4]. У табл.3 приведені параметри ІМС серії SSM23xx Таким чином, сьогодні випускається цілий ряд мікросхем для підсилювачів потужності класу D [6].

Вибираємо мікросхему TDA8924.

1.7 Проектування конструкторське

1.7.1 Розробка компоновки і конструкції друкованого вузла

Основною вимогою проектування друкованого вузла є електромагнітна сумісність елементів та відвід тепла від елементів які встановлюються. Компоновка елементів проводилась з врахуванням електромагнітної сумісності, мінімальної довжини провідників для забезпечення мінімального впливу високочастотних завад та забезпечення відводу тепла від силових елементів.

Друкована плата виготовлена комбінованим позитивним методом з двостороннього фольгованого склотекстоліту марки СФ-2-35-1, 5 ТУ16-504.161-91. Матеріал для виготовлення ДП зберігає свої властивості при температурі від мінус 50° до 100°С, що задовольняє вимогам технічних умов.

Габаритні розміри друкованої плати відповідають ГОСТ 10317-79 при максимальному співвідношенні сторін 5:1. Рекомендується прямокутна форма.

Процес компонування з друкованим монтажем штучно розчленовується на дві задачі – оптимального розміщення елементів і оптимальної трасування. Завданням компонування є розробка такого варіанта розташування елементів на платі і такого рисунка друкованих з'єднань, при якому пристрій відповідав би своїм функціональним призначенням і мав би визначені параметри та характеристики. При цьому при розміщенні необхідно забезпечити мінімум теплового

					<i>ЗВ/З.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		48

градієнта за рахунок оптимального розташування тепло навантажених елементів, підвищити надійність конструкції, розміщуючи більш ненадійні елементи в місцях найменшої амплітуди віброприскорень, підвищити жорсткість модулів за рахунок встановлення більш важких елементів ближче до точок кріплення, введення екранів і виділення для них місця. При виборі оптимального трасування необхідно мінімізувати довжини провідників, забезпечити мінімум паразитних зв'язків, враховувати ефект довгих ліній. При проведенні компоновальних робіт необхідно враховувати наступне: для забезпечення можливостей групової пайки всі елементи встановлюються з одного боку плати, виключаючи тим самим вплив припою на елементи (за винятком чіп елементів). Навісні двовивідні елементи необхідно розміщувати на платі паралельно лініям координатної сітки. Для зручності автоматизації процесу установки елементів на плату доцільно розташовувати їх рядами, має дотримуватися певна відстань від корпусу елемента до місця пайки, регламентований стандартами або технічними умовами на даний елемент. Відстань між корпусами сусідніх елементів вибирають з умови кращого тепловідведення та допустимої різниці потенціалів (щодо виводів).

Вимоги до друкованої плати формуються в результаті аналізу технічного завдання на виріб і схеми електричної принципової. Розробка конструкції плати проводиться на основі цих вимог і передбачає вирішення таких завдань: вибір і обґрунтування класу точності плати; вибір габаритних розмірів і конфігурації плати, вибір матеріалу друкованої плати; розміщення навісних елементів і трасування провідників; виконання розрахунків елементів друкованої плати; розробка конструкторської документації.

При виборі типу друкованої плати поряд з вимогами технічного завдання на виріб враховано техніко-економічні показники. Клас точності друкованої плати визначається номінальними значеннями і точністю виконання елементів друкованої плат. Товщина друкованої плати вибирається залежно від використаної елементної бази і зовнішніх механічних впливів. Для односторонніх і дво-

					<i>ЗВ/З.166.001ПЗ</i>	Арк.
						49
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

сторонніх друкованих плат рекомендується використовувати матеріали товщиною 0,8, 1,0, 1,5; 2,0 мм. Вибір матеріалу друкованої плати здійснено відповідно до ГОСТ 10316-78 і ГОСТ 23751-79.

1.7.2 Оптимізація компоновки, друкованого вузла

Найбільш габаритним елементом конструкції є котушка вихідного відновувального фільтру правого та лівого каналів. Тому вони були встановлені в наперед визначені місця встановлення до проведення оптимізації встановлення інших радіоелементів. Оптимізація компоновки виконувалась напівавтоматичному режимі програмним пакетом Altium, що зумовлено власне вище згаданою вимогою. Ширина провідників вибиралась з умови забезпечення протікання максимальних струмів.

					<i>ЗВ/З.166.001ПЗ</i>	Арк.
						50
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		

2 Безпека життєдіяльності, основи охорони праці

2.1 Розрахунок захисного заземлення

Захисне заземлення – це електричне з'єднання з землею або її еквівалентом металевих не струмопровідних частин, які можуть бути під напругою. У приміщенні розміщення контролера базових станцій заземлено всі шафи з обладнанням, а також вся комп'ютерна техніка. Приміщення, де знаходиться система, обладнується контуром-шиною захисного заземлення, яка з'єднується із заземлювачем. Контур-шина виготовляється з мідного дроту діаметром 6 мм у перерізі і вкладається по периметру приміщення. Місця перетину дротів пропадаються з застосуванням бікислотного флюсу. Для під'єднання заземлюваних провідників на шину наварюються гвинти М8. У дипломній роботі проведемо розрахунок захисного заземлення згідно порядку, встановленого ПУЕ.

Згідно з вимог ПУЕ 1.7.65 в приладах з напругами до 1 кВ при потужності трансформатора менше 100 кВт опір заземлювача повинен бути не більше 4 Ом.

а) Визначаємо розрахунковий опір землі:

$$r_{o_{p.з}} = \Phi r_{o_3}, \quad (2.1)$$

де Φ – коефіцієнт сезонності, який враховує коливання питомого опору при зміні вологості ґрунту протягом року; використовується стержневий заземлювач довжиною $l = 2\text{ м}$ при глибині закладання від вершини $h = 0.5\text{ м}$. $\Phi = 1,1$ – для четвертої кліматичної зони. Питомий опір ґрунту: $r_{o_3} = 400 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ – для піску;

$$r_{o_{p.з}} = 1.1 \cdot 400 = 440 \text{ Ом} \cdot \text{м}. \quad (2.2)$$

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ	Арк.
						51
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

б) Визначаємо опір R_B розтікання струму в землі від одного вертикального заземлювача:

$$R_B = \frac{r_{o.p.z.}}{2 \cdot 3.14 \cdot l} \left(\ln \frac{2 \cdot 1}{d} + \frac{1}{2} \ln \frac{4 \cdot t + l}{4 \cdot t - l} \right), \quad (2.3)$$

де l – довжина заземлювача ($l = 2\text{ м}$);

$d = 0.05\text{ м}$ – діаметр заземлювача за таблицею при $U < 1\text{ кВ}$ та при $S < 100\text{ кВА}$;

t – відстань від поверхні землі до середини заземлювача,
 $l = h + l/2 = 0.5 + 2/2 = 1.5\text{ м}$;

$$R_B = \frac{440}{2 \cdot 3.14 \cdot 2} \left(\ln \frac{2 \cdot 2}{0.05} + \frac{1}{2} \ln \frac{4 \cdot 1.5 + 2}{4 \cdot 1.5 - 2} \right) = 283.7 \text{ (Ом)}$$

в) Приблизна кількість заземлювачів:

$$n = \frac{R_B}{R_{в.матМ}} \quad (2.4)$$

$$n = \frac{283.7}{10} = 28.3$$

Прийmemo $n=28$

г) Знаходимо із таблиць коефіцієнтів використання вертикальних заземлювачів, який враховує ефект екранування при вибраному значенні $k = a/1$, де a – віддаль між заземлювачами, м; $k = 1.2$ при $a = 2.4\text{ м}$; отже коефіцієнт використання вертикального заземлювача за таблицями дорівнює $\eta_B = 0.56$.

д) Кількість вертикальних заземлювачів з урахуванням η_B обчислюємо за формулою:

					ЗВЛЗ.166.001ПЗ	Арк.
						52
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$n = \frac{R_B}{R_{\text{в.норм}} \cdot \eta_B} \quad (2.5)$$

$$n = \frac{283.7}{10 \cdot 0.56} = 50.66$$

Прийmemo $n=51$

ж) Довжина горизонтального заземлювача для розміщення по контуру:

$$L = a \cdot n \quad (2.6)$$

$$L = 2.4 \cdot 51 = 122.4 \text{ м.}$$

з) Опір горизонтального заземлювача R_{Γ} (Ом), прокладеного на глибині $h = 0.5 \text{ м}$ від поверхні землі:

$$R_{\Gamma} = \frac{r_{o.p.k.}}{2 \cdot 3.14 \cdot L} \ln \frac{2 \cdot L}{b \cdot h} \quad (2.7)$$

$$R_{\Gamma} = \frac{440}{2 \cdot 3.14 \cdot 121.4} \ln \frac{2 \cdot 122.4}{0.04 \cdot 0.5} = 7.4 \text{ (Ом)}$$

де $b = 0,04 \text{ м}$ – ширина штабової сталі, з якої виготовлений заземлювач.

е) Обчислюємо загальний опір:

$$R_K = \frac{R_B \cdot R_0}{n \cdot R_0 \cdot \eta_B + R_B \cdot \eta_0} \quad (2.8)$$

$$R_K = \frac{283.7 \cdot 7.4}{29 \cdot 7.4 \cdot 0.56 + 283.7 \cdot 0.27} = 2.9 \text{ (Ом)}$$

					ЗВ/З.166.001ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		53

Оскільки загальний опір є меншим 4 Ом, тому виконується нормуюча умова $R_3 < R_{з.н.}$.

Безпека роботи обслуговуючого персоналу в приміщенні забезпечується:

- наявністю нормальних проходів між обладнаннями;
 - використання спеціальних технічних меблів;
 - використання електрозахисних засобів (діелектричних килимків, гумових рукавиць);
 - наявність аварійного освітлення ($E = 2$ лк);
 - обладнання сітки розеток з напругою 220 В;
- заземлення корпусів обладнання і апаратури освітлюваних пристроїв

2.2 Фінансування охорони праці на підприємстві

Відповідно до ст. 21 Закону України “Про охорону праці” фінансування охорони праці здійснюється власником. Працівник не несе ніяких витрат на заходи щодо охорони праці. На підприємствах, в галузях, на регіональному та державному рівні створюються фонди охорони праці відповідно до Положення про державний, галузеві, регіональні фонди охорони праці та фонди охорони праці підприємств (в редакції постанови Кабінету Міністрів України від 09. 03. 1999 р. № 335).

Управління державним фондом охорони праці здійснює Держнагляд охорони праці. Кошти державного фонду охорони праці використовуються на виконання національної програми покращення стану безпеки, гігієни праці та виробничого середовища, а також інших найважливіших робіт з охорони праці відповідно до переліку заходів, що можуть здійснюватися за рахунок фондів охорони праці.

Управління галузевими фондами охорони праці здійснюється міністерствами, іншими центральними органами виконавчої влади, концернами, корпораціями, іншими об'єднаннями, що створені за галузевим принципом

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		54

та здійснюють координацію діяльності підприємств з питань охорони праці. Кошти галузевих фондів використовуються на виконання, погоджених з Держнаглядом охорони праці, галузевих програм, покращення стану безпеки, гігієни праці та виробничого середовища, а також інших найважливіших робіт відповідно до визначеного переліку.

Управління регіональними фондами охорони праці здійснюється Радою Міністрів Автономної Республіки Крим, обласними, Київською та Севастопольською міськими державними адміністраціями. Кошти регіональних фондів використовуються на виконання погоджених з територіальними органами Держнаглядом охорони праці регіональних програм покращення стану безпеки, гігієни праці та виробничого середовища, а також інших найважливіших робіт відповідно до визначеного переліку.

Власники підприємств або уповноважені ними органи визначають порядок управління фондами підприємств, призначають відповідальних за це осіб. Кошти фондів підприємств використовуються на виконання комплексних заходів, що забезпечують досягнення встановлених нормативів з охорони праці, а також на подальше підвищення рівня охорони праці на виробництві відповідно до визначеного переліку.

Держнаглядом охорони праці здійснює загальний контроль за надходженням і витрачанням за призначенням коштів фондів.

Державний, галузеві, регіональні фонди і фонди підприємств формуються за рахунок:

□ добровільних перерахувань підприємств з прибутку, що залишається у їх розпорядженні;

□ коштів підприємств, повернутих за отриману раніше допомогу на становлення і розвиток спеціалізованих виробництв, науково-технічних центрів, творчих колективів та експертних груп, якщо це передбачено умовами угоди про їх надання;

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
						55
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

□ коштів інших фондів, громадських організацій, що надійшли в порядку надання допомоги, а також інших надходжень.

Крім того, до державного, галузевих і регіональних фондів спрямовуються кошти, одержані від застосування до підприємств штрафів за порушення нормативних актів про охорону праці, невиконання розпоряджень посадових осіб органів державного нагляду за охороною праці з питань безпеки, гігієни праці та виробничого середовища, нещасні випадки на виробництві та випадки професійних захворювань, що сталися з вини підприємств, а також штрафів, накладених на посадових осіб і працівників, винних. Кошти від оплати вищезгаданих штрафів перераховуються підприємствами до державного фонду в розмірі 50% загальної суми штрафу, до галузевого та регіонального фондів – по 25%. Відповідальність за перерахування коштів до відповідних фондів покладається на власників підприємств або уповноважені ними органи.

					<i>ЗВ/З.166.001ПЗ</i>	Арк.
						56
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Висновки

В процесі виконання кваліфікаційної роботи проведено аналіз технічного завдання на проєктований підсилювач. Обґрунтовано вибір технології ШІМ обробки звукового сигналі в цифровому форматі. Розроблено схему електричну структурну, проведено розрахунок розподілу коефіцієнтів підсилення по каскадах. Вибрано радіоелементи, які забезпечують реалізацію ШІМ технології. На основі схеми електричної принципової розроблено схему електричну принципову. Проведено розрахунок параметрів відновувального фільтру. Параметри та технічні характеристики підсилювача потужності цифрового відповідають технічному завданню та стандартам для даного типу апаратури. Виріб розроблено на сучасній елементній базі, що дозволило підвищити надійність виробу.

Розроблено конструкцію друкованого вузла: деталь та складальне креслення дотриманням вимог ЕСКД.

Розрахунок параметрів відновувального фільтру проводились в Mathcad.

Проведено розрахунок захисного заземлення аналіз джерел фінансування охорони праці на підприємстві.

					<i>ЗВ/З.166.001ПЗ</i>	Арк.
						57
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Список використаних джерел

- 1 Gaalaas E. Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How. – Analog Dialogue, 40–06, June 2006 (www.analog.com/analogdialogue).
- 2 Analog Devices' Engineer-to-Engineer Note EE-242: PMW and Class-D Amplifiers with ADSP-BF535 Blackfin® Processors / by A. V. Prubhugaonkar, Rev. 2, 2006 (www.analog.com).
- 3 MAXIM's Application Note 3977: Class D Amplifiers: Fundamentals of Operation and Recent Developments, Dec. 15, 2006 (www.maxim-ic.com).
- 4 Макаренко В. Цифровая обработка звуковых сигналов. – ЭЖиС. – Киев, VD MAIS: 2003, № 10, с. 40–44, № 11, с. 10–16, № 12, с. 26–31.
- 5 Analog Devices' Press Releases: Analog Devices' Audio ICs Deliver Audiophile Sound for HDTV Experience; The Digital Entertainment Paradox: Analog Technology Defines the HDTV Experience. Norwood, MA, Oct. 1, 2007 (www.analog.com).
- 6 Advanced Television Solutions, 9/07 (www.analog.com/Advantiv).
- 7 Analog Devices' Audio/Video Products: Audio Amplifiers; Audio Signal Processors (www.analog.com).
- 8 Analog Devices' Product Descriptions: ADAU1401; ADAU1513; ADAU1590; ADAU1592; ADAU1701; ADAU1702; ADAV4101; ADAV4201; ADAV4312; ADAV4322; ADAV4412; ADAV4422; SSM2301; SSM2302; SSM2304; SSM2306; SSM2311 (www.analog.com).
- 9 Analog Devices' Application Notes: AN-772. A Design and Manufacturing Guide for the Lead Frame Chip Scale Package (LFCSP) / by Gary Griffin, Rev. 0, 2006; AN-923. Designing a System Using the ADAU1701/ADAU1702 in Self-Boot Mode / by J. Lewis, Rev. 0, 2007 (www.analog.com).
- 10 Голуб В.С. Обобщение дискретизации сигналов с АМ и ВМ отсчетами. – Радиотехника, 1985, № 12, с. 55–58.

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		58

11 Лэнди Р., Дэвис Д., Албрехт А. Справочник радиоинженера. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961 (5.7. Импульсная модуляция, с. 188–192).

12 Кончаловский В. Ю. и др. Электрические измерительные преобразователи. – М.-Л.: Энергия, 1967.

13 Голуб В.С. Мгновенная и средняя частота колебаний и интегрирующие ЧМ и ЧИМ модуляторы. – Радиотехника, 1982, № 9, с. 48–50.

14 Шахнович И. Сигма-дельта АЦП: Архитектура, принципы, компоненты. – Электроника : НТ Б, 2006, № 4, с. 18–22.

15 Голуб В. Цифровая обработка сигналов: Сигма-дельта АЦП. – Электроника : НТ Б, 2001, № 4, с. 22–26.

16 Голуб В. Сигма-дельта модуляторы и АЦП. – Электронные компоненты – Украина, 2007, № 5/6, с. 43–52.

17 Analog Devices' Tutorial MT-017: Oversampling Interpolating DACs / by W. Kester, Rev. 0, Jan. 5, 2006 (Sigma-Delta DACs, fig. 5A). – www.analog.com.

18 ГОСТ 24388-88 Усилители сигналов звуковой частоты бытовые. Общие технические условия ИЕС 60581-6(1979) Акустическая аппаратура и системы высокой верности воспроизведения (Hi-Fi). Минимальные требования к параметрам. Часть 6. Усилители.

19 Схемотехніка електронних систем: У 3кн.Кн.1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої: Підручник / В.І.Бойко, А.М.Гужій, В.Я. Жуйков та ін. – 2 – ге вид., допов. і переробл. – К.: Вища шк., 2004. – 366с.; іл.

20 Електроніка і мікросхемотехніка. / В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Є. В. Сенько та ін. - К.: Обереги, 2000. - Т. 1. - 299 с.

21 Жидецький В.Ц., Джигирей В.С., Мельников О.В. Основи охорони праці. - Львів: Афіша, 2000 – 350с.

22 Винокурова Л.Е., Васильчук М.В., Гаман М.В. Основи охорони праці. – К.: Факт, 2005. – 344 с.

23 Гайченко В. А., Коваль Г. М. Основи безпеки життєдіяльності людини. – К.: В-во МАУП. – 2004.

					<i>ЗВЛЗ.166.001ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		59

ДОДАТКИ

Перш. викорис.	Поз. познач.	Найменування			Кіл.	Примітка			
		<u>Конденсатори К10-19 ОЖО.460.172ТУ,</u>							
		С1, С2	К10 -19 - 50 В - 100 нФ ±10%		2				
	Добіт. №		С3...С6	В32529 - 0474 - К - 470нФ ±5%		4			
			С7, С8	ЕСА1VM471 - 35В- 470 мкФ ±10%		2			
			С9...С11	ЕСА1JHG470 - 63В - 47 мкФ ±10%		3			
			С12, С13	К10 -19 - 50В - 330 рФ ±5%		2			
			С14, С15	К10 -19 - 50В - 100 нФ ±5%		2			
		С16, С17	К10 -19 - 63В - 220 нФ±5%		2				
		С18, С19	К10 -19 - 50В - 100 нФ ±5%		2				
		С20, С21	К10 -19 - 63В - 220 нФ±5%		2				
		С22	К10 -19 - 25В - 47 нФ±5%		1				
		С23	К10 -19 - 63В - 220 нФ±5%		1				
Підпис і дата			С24, С25	К10 -19 - 50В - 100 нФ ±5%		2			
		С26, С27	К10 -19 - 63В - 220 нФ±5%		2				
		С28, С29	К10 -19 - 50В - 100 нФ ±5%		2				
		С30, С31	К10 -19 - 50В - 15 нФ ±5%		2				
		С32, С33	К10 -19 - 100В - 560 нФ ±5%						
Інв. № дубл.		С34, С35	МКТ - 63В - 1 мкФ ±10%		2				
		С36, С37	К10 -19 - 63В - 220 нФ±5%		2				
Зам. інв. №		С38, С39	К10 -19 - 50В - 15 нФ±5%		2				
Підпис і дата									
Інв. № ориг.					ЗВЛЗ.166.001 ПЕ				
		Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
		Розроб.	Зиско В.Л.				Літ.	Арк.	Акрушів
		Перевір.	Марценюк А.С.					1	2
		Реценз.	Стрембіцький М.О.				ТНТУ імені Івана Пулюя, ФПТ, каф. РТ, гр. РАс-41 м. Тернопіль		
	Н. Контр.	Марценюк А.С.							
	Затверд.	Дунець В.Л.							
	Підсилювач потужності цифровий								

Перш. викорис.	Поз. познач.	Найменування			Кіл.	Примітка
		<u>Мікросхеми:</u>				
	DA1	Мікросхема TDA8924TH				Philips
		<u>Резистори</u>				
		MF-12 YAGEO				
	R1	MF-12 - 0,1 Вт - 10 кОм ±5%			1	
	R2	MF-12 - 0,1 Вт - 9,1 кОм ±5%			1	
	R3...R6	MF-12 - 0,1 Вт - 5,6 кОм ±5%			4	
	R7	MF-12 - 0,1 Вт - 30 кОм ±5%			2	
	R8, R9	MF-12 - 0,1 Вт - 39 кОм ±5%			2	
Добір. №	R10, R11	MF-12 - 0,25 Вт - 4,7 кОм ±5%			2	
	R12, R13	MF-12 - 1 Вт - 22 кОм ±5%			2	
	SA1	Вимикач кнопочний ATE1E M-O-M				Knitter
	VD1	rgb 0805 led			1	NXP Semiconductors
		MBI 5153GP(16) MBI 5353GP(48)			48	
Підпис і дата	XS1... XS3	Роз'єм 5KEV-03			4	Augat
Зам. інв. №						
Підпис і дата						
Інв. № ориг.						
						Арк.
						2
	Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	
ЗВЛЗ.166.001 ПЕ						

Перш. викорис.	Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка	
Добід. №	A1			ЗВЛ76166.0014 СК	Складальне креслення			
	A1			ЗВЛ3.166.001 ЕЗ	Схема електрична принципова	1		
	A4			ЗВЛ.3166.001 ПЕ	Перелік елементів	1		
	A4			ЗВЛ3.166.001 З	Пояснювальна записка	1		
Підпис і дата	A1	1		ЗВЛ7.166.001	Плата друкована	1		
Інв. № дубл.								
Зам. інв. №								
Підпис і дата								
Інв. № ориг.	Розроб.	Зиско В.Л.			Підсилювач потужності цифровий	Літ.	Арк.	Аркушів
	Перевір.	Марценюк А.С.					1	4
	Реценз.	Стрембіцький М.О.				ТНТУ імені Івана Пулюя, ФПТ, каф. РТ, гр. РАс-41 м. Тернопіль		
	Н. Контр.	Марценюк А.С.						
	Затверд.	Дунець В.Л.						
				ЗВЛ6.166.001СК				
	Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			

Перш. викорис.		Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка	
Добір. №						<u>Інші вироби:</u>			
				17		Діод BZX 79C5V6 D0-35	1	VD1	
				22			<u>Конденсатори:</u> K10 -19 ОЖО.460.160 ТУ		
				23			K10 -19 - 50В - 330 рФ ±5%	2	С12, С13
				24			K10 -19 - 50В - 15 нФ±5%	2	С30,С31
								2	С38,С39
				26			K10 -19 - 25В - 47 нФ±5%	1	С22
		27			K10 -19 - 50В - 100 нФ ±5%	2	С1, С2		
						2	С14, С15		
						2	С18, С19		
						2	С24, С25		
						2	С28, С29		
		32			K10 -19 - 63В - 220 нФ±5%	2	С16, С17		
						2	С20, С21		
						1	С23		
						2	С26, С27		
						2	С36, С37		
		37			B32529 - 0474 - 470нФ ±5%	4	С3...С6		
					K10 -19 - 100В - 560 нФ ±5%	2	С32, С33		
					МКТ - 63В - 1 мкФ ±10%	2	С34, С35		
					ЕСА1JHG470 - 63В - 47 мкФ ±10%	3	С9...С11		
					ЕСА1VM471 - 35В- 470 мкФ ±10%	2	С7, С8		
Інв. № ориг.									
		Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
ЗВ/Л6.166.001СК								Арк. 2	

Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка	Перш. викорис.					
							Добід. №					
							Підпис і дата					
							Інв. № дубл.					
							Зам. інв. №					
							Підпис і дата					
							Інв. № ориг.					
Змін.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			ЗВ/Л6.166.001СК					Арк.
												3
		44		Котушка Murata BL01RN1-A62	4	L1...L4						
		45		Котушка 16RHBP (TOKO)	2	L5,L6						
		47		Перемикач кнопочвий								
				Knitter ATE1E M-O-M	1	SA1						
				<u>Резистори:</u>								
				MF-12 YAGEO								
				PV36 muRata								
		56										
		57		MF-12 - 0,1 Вт - 5,6 кОм ±5%	4	R3...R6						
		58		MF-12 - 0,1 Вт - 9,1 кОм ±5%	1	R2						
		59		MF-12 - 0,1 Вт - 10 кОм ±5%	1	R1						
		60		MF-12 - 0,1 Вт - 30 кОм ±5%	1	R7						
		61		MF-12 - 0,1 Вт - 39 кОм ±5%	2	R8, R9						
		62		MF-12 - 0,25 Вт - 4,7 кОм ±5%	2	R10,R11						
				Bluetooth F-6008L								
		67		BK8008L FS4513V	1	DA 1						
				RTL8188CUS	1							
				H403L								
				NTCoreboard								
				W29N01GVS I AA	1							

Перш. викорис.		Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
Добіт. №						N32926U1DN	1	
						ВУК	3	
						12.000	1	
						A642N	1	
						EP4CE6E22C8N	1	
						IS61LV2561AL-10TL	1	
						CTS 12-CB3 50M0000	1	
						LCX245	1	
						EPCS4N	1	
						LM393	1	
						54335A	1	
						54531	1	
						AMS1117	1	
						SS54	4	
		Підпис і дата						<u>Матеріали</u>
						Лак УР-231 ТУ-10 863 76		
						Приніт ПОС-61		
						ГОСТ21931-73		
						Каніфоль ГОСТ 19113-73		
						Фарба МКЗ-6, біла		
						ТУ29-02-659-78		
Інв. № ориг.								Арк.
								4
		Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ЗВ/Л6.166.001СК