

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

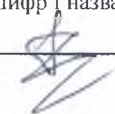
МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

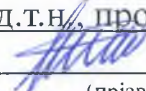
«МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ З ЦИФРОВИМ РЕГУЛЮВАННЯМ»

Виконав: студент 2-го курсу, групи МНТ-23м
спеціальності 176 Мікро- та наносистемна
техніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

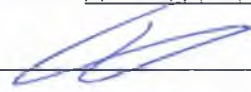
 Антонець Є.В.
(прізвище та ініціали)

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

 Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

« 10 » 12 2024 р.

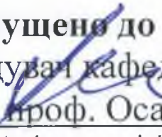
Опонент: д.т.н., доц. професор каф. ІКСТ

 Михалевський Д.В.
(прізвище та ініціали)

« 11 » 12 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

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

« 11 » 12 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань – 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
Спеціальність – 176 Мікро- та наносистемна техніка
Освітньо-професійна програма – Мікро- та наносистемна техніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н. проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2024 року

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

Антонцю Євгену Вадимовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням»

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

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

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

2. Строк подання студентом роботи 09.12.2024р.

3. Вихідні дані до роботи: напруга живлення 220 В, струм споживання 1÷2 А, робоча частота 25 Гц – 18000 Гц, номінальна потужність – 300 Вт, опір навантаження – 4 Ом, частотні спотворення в області низьких і високих частот не більше 3 дБ, коефіцієнт нелінійних спотворень не більше 1%; інтервал робочих температур – -40 +80 °С.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз сучасного стану підсилювачів потужності звукових частот. Розроблення структурної та принципової електричних схем. Електричні та конструкторські розрахунки схемних рішень каскадів підсилювача. Комп'ютерне моделювання схеми вхідного підсилювача. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Структурна схема мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням. Функціональна схема мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням. Схема електрична принципова підсилювального блоку. Схема електрична принципова схеми блоку процесора. Схема електрична блоку індикації. Схема електрична принципова джерела живлення. Топологія друкованої плати. Ескізне креслення встановлення елементів на друкованій платі. Модель вхідного підсилювача на ОП AD744. Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання.

6. Консультанти розділів роботи

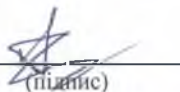
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	професор каф. ІРТС, професор, д.т.н. Семенов А.О.		
Економічна частина	доцент каф. ЕПВМ, доцент, к.е.н., Кавецький В.В.		

7. Дата видачі завдання 16.09.2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

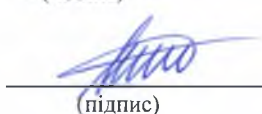
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2024-07.09.2024	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2024-16.09.2024	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	17.09.2024-30.09.2024	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.10.2024-20.10.2024	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	21.10.2024-04.11.2024	
6.	Розробка ілюстративної частини МКР.	05.11.2024-15.11.2024	
7.	Економічна частина.	16.11.2024-25.11.2024	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини.	26.11.2024-01.12.2024	
9.	Нормоконтроль.	02.12.2024-09.12.2024	
10.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	10.12.2024-11.12.2024	
11.	Захист МКР ЕК.	13.12.2024	

Студент


(підпис)

Антонець Є.В.

Керівник роботи


(підпис)

Семенов А.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.317

Антонець Є. В. Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 176 Мікро- та наносистемна техніка, освітня програма - Мікро- та наносистемна техніка. – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 133 с. На українській мові. Бібліогр.: 36 назв; Табл. 13; Рис. 31 .

У магістерській кваліфікаційній роботі розроблено та досліджено мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням, який забезпечує високу якість звукового відтворення, енергоефективність та гнучкість управління. Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням є сучасним рішенням для ефективного підсилення аудіосигналу з високою якістю звучання. У даній розробці використано мікроелектронні компоненти, що забезпечують компактність пристрою, низьке енергоспоживання та високу надійність. Основною особливістю є цифрова система керування, яка дозволяє точно налаштовувати рівень підсилення, здійснювати балансування звукових каналів і керувати іншими параметрами здійснюється платою процесора. Пристрій складається з основної плати, плати процесора, схеми захисту, плати індикації, блоку живлення. Розроблено функціональну, структурну, електричну принципову схеми пристрою. Розраховано надійність та електричні розрахунки, а також складальне креслення. Проведено економічні розрахунки. Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини.

Ключові слова: Мікроелектроніка, підсилювач потужності, звукові частоти, цифрове регулювання, енергоефективність, кість звуку.

ABSTRACT

Antonets E.V. Microelectronic power amplifier of sound frequency signals with digital regulation. Master's qualification work in speciality 176 Micro- and nanosystems engineering, educational programme - Micro- and nanosystems engineering: VNTU, 2024. 133 p. In Ukrainian. Bibliography: 36 titles; Table 13; Fig. 31.

In the master's thesis, a digitally controlled microelectronic power amplifier for audio frequency signals was developed and investigated, which provides high quality sound reproduction, energy efficiency and control flexibility. A microelectronic power amplifier for audio frequency signals with digital control is a modern solution for efficient amplification of audio signals with high sound quality. This development uses microelectronic components that ensure compactness of the device, low power consumption and high reliability. The main feature is the digital control system, which allows you to precisely adjust the gain level, balance the audio channels and control other parameters via the processor board. The device consists of a main board, processor board, protection circuit, display board, and power supply. The functional, structural, and electrical schematic diagrams of the device are developed. Reliability and electrical calculations, as well as assembly drawings, are calculated. Economic calculations were carried out. Also in the master's qualification work, calculations of the economic part were performed.

Keywords: Microelectronics, power amplifier, sound frequencies, digital control, energy efficiency, sound bone.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПІДСИЛЮВАЧІВ	
ПОТУЖНОСТІ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ	12
1.1 Загальні відомості про підсилювачі потужності звукових частот.....	12
1.2 Огляд структурних схем підсилювачів потужності сигналів звукових частот.....	14
1.3 Актуальність розробки мікроелектронних підсилювачів потужності.....	17
1.4 Проблематика звукового підсилення та цифрового регулювання.....	19
1.5 Висновки до розділу.....	21
2 РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ ТА ПРИНЦИПОВОЇ	
ЕЛЕКТРИЧНИХ СХЕМ	22
2.1 Проблеми, пов'язані з підсилювачами звукових частот	22
2.2 Методи підвищення лінійності підсилювальних трактів та аналіз їх ефективності	25
2.3 Розроблення схеми електричної принципової.....	33
2.4 Висновки до розділу.....	58
3 ЕЛЕКТРИЧНІ ТА КОНСТРУКТОРСЬКІ РОЗРАХУНКИ	
СХЕМНИХ РІШЕНЬ КАСКАДІВ ПІДСИЛЮВАЧА.....	59
3.1 Електричний розрахунок вхідного каскаду	59
3.2 Розрахунок кінцевих каскадів підсилення.....	64
3.3 Розрахунок попереднього підсилювача.....	71
3.4 Електричний розрахунок узгоджувального каскаду.....	76
3.5 Розрахунок надійності пристрою	77
3.6 Висновки до розділу.....	83
4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМИ ВХІДНОГО	
ПІДСИЛЮВАЧА.....	84
4.1 Модель вхідного підсилювача на ОП AD744	84
4.2 Результати моделювання часових і частотних характеристик.....	86

4.3 Висновки до розділу.....	88
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	89
5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки.....	89
5.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки	94
5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи	96
5.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором.....	110
5.5 Висновки до розділу.....	115
ВИСНОВКИ	117
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	119
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал	123
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	132

ВСТУП

Актуальність теми.

Підсилювач класу D, що працює в режимі перемикання на високій частоті, створює значні електромагнітні перешкоди (ЕМІ). Одним із основних джерел електромагнітних перешкод є різкі стрибки прохідних струмів, що виникають під час перемикання силових МОП-транзисторів. Ці короткі імпульси струму виникають на передньому і спадному фронтах сигналу DPWM, а також на шині живлення. Іншим джерелом електромагнітних перешкод є сигнали СМ, зокрема ті, що виробляються на кабелях, що з'єднують гучномовець із терміналами BTL.

Прохідні струми можна зменшити шляхом додавання мертвих часів перед фронтами керуючих сигналів, що вмикають силові транзистори, таким чином також зменшуючи ЕМІ. Додавання мертвих часів і пов'язане з цим усунення або зменшення наскрізних струмів підвищує ефективність підсилювача, а також зменшує електромагнітні перешкоди, але одночасно вносить додаткові нелінійні спотворення вихідного звукового сигналу; отже, необхідний компроміс, щоб отримати прийнятні спотворення та ефективність підсилювача. Було проведено багато роботи над різними видами вдосконалених методів ШІМ, а також над топологіями підсилювачів потужності класу D для досягнення високої енергоефективності, високої точності, малого розміру та зменшеного розсіювання потужності. Поліпшення цих показників особливо важливо для портативних пристроїв, що живляться від батареї. Проте повна реалізація технології Class-D у портативних пристроях вимагала вирішення багатьох проблем з метою покращення характеристик електроакустичної, енергетичної та електромагнітної сумісності (ЕМІ) і фільтрації вихідного сигналу [1 - 5].

Як і у випадку з аналоговими підсилювачами класу D, архітектуру цифрових підсилювачів класу D можна загалом розділити на дві категорії: підсилювачі класу D з відкритим контуром з цифровою широтно-імпульсною

модуляцією (DPWM) і замкнуті з сигма-дельта модуляцією (SDM) і контролер тріск-баг.

Аналіз останніх досліджень і сучасного стану.

Залежно від методу дискретизації схеми DPWM можна розділити на два основні класи: рівномірна ШІМ (UPWM) і лінеаризована ШІМ (LPWM). Крім того, кожен метод вибірки DPWM також розрізняє одно- або двосторонню DPWM, а також дворівневу (Class-AD) або трирівневу (Class-BD) комутацію [6].

Модуляцію UPWM було б найпростіше реалізувати в цифровому підсилювачі класу D з розімкненим контуром; однак його основною проблемою є нелінійність. Використання алгоритмів попередньої корекції та збільшення частоти дискретизації вхідного сигналу призводять до зменшення цієї нелінійності до прийнятного рівня, але з більшою розсіюваною потужністю [6, 7]. Прийняття потрійної схеми модуляції UPWM дозволило реалізувати безфільтровий високоефективний цифровий підсилювач класу D [8].

Лінеаризована ШІМ (LPWM) з алгоритмами попередньої компенсації заснована на найточнішій емуляції аналогової ШІМ з природною дискретизацією.

Подібно до аналогових схем модуляції NPWM, серед чотирьох основних методів LPWM, LBDD PWM (лінеаризована двостороння ШІМ класу BD), еквівалентна лінеаризованій ШІМ зі зсувом по фазі (LPSC PWM), демонструє дуже привабливі спектральні характеристики в диференціальному режимі (DM), який містить набагато менше небажаних продуктів IMD, ніж інші методи LPWM. Проте ШІМ-сигнал LBDD на виході CM має деякі недоліки, оскільки його широкий частотний спектр містить багато небажаних непарних гармонік частоти перемикавання та їх парних продуктів IMD. З цієї причини LC-фільтр для підсилювача класу BD з ШІМ-модуляцією LBDD повинен бути розроблений окремо для компонентів DM і CM [7].

Повідомлялося про різні методи зменшення електромагнітних перешкод підсилювачів класу D [8-13]. Інноваційна багаторівнева ШІМ була

представлена в [14], яка була реалізована шляхом перетворення дворівневого ШІМ-сигналу безпосередньо в багаторівневий сигнал за допомогою оригінального суматора з розподілом часу. Інтегрований підсилювач класу D із наднизьким рівнем електромагнітних перешкод, що використовує АЦП прямого зв'язку та фільтри зворотного зв'язку, був представлений у [15]. Іншим методом зменшення ЕМП в підсилювачах класу D є використання псевдорандомізованої модуляції несучої частоти (PRCFM) [16].

Мета, об'єкт і предмет дослідження.

Метою роботи є зменшення втрат комутаційної потужності в підсилювачі звукових частот класу BD.

Об'єкт дослідження – процеси підсилення сигналів звукових частот у схемах ключових підсилювачах.

Предмет дослідження – частотні та часові параметри і характеристики сигналів звукових частот.

Задачі дослідження

Для досягнення поставленої мети в роботі вирішені такі задачі:

1. Аналіз сучасних теоретичних відомостей про ключові підсилювачі потужності.
2. Розробити структурну схему структурну схему мікроелектронного підсилювача потужності звукових частот з цифровим регулюванням.
3. Виконати електричні розрахунки і розробити електричну схему мікроелектронного підсилювача потужності звукових частот з цифровим регулюванням.
4. Отримати результати комп'ютерного дослідження мікроелектронного підсилювача потужності звукових частот з цифровим регулюванням.
5. Здійснити розрахунки економічної частини.

Методи дослідження

У роботі були використані елементи теорії інтегральної схемотехніки, теорію твердотілих активних напівпровідникових приладів.

Новизна одержаних результатів

Запропоновано нову та оригінальну архітектуру та реалізації безфільтрового цифрового аудіопідсилювачів Class-BD із постійним синфазним вихідним сигналом.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ

1.1 Загальні відомості про підсилювачі потужності звукових частот

Принцип дії підсилювача базується на перетворенні енергії джерела живлення в енергію сигналу. Основну функцію перетворювача енергії в підсилювачі виконує активний підсилювальний елемент, здатний з невеликою вхідною енергією керувати значно більшою енергією джерела живлення.

Вони є одними з основних структурних елементів апаратури в області радіотехніки, електроавтоматики, телемеханіки, радіолокації й ін. Сигнали, одержувані від мікрофонів, датчиків і інших джерел вхідного сигналу, звичайно малопотужні (від 1 до 100 мВ). Підсилювачі повинні збільшити цю потужність до значення (декількох вольтів), зручного для застосування.

Мінімальну частину підсилювача, що зберігає основну функцію - здатність підсилити сигнали, – називають каскадом підсилення. Каскад підсилення складається з підсилювального елемента (деколи декількох елементів) і ланцюгів, що забезпечують заданий режим елемента і згідність з джерелом сигналу і навантаження.

По типу підсилювальних елементів підсилювачі діляться на транзисторні, лампові, параметричні, магнітні, квантові та інші. Найбільш універсальними і широко використовуваними є транзисторні підсилювачі. По потужності підсилювальних сигналів розрізняють каскади підсилювання слабких і сильних коливань. В підсилювачах слабких сигналів амплітуда коливань займає малу ділянку вольт-амперної характеристики підсилювального елемента. Тому такі підсилювачі є лінійними. В підсилювачах сильних сигналів використовується більша частина характеристики підсилювального елемента, часто з відсічкою струму. Потужність в такому режимі близька до максимальної, і тому такі підсилювачі називаються підсилювачами потужності.

При подачі на вхід підсилювача слабких сигналів $U_{вх}$ у вихідному

ланцюзі проходять струми, що створюють на опорі навантаження перепад напруги $U_{вих} > U_{вх}$. Потужність вихідного сигналу зростає в порівнянні з потужністю вхідного сигналу.

У аналоговому підсилювачі відбувається підсилення аналогового вхідного сигналу без зміни форми. У цифровому підсилювачі відбувається її перетворення. Окрім цього в аналогових підсилювачах завжди присутній деякий опір між джерелом живлення і навантаженням через спосіб роботи підсилювача.

В аналоговому підсилювачі сигнал постійно змінюється між максимумом і мінімумом. Тому елементи підсилювача працюють в якості змінних резисторів, які регулюють кількість електроенергії, яка подається джерелом живлення, для відповідності рівню входу. Струм, що протікає при відсутності сигналу, при цьому, втрачається. З цієї причини аналогові підсилювачі можуть досягати максимального ККД (щодо джерела живлення)

Останній час, характеризується підвищеною цікавістю споживача до систем аналогового якісного звуковідтворення. Сучасний підсилювач повинен володіти такими характеристиками: низьким коефіцієнтом нелінійних спотворень, низьким коефіцієнтом гармонік, відтворювати необхідний діапазон звукових частот, забезпечувати потрібну потужність за умов оптимального коефіцієнту корисної дії.

Рівень звуку та діапазон частот – це характеристики, які стають проблемою, тому що, особливості сприймання у кожної людини є різні.

Техніка високоякісного звуковідтворення містить у собі також ряд проблем, які ще не вирішені:

- транзисторний звук, який обумовлений малою швидкістю зростання фронтів і нелінійністю їх характеристик;
- зростання нелінійних спотворень при переході до економічного ключового режиму;
- існують системи, які задовільняють професіоналів, але їх собівартість є значною;

- виробники шукають компроміс між якістю і ціною;
- конструктори шукають компроміси між моделями.

На основі досліджень команди розробників, у фірмі Onkyo, прийшли до висновку, що джерело живлення відіграє важливу роль при досягненні якісного звуку підсилювачами. Кожному користувачеві хочеться передати звук той, який “відчувається”, а не той що просто чується. З цією метою необхідне джерело живлення з найменшим значенням імпедансу і неперевершеними перехідними характеристиками. Лише невелика кількість виробників створюють підсилювачі з джерелами живлення, які відповідають концепції Onkyo.

Підвищена увага була приділена роботі джерел живлення кожного цифрового підсилювача Onkyo. Фактично в них концепція навіть була вдосконалена шляхом додавання трансформаторів великої ємності.

Таким чином, основним завданням проекту є розробка економічного ПНЧ з малими нелінійними спотвореннями.

1.2 Огляд структурних схем підсилювачів потужності сигналів звукових частот

На сучасному етапі розвитку технологій існує велика кількість різноманітних високоякісних підсилювачів, як закордонного так і вітчизняного виробництва. Основний показник, за яким їх поділяють, являється вихідна потужність сигналу. В залежності від призначення і потужності змінюється схема ПНЧ.

В теперішній час існують декілька варіантів побудови підсилювача низьких частот:

- апаратуру класу Hi-Fi, яку використовують широке коло споживачів. У останніх моделях використовуються традиційні схемні рішення: двотактний вихідний каскад, який використовує режим роботи АВ, за допомогою введення від’ємного зворотного зв’язку (ВЗЗ), здійснюється корекція нелінійних спотворень. Цей підхід створює проблеми, що виникають перед розробниками.

Компроміс стає вирішенням цих проблем, який полягає у покращенні і погіршенні різних характеристик і параметрів підсилювача звукових частот;

- апаратуру класу High End. Ці підсилювачі звукових частот (ПЗЧ) в більшості випадків застосовують електронні лампи, при побудові схемних проектів, при чому останні є простими. За рахунок забезпечення оптимальних режимів активного елемента (АЕ), який, як правило, працює в режимі класу А, а також використовуючи дорогу високоякісну елементну базу, забезпечується висока якість звуковідтворення. Даний підхід характеризується певними недоліками: дуже висока ціна на ці підсилювачі, споживана велика потужність, тощо;

- наступний варіант застосовує альтернативний підхід, використовуючи який дає можливість сконструювати підсилювачі з кращими техніко-економічними показниками, що у свою чергу приводить до кращого співвідношення між ціною і якістю. Головний недолік цього варіанту полягає у тому, що практично не можливо спрогнозувати чи окупляться затрати і чи обраний шлях є оптимальний.

Тепер розглянемо основні варіанти структур:

- ПЗЧ з багатобітовим перетворенням;
- ПЗЧ з однобітовим перетворенням;
- лінійний, або аналоговий ПЗЧ.

Представником першого варіанту є структура зображена на рисунку 1.1

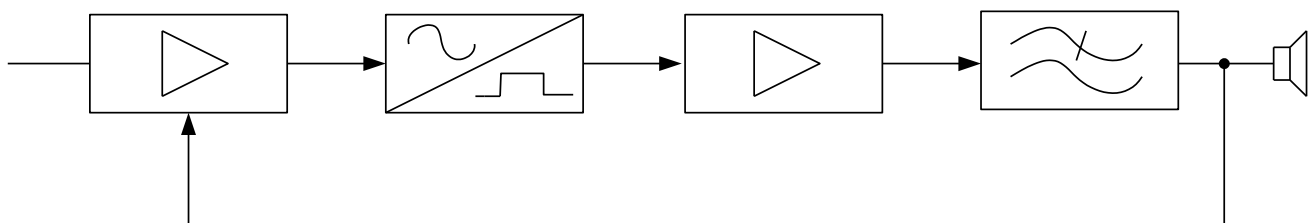


Рисунок 1.1 – Структурна схема ПЗЧ з багатобітовим перетворенням

Як бачимо із рисунку, у цій структурі присутній багаторозрядний аналого-цифровий перетворювач АЦП, швидкодія якого значно перевищує швидкість

зміни сигналу. В його блоці є можливість додаткової обробки сигналу.

Збільшення ККД, досягається за рахунок зміни частоти живлення вихідного каскаду сигналом АЦП. В цій структурі ККД становить 60...65%.

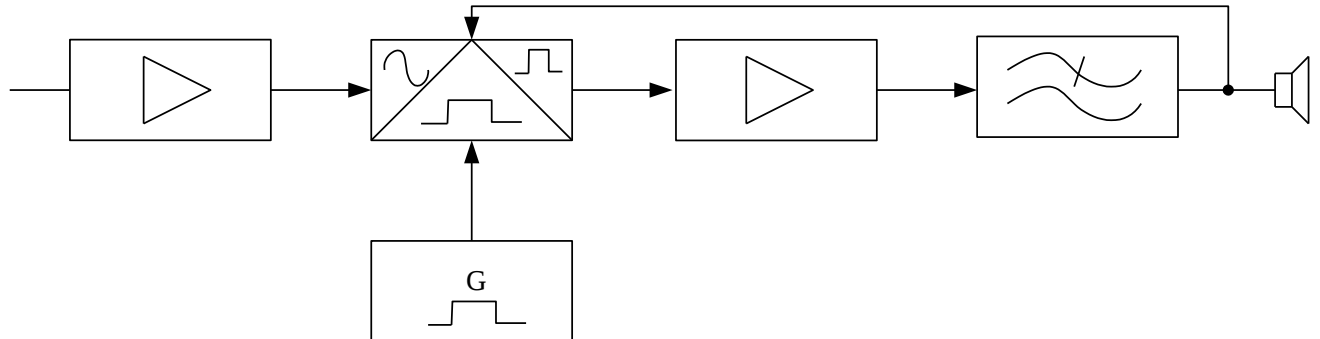


Рисунок 1.2 – Структурна схема ПЗЧ з однобітовим перетворенням

Коефіцієнт корисної дії таких ПЗЧ може досягати 75%. Потужність аналога може становити біля кіловата за рахунок застосування мостової схеми вихідного підсилювача. Малий коефіцієнт нелінійних спотворень - 0,06% досягаються корекцією ШІМ і якістю ФНЧ.

В підсилювачах з однобітовим перетворенням здійснюється широтно-імпульсна модуляція.

Недоліком такого ПЗЧ є відносно великі габарити і вага.

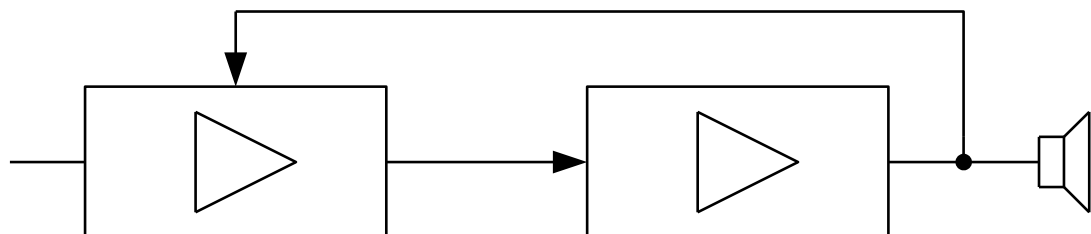


Рисунок 1.3 – Структурна схема лінійного ПЗЧ

Елементи забезпечують лінійний режим роботи, тому коефіцієнт нелінійних спотворень не перевищує 0,03%.

Основні недоліки схеми: висока ціна, малий ККД, великі розміри, підвищені вимоги при транспортуванні.

За рахунок використання у схемі електровакуумних ламп можна суттєво збільшити вихідну потужність при навантаженні 4 Ом.

1.3 Актуальність розробки мікроелектронних підсилювачів потужності

Сучасні аудіосистеми відрізняються високим ступенем посилення звуку, щоб забезпечити чисте і насичене звучання в різних умовах зовнішнього середовища. Підсилювачі потужності звукової частоти мають вирішальне значення для цих систем, що впливає на якість відтворення, ефективність і універсальність пристрою. Із зростанням популярності мікроелектроніки підсилювачі стали меншими, ефективнішими та універсальнішими. Унікальну роль у цьому процесі відіграє впровадження цифрових технологій, які забезпечують точність налаштувань, автоматизацію процесів та інтеграцію з іншими компонентами аудіосистем.

Проблема полягає в досягненні високої якості звуку при мінімальному розмірі пристрою і низькому енергоспоживанні, це особливо важливо для портативних і автономних систем. Крім того, сучасні слухачі очікують, що підсилювачі потужності будуть простими у використанні та мають пульт дистанційного керування, вони також повинні мати здатність адаптуватися до різних типів аудіовходу та бути гнучкими у своїх налаштуваннях.

Мікроелектронні підсилювачі звукової частоти мають вирішальне значення для сучасної аудіосистеми, яка використовується в аудіофілах, професіоналах і портативних пристроях. Постійно зростаючі вимоги до якості звуку, компактності та енергоефективності зумовлюють необхідність вдосконалення цих пристроїв.

Сучасні гучномовці повинні мати можливість керування цифровою гучністю, балансом, вирівнюванням тощо параметрів звуку. Це полегшує зв'язок інтерфейсів I2C, UART або SPI з іншими компонентами системи,

такими як мікроконтролери або процесори цифрової обробки сигналів (DSP). Ці функції популярні в «розумних» аудіосистемах і інтегрованих мультимедійних платформах.

Аудіопідсилювачі потужності є частиною компонентів аудіосистеми, ці компоненти використовуються в різноманітних пристроях, включаючи портативні колонки та навушники, щоб назвати декілька. Їхнє основне призначення — підвищити силу слабого звукового сигналу до рівня, достатнього для живлення динаміків. Сьогодні, коли споживачі вимагають найвищої якості звуку, компактності пристроїв і тривалого терміну служби батареї, мікроелектронні підсилювачі потужності набули надзвичайного значення.

Сучасні технології зумовлюють необхідність зменшення гучності та ваги колонок. Мікроелектронні рішення, які є похідними від сучасних технологій, наприклад CMOS або GaN транзистори, мають високий ступінь функціональної інтеграції в невеликому просторі, що може бути використано для створення компактних і легких пристроїв. Це особливо важливо для мобільних і портативних пристроїв, які мають значний вплив на розмір і вагу.

Створення мікроелектронних підсилювачів потужності відповідає за розробку універсальних рішень, які мають високу якість звуку, є надійними та мають різноманітне застосування, ці рішення призначені як для споживачів, так і для виробників аудіотехніки, як наслідок, важливість створення мікроелектронних підсилювачів потужності пояснюється зростанням вимог до якості звуку, енергоефективності, цифрового управління та компактності. Ці пристрої є основою сучасних аудіосистем і можуть бути вдосконалені за допомогою останніх розробок мікроелектроніки.

1.4 Проблематика звукового підсилення та цифрового регулювання

Проблеми, пов'язані з відтворенням звуку та цифровим регулюванням, численні та складні, вони включають низку технічних та практичних труднощів у створенні сучасних аудіосистем. Однією з першочергових проблем є забезпечення високої якості звуку при посиленні сигналу. При збільшенні потужності аудіосигналу можуть виникати неідеальні спотворення, що негативно впливає на якість звуку. Ці неправильні уявлення можуть виглядати як гармоніки, які спотворюють оригінальний звуковий спектр. Навпаки, шумове забруднення, спричинене недосконалістю електронних компонентів або електромагнітними перешкодами, також може негативно вплинути на якість звуку, особливо на високій гучності.

Однією з основних труднощів є підтримання співвідношення якості звуку та ефективності підсилювачів з точки зору енергозбереження. Підсилювачі класу А, які мають високу лінійність і, таким чином, забезпечують чудову якість звуку, мають низький ККД і значне тепловиділення. Це зменшує їх ефективність у портативних пристроях і середовищах, які вимагають ефективності, обидва важливі. Навпаки, підсилювачі класу D, які мають високу ефективність і низьке тепловиділення, чутливі до спотворень через широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ), що призводить до втрати точності відтворення звуку.

Інші складні аспекти цифрового регулювання гучності та керування підсилювачем включають додавання фільтра. Впровадження цифрових технологій, таких як мікроконтролери та цифрова обробка сигналів, дозволяє значно розширити можливості аудіосистеми, включаючи можливість керування гучністю, вирівнювання звуку та інші властивості звуку. Однак це також створює нові проблеми, пов'язані з мінімізацією затримки обробки, пов'язаної з сигналами, забезпеченням безперебійної роботи та сумісності з різними інтерфейсами. Крім того, при використанні цифрового керування важливо

враховувати наявність електромагнітних перешкод, це може негативно вплинути на якість звуку.

Ще однією серйозною проблемою є компактність і зменшеність аудіопристроїв. У обмеженому просторі важко забезпечити послідовну роботу системи підсилювача через тепло, яке має передаватися, розміщення компонентів і взаємні електромагнітні перешкоди, які виникають. Крім того, невеликий розмір компонентів може призвести до зниження їх надійності та швидкого перегріву, ці два фактори також важливі для довгострокової стабільності та довговічності підсилювачів.

Інша важлива проблема, з якою повинні мати справу розробники підсилювачів потужності, це генерація тепла. Підвищений рівень потужності, необхідний для ефективного відтворення звуку, створює значне теплове навантаження на компоненти системи. Це може призвести до перегріву, що негативно вплине на довговічність і загальну ефективність пристрою, які є першорядними для успіху пристрою. Як наслідок, забезпечення належної теплопередачі та охолодження має важливе значення для роботи потужних підсилювачів.

Зростаюча популярність «розумних» пристроїв, що автоматизують управління властивостями звуку, створює додатковий попит на підсилювачі. Це включає потенціал інтеграції з бездротовими технологіями (Bluetooth, Wi-Fi), а також підтримку кількох інтерфейсів для дистанційного керування. Ці функції змушують підсилювачі приділяти багато реального часу обробці аудіо, що може призвести до затримки в обробці сигналів або втрати якості звуку, якщо система не оптимізована.

Всі ці фактори мають значний вплив на розвиток мікроелектронних підсилювачів, до цих проблем відносяться високі вимоги до якості звуку, енергоефективності, цифрового регулювання і компактності. Вирішення цих проблем вимагає постійного вдосконалення технологій, а також використання останніх досягнень у галузі мікроелектроніки та цифрової обробки сигналів.

1.5 Висновки до розділу

Підсилювачі потужності звукових частот є важливими елементами сучасних аудіосистем, що виконують функцію підсилення слабких звукових сигналів до рівня, необхідного для управління акустичними системами. Залежно від різних характеристик і параметрів, підсилювачі звукових частот можна класифікувати за кількома ознаками. Основні критерії класифікації включають тип підсилювальних каскадів, клас роботи підсилювача, конфігурацію схеми, вихідну потужність і застосування.

У магістерській кваліфікаційній роботі здійснюється розроблення мікроелектронного підсилювача потужності звукових частот із цифровим регулюванням, який відповідає сучасним вимогам до якості звуку, енергозбереження та функціональності. Це дослідження спрямоване на створення універсального рішення, яке може знайти застосування як у побутових аудіосистемах, так і в професійному звуковому обладнанні.

2 РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ ТА ПРИНЦИПОВОЇ ЕЛЕКТРИЧНИХ СХЕМ

2.1 Проблеми, пов'язані з підсилювачами звукових частот

Основним якісним показником підсилювачів звукової частоти є степінь неспотвореного відтворення сигналів на виході, які підводяться до входу. Під спотвореннями підсилювачів розуміють будь-яку зміну форми сигналу на виході у порівнянні із формою сигналу на вході. В ідеальному випадку вихідна напруга повинна бути такою ж функцією часу як і на вході.

Взагалі при проходженні сигналу через підсилювач завжди можливий зсув сигналу на деякий проміжок часу, що не є спотворенням сигналу. Тому умова неспотвореної роботи підсилювача має вигляд: $U_{вих}(t) = KU_{вх}(t - \Delta t)$.

Якщо у підсилювачі відсутні будь-які спотворення та шуми, тоді виконується умова неспотвореної роботи системи.

2.1.1 Шум

При відсутності сигналу на вході підсилювача діє, деяка (зазвичай невелика) напруга. Ця напруга обумовлена головним чином внутрішніми завадами, серед яких розрізняють фон, наведення, теплові шуми активних і пасивних елементів. Фон зазвичай з'являється внаслідок недостатньої фільтрації пульсуючої напруги джерела живлення, яке працює від мережі змінного струму. Гармонічні складові фону кратні частоті напруги мережі.

Наведення утворюються завдяки електричним, паразитним, магнітним, гальванічним або електромагнітним зв'язкам підсилювача з джерелом завад.

Теплові шуми обумовлені флуктуаціями носіїв заряду у провідниках і напівпровідниках. В результаті виникає випадкова флуктуація ЕРС, яка називається ЕРС шуму. Спектр цієї ЕРС є неперервним і практично рівномірним в діапазоні частот від нуля до сотень МГц, такий шум називається білим.

2.1.2 Лінійні спотворення у підсилювачі

Частотні і фазові спотворення належать до лінійних. Вони обумовлені впливом реактивностей підсилювача – котушок індуктивності, конденсаторів, паразитних ємностей та іншими провідностями, які залежать від частоти.

Частотні спотворення у підсилювачів є наслідком того, що коефіцієнт підсилення не є однаковим на всіх частотах робочого діапазону. Через них порушується реальне співвідношення між амплітудами компонент складного сигналу, а це означає, що змінюється енергетичний спектр сигналу, спотворюється форма сигналу, що приводить до зміни тембру звуку. При значних частотних спотвореннях звучання різних музичних інструментів втрачає прозорість. Якщо коефіцієнт підсилення на верхніх частотах звукового діапазону більше, ніж на нижніх, то передача стає неприродною звук втрачає свій тембр, стає занадто дзвінким, "металевим".

При сильному підйомі коефіцієнта підсилення на нижніх частотах звук передачі стає глухим, всі низькі ноти стають ненатурально виділеними. Для неспотвореного відтворення коливань звукової частоти необхідно рівномірно підсилювати всі частоти в межах робочих частот.

Фазові спотворення є результатом фазових зсувів, які вносяться підсилювачем між різними компонентами складного звукового сигналу, внаслідок чого спотворюється його форма.

Прийнято вважати, що в широкому діапазоні частот людське вухо не реагує на зміни фазових складових між окремими гармонічними складовими спектру сигналу. Але значні фазові спотворення звукового сигналу на низьких частотах, які зумовлюють такі характеристики акустичного сигналу як "об'ємність", "прозорість" та інші, можуть бути зафіксовані у вигляді "металевого" призвуку. Цей ефект зумовлений нелінійними властивостями слухового апарату людини, які проявляються при рівнях звукового тиску 80...90дБ і більше. При таких рівнях гучності людина чує частоти яких не має у первинному сигналі, який випромінюється. Тому слухове сприйняття звукових

сигналів одного і того ж спектрального складу, але з різними початковими фазами гармонік нерівноцінне, бо зміна початкових фаз призводить до зміни результуючої амплітуди сумарного сигналу. Необхідно додати, що у високоякісних стереофонічних і квадрофонічних системах фазові спотворення суттєво впливають на достовірність звуковідтворення. У активних псевдоквадрофонічних комплексах ефект об'ємності звукового образу досягається формуванням спеціальних фазових характеристичних підсилювачів тилкових каналів.

2.1.3 Нелінійні спотворення у підсилювачі

Нелінійні спотворення з'являються при проходженні сигналу через елементи, які мають нелінійні характеристики, наприклад, через транзистори внаслідок чого спотворюється форма сигналу та змінюється його спектральний склад. Оскільки підсилювач вносить нелінійні спотворення, то на його виході з'являються нові спектральні компоненти (гармоніки), які відсутні на вході. Розрізняють гармонічні, інтермодуляційні, перехресні спотворення і динамічні нелінійні спотворення.

Гармонічні спотворення з'являються у випадку присутності у вихідному сигналі вищих гармонік, які відсутні у вхідному сигналі. Вони змінюють звучання і таким чином впливають на вірність відтворення. Нижні гармоніки створюють співзвучні акорди з основною частотою і якщо вони відносно невеликі, то їх вплив не відчувається. Але навіть малий відсоток гармонік четвертого та більш високого порядку створюють вкрай неприємні призвуки, які спотворюють темброве забарвлення музичного витвору і голосів виконавців, які втомлюють слухача.

Інтермодуляційні спотворення – це суттєвий наслідок нелінійності елементної бази підсилювача. Вони характеризуються комбінацією різних частот, які існують в оригіналі звукового сигналу і створенням нових комбінаційних частот, яких немає у вхідному сигналі.

Інтермодуляційні спотворення сприймаються на слух при великому розкиді частот, які відтворюються як хрип, наприклад, при звучанні скрипки з контрабасом, а при близьких по висоті звуках - як поява різницевого тону.

Перехресні спотворення пов'язані з нелінійністю вхідної характеристики транзисторів, які працюють у підсилювачі в режимі класу В. Це найбільш яскраво проявляється у підсилювачах потужності. При переході через нуль вхідного сигналу виникають спотворення перемикування, які мають вид сходинки.

Якщо початковий струм каскаду підсилювача близький або рівний нулю через появу сходинки з'являються гармонічні спотворення вищого порядку, які особливо відчутні при малих рівнях сигналу, коли кут відтину зменшується.

Динамічні нелінійні спотворення як і перехідні гармонічні інтермодуляційні і перехресні, виникають у підсилювача з від'ємним зворотнім зв'язком коли частота зрізу лежить вище частоти підсилювача потужності із розімкненою петлею зворотного зв'язку.

Так як загальний зворотній зв'язок визначає коефіцієнт підсилення вхідного каскаду і проміжок часу зростання вихідного сигналу не діє то вихідні каскади підсилювача входять у стан насичення на період затримки сигналу зворотного зв'язку. В результаті цього перевантаження вхідних каскадів динамічні нелінійні спотворення максимально зростають.

2.2 Методи підвищення лінійності підсилювальних трактів та аналіз їх ефективності

З моменту появи перших електронних підсилювачів розробники намагалися максимально покращити якість і точність відтворення вихідного сигналу. Було розроблено багато методів і мір зменшення спотворень. А саме було застосовано використання від'ємного зворотнього зв'язку (ВЗЗ), прямого зв'язку і коригуючих кіл.

2.2.1 Використання ВЗЗ

За структурою, підсилювача з лінійним ВЗЗ і поєднаним β -колом, будується переважна більшість підсилювачів, при якому полярність напруги зворотного зв'язку, що підводиться до входу, протилежна до полярності напруги вхідного сигналу.

Ця структура забезпечує зменшення нелінійних спотворень за рахунок того, що на виході підсилювача з'являються гармоніки – продукти нелінійних спотворень з протилежним знаком. Також ВЗЗ зменшує частотні спотворення і стабілізує характеристики підсилювача.

Приведемо структурну схему з такою структурою.

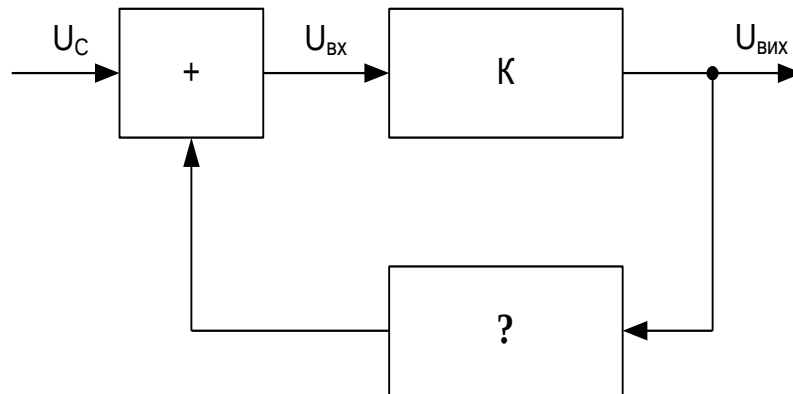


Рисунок 2.1 – Структурна схема підсилювача охопленого ВЗЗ

Підсилювач разом з ланцюгом зворотного зв'язку утворює замкнутий контур, що іменується петлею зворотного зв'язку. Ту частину схеми, яка з напруги генератора (U_c) і напруги зворотного зв'язку виробляє те, що управляє вихідним струмом активного елементу підсилювача напруга (U_{vix}), називають вузлом, що підсумовує.

Наведемо переваги даної структури: надійність у більшості випадків, простота, достатньо висока ефективність.

Тепер наведемо недоліки: зменшення коефіцієнту підсилення, небезпека появи динамічних нелінійних спотворень.

Коефіцієнти підсилення підсилювача без зворотного зв'язку

$$K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \quad (2.1)$$

Коефіцієнти підсилення підсилювача з зворотнім зв'язком

$$K_{33} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{з}}} \quad (2.2)$$

Коефіцієнт передачі ланцюга зворотного зв'язку

$$\beta = \frac{U_{\beta}}{U_{\text{вих}}} \quad (2.3)$$

Напруга на виході підсилювача

$$U_{\text{вих}} = K * U_{\text{вх}} = K(U_{\text{з}} + U_{\beta}) = K(U_{\text{з}} + \beta U_{\text{вих}}) \quad (2.4)$$

Звідки

$$K_{33} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{з}}} = \frac{K}{1 - \beta K} \quad (2.5)$$

Тобто коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, змінюється в $(1 - \beta K)$ раз в порівнянні з початковим. Якщо модуль K_{33} більше модуля K , то зворотний зв'язок називається позитивним, якщо модуль K_{33} менше модуля K , - негативною.

Величину $(1 - \beta K)$ називають глибиною зворотного зв'язку, твір в допетлевим підсиленням.

Коефіцієнт підсилення підсилювача зростає при позитивному зворотному зв'язку і зменшується при негативній.

Використання ВЗЗ, як відомо, є ефективним методом зменшення нелінійних спотворень підсилювача з невеликою нелінійністю. Але лінійний ВЗЗ по різному впливає на нелінійність різних порядків. При збільшенні глибини ВЗЗ нелінійність одного виду може зменшуватись, а інших – збільшуватись або залишатись без змін. Введення лінійного ВЗЗ більш ефективне для зменшення нелінійних спотворень другого порядку і менш ефективне для третього порядку через взаємодію із нелінійністю другого порядку. За допомогою від'ємного зворотнього зв'язку можливо тільки зменшити нелінійні спотворення, а позбутися – ні.

Незважаючи на перераховані недоліки даний метод є досить ефективним для практичної реалізації і завдяки цьому отримав широке розповсюдження у підсилювачах.

На вході підсилювального елемента виступає лише напруга сигналу і напруга похибки із протилежним знаком, за рахунок цього досягається зменшення нелінійних спотворень при забезпеченні високого коефіцієнта підсилення. Структурна схема такого підсилювача зображена на рис.2.2.

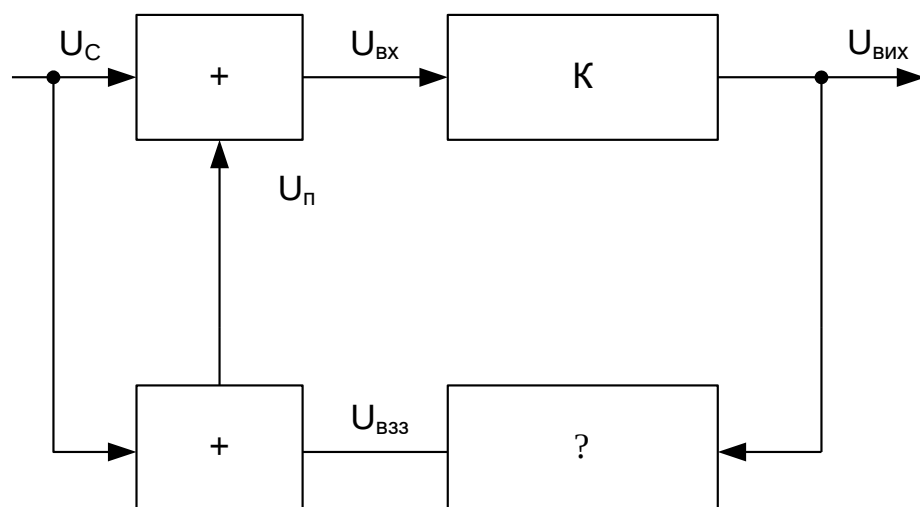


Рисунок 2.2 – Структурна схема підсилювача з нелінійним ВЗЗ

Наведемо ряд переваг цієї структури у порівнянні з попередньою:

- зменшується небезпека появи динамічних нелінійних спотворень;

- не зменшується коефіцієнт підсилення;

- внаслідок 100 % забезпечується більш ефективне зменшення нелінійних спотворень;

Недолік – складно реалізувати практично.

Принцип дії цієї структури полягає у тому, що ланка ВЗЗ послаблює вихідний сигнал до рівня вхідного. У цій структурі можливе майже повне усунення нелінійних спотворень, але у такій системі завжди присутня статична похибка, тому абсолютно повне усунення спотворень є не можливе.

$$U_{вих} = U_c - U_n, \quad (2.6)$$

$$U_{вих} = K(U_c + U_n' - U_n), \quad (2.7)$$

$$U_{взз} = K\beta(U_c + U_n' - U_n). \quad (2.8)$$

де: U_n – напруга "помилки";

U_n' – напруга попередньої "помилки".

Наведемо функціональну схему підсилювача, охопленого нелінійним ВЗЗ

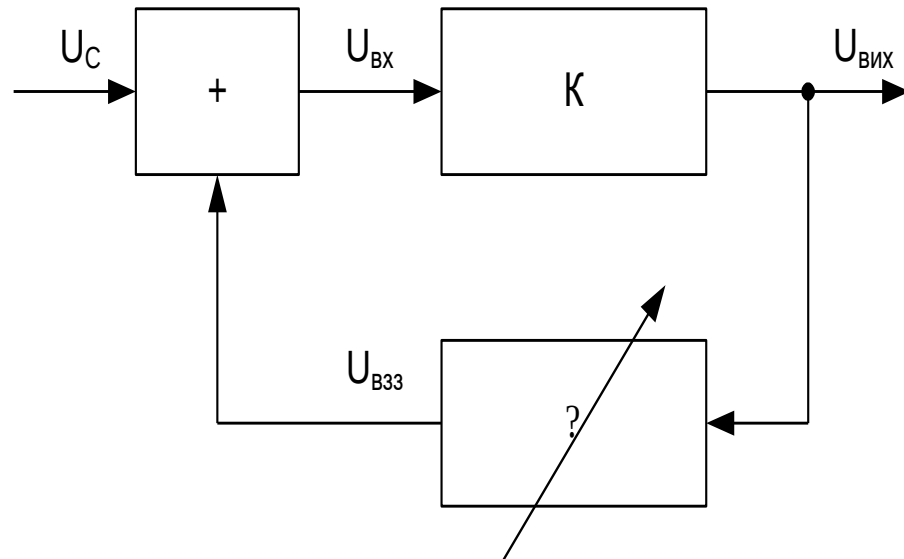


Рисунок 2.3 – Структурна схема підсилювача охопленого нелінійним ВЗЗ

Чотирьохполюсник β має в своєму складі елементи нелінійних ВАХ. Точність і ефективність даного методу залежить від точності виконання β -кола.

2.2.2 Застосування прямого зв'язку

Даний принцип корекції нелінійних спотворень був відкритий Гарольдом С. Блеком (США). За допомогою даного методу теоретично можливо досягти майже повної відсутності спотворень в широкому діапазоні частот і значно зменшити шуми підсилювача.

Структурна схема підсилювача із подачею сигналу "вперед" зображена на рис.2.4

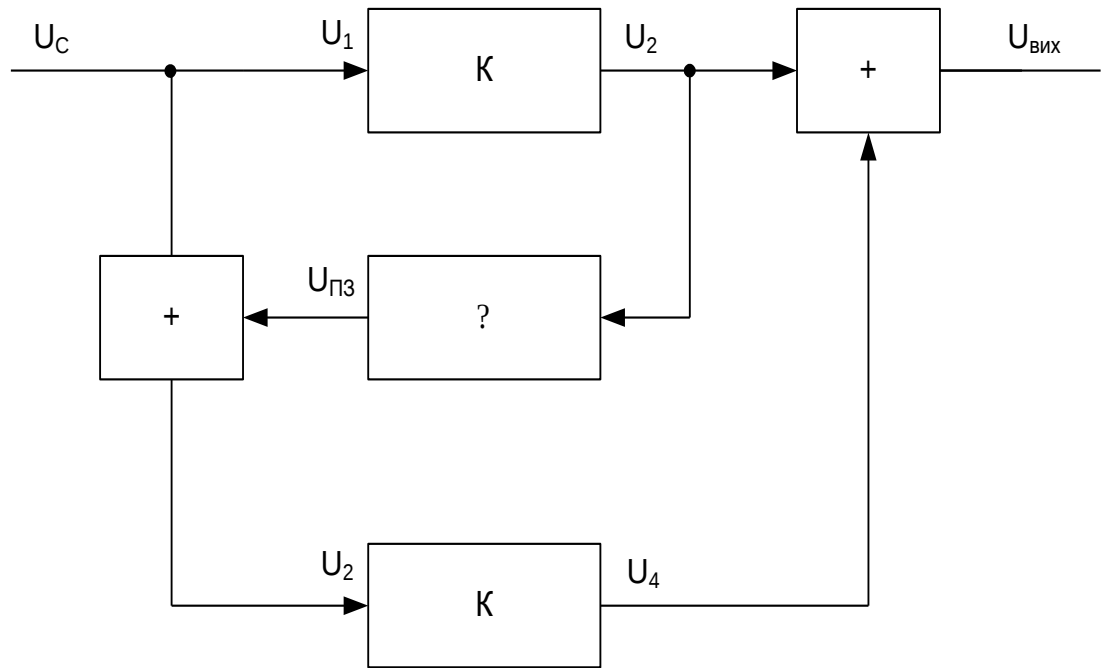


Рисунок 2.4 – Структурна схема підсилювача із подачею сигналу "вперед"

Розглянемо основні переваги такої схеми:

- стійкість підсилювача;
- від коефіцієнту підсилення не залежить компенсація спотворень ;
- через додатковий канал проходять тільки складові спотворень сигналу;
- покращити компенсацію спотворень можна за рахунок ускладнення схеми;
- результуюча смуга пропускання не змінюється;
- спотворення коефіцієнта шуму визначаються головним чином рівнем спотворень і коефіцієнтом шуму додаткового каналу;
- зменшується температурна чутливість підсилювача;
- ступінь компенсації нелінійних спотворень різних порядків однакова;

Вихідну напругу $U_{вих}$, визначити можна так

$$U_{вих} = U_3 + U_4 = K_1 U_c + E_{П1} + K_2 (1 - K_1 \alpha) U_c - K_2 \alpha E_{П1} - E_{П2} \quad (2.9)$$

де: $E_{п1}$, $E_{п2}$ – ЕРС помилки першого і другого каскадів.

Коефіцієнт передачі системи

$$\begin{aligned} K_a = \frac{U_{вих}}{U_c} &= K_1 + \frac{E_{п1}}{U_c} + K_2(1 - K_1\alpha)U_c - K_2\alpha \frac{E_{п1}}{U_c} + \frac{E_{п2}}{U_c} = \\ &= K_1 + K_2(1 - K_1\alpha) + \frac{E_{п1}}{U_c} - K_2\alpha \frac{E_{п1}}{U_c} + \frac{E_{п2}}{U_c} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Основним недоліком даної структури є складність забезпечення на практиці повної компенсації спотворень

$$K_1\alpha = K_2\alpha = 1$$

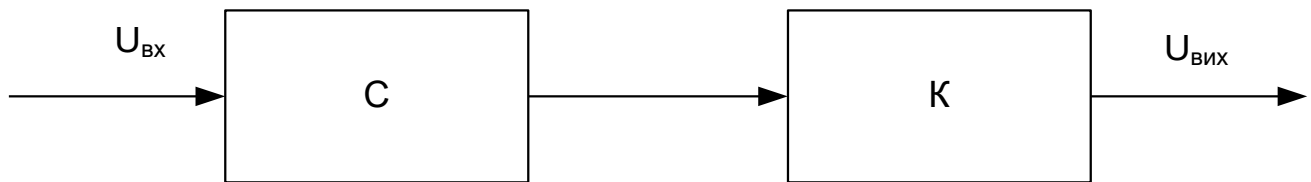
На практиці зворотній і прямий зв'язок суміщають, що дає змогу спростити вимоги до стабільності коефіцієнта підсилення і підвищує надійність підсилювача.

2.2.3 Застосування коригуючих кіл

Ці підсилювачі містять в собі ланки, які вносять спотворення, що компенсується спотвореннями підсилювальних каскадів.

Наведемо схеми ввімкнення нелінійних коригуючих кіл.

Цей метод дозволяє отримати майже повну компенсацію нелінійних спотворень.



а)



б)

Рисунок 2.5 – Схеми ввімкнення нелінійних корегуючих кіл: а) коло (С) ввімкнене перед підсилювальним трактом (К), б) коло (С) ввімкнене після підсилювального тракту (К)

2.3 Розроблення схеми електричної принципової

В наш час користувач вимагає удосконаленої техніки, тому, щоб не втратити покупця, нічого іншого не залишається, як виконувати цю вимогу. Удосконалення зводяться до використання нової елементної бази і вживання мікроконтролерної системи управління. Адже в даний час, коли набули широкого поширення мікроконтролери, створити досить досконалу систему управління не складає особливих труднощів. Також удосконалення включає в себе вимоги до хорошої лінійності, а також до вихідної потужності. З останнім можна пов'язати таке, що інколи можна чути, що для домашнього використання достатня потужність підсилювача 20-35 Вт. Якщо йдеться про середню потужність, то таке твердження справедливе. Але реальний музичний сигнал може мати піковий рівень потужності, що перевищує середній рівень в 10-20 разів. Тому, аби при

середній потужності 20 Вт отримати неспотворене відтворення такого сигналу, необхідно мати потужність підсилювача порядку 200 Вт.

Вимоги до акустичних систем, є ланкою удосконалення, тому що вони є комплексним навантаженням і мають дуже складний характер залежності повного опору від частот. На деяких частотах цей опір може бути менший від номінального значення в 3 - 4 рази. І в цьому випадку підсилювач повинен мати можливість працювати без спотворень на таке низькоомне навантаження. Наприклад, якщо номінальний опір акустичної системи складає 4 Ом, то підсилювач повинен нормально працювати на навантаження опором 1 Ом. Це вимагає дуже великих вихідних струмів, що повинне враховуватися при проектуванні підсилювача.

Пристрій спроектований на базі моделі PA-9000.

Підсилювач виконаний в корпусі формату MIDI. Вбудований мікроконтролер дозволяє управляти підсилювачем за допомогою пульта дистанційного управління ДУ (загального з попереднім підсилювачем). Крім того, мікроконтролер здійснює вимір і індикацію середньої і квазіпікової вихідної потужності, температури радіаторів, реалізує відключення по таймеру і обробляє аварійні ситуації. Система захисту підсилювача, а також управління включенням і виключенням живлення реалізовані за участю мікроконтролера. Підсилювач має окреме чергове джерело живлення, що дозволяє йому знаходитися в режимі «STANDBY», коли основні джерела живлення вимкнені.

Вихідна схема володіє достатніми параметрами для того, щоб підсилювач не був домінуючим джерелом нелінійності звуковідтворюючого тракту у всьому діапазоні вихідних потужностей.

2.3.1 Функціональна схема підсилювача

Схема з'єднань блоків підсилювача показана на рисунку 2.6.

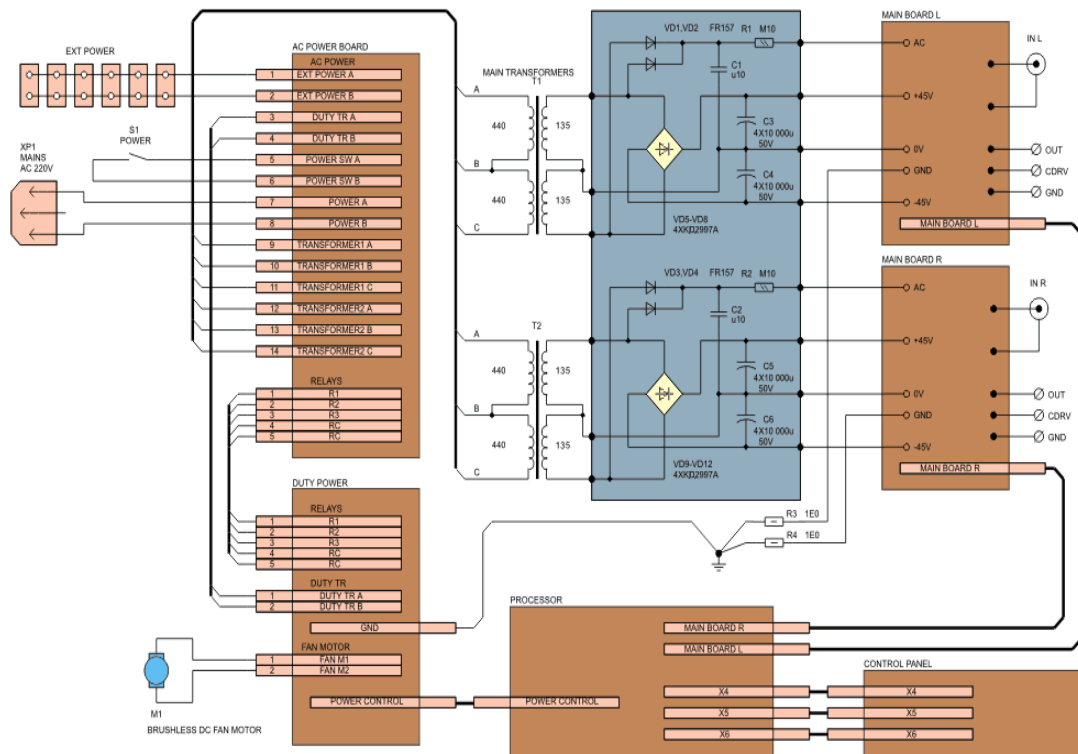


Рисунок 2.6 – Функціональна схема підсилювача

До вторинних обмоткам основних трансформаторів T1 і T2 підключені мостові випрямлячі, зібрані на діодах VD5, - VD12 типа КД2997А. До виходу випрямлячів підключені конденсатори фільтру сумарною ємністю більше 100 000 мкФ. Така висока ємкість конденсаторів необхідна для того, щоб отримати низький рівень пульсацій і поліпшити здатність підсилювача відтворювати імпульсні сигнали. З конденсаторів фільтру живляча напруга ± 45 В подається на основні плати підсилювача. Додатково є малопотужні випрямлячі, зібрані на діодах VD1, - VD4, вихідна напруга яких фільтрується з відносно невеликою постійною часу конденсаторами C1 і C2. Через резистори R1 і R2 вихідна напруга цих допоміжних випрямлячів подається на схеми захисту, які зібрані на основних платах підсилювача. При випаданні декількох напівперіодів мережевої напруги вихідна напруга допоміжних випрямлячів падає, що виявляється схемами захисту, і реле навантаження відключаються. В цей час вихідна напруга основних випрямлячів ще чимала за рахунок конденсаторів

великої ємкості, тому перехідної процес в підсилювачі при підключеному навантаженні не починається.

2.3.2 Розроблення основної плати підсилювача

Розробимо електричну схему основної плати підсилювача, яка зображена на рисунку 2.7.

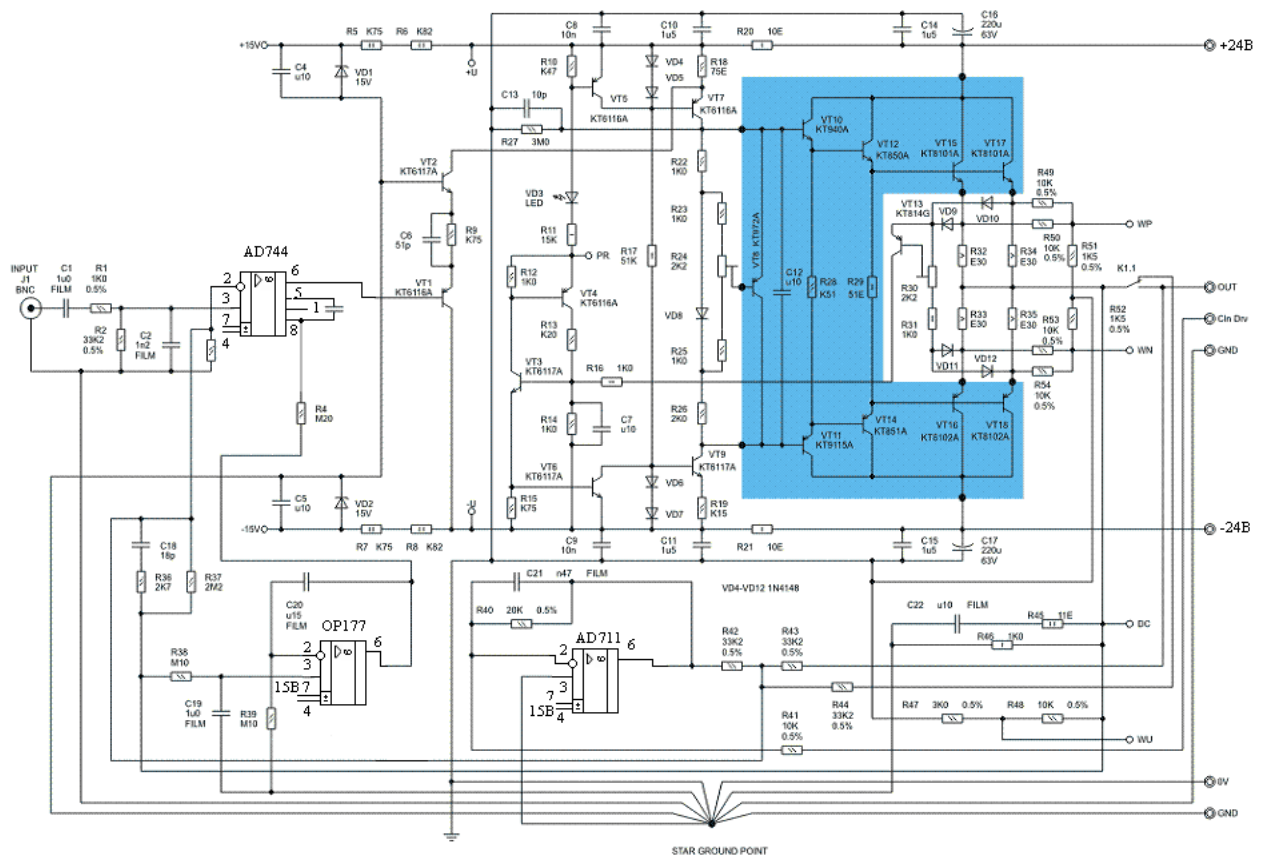


Рисунок 2.7 – Схема електрична принципова основної плати підсилювача

В порівнянні з оригінальною конструкцією до підсилювача були внесені зміни. Ці зміни є досить принциповими і є переходом на новішу елементну базу.

Змінена схема температурної стабілізації струму спокою. У оригінальній конструкції разом з вихідними транзисторами на радіаторах був встановлений транзистор - датчик температури, який задавав напругу зсуву вихідного каскаду.

При цьому враховувалася температура лише вихідних транзисторів. Але температура передкрайових транзисторів зважаючи на досить велику розсіювану на них потужність також значно підвищувалася під час роботи. Унаслідок того, що ці транзистори встановлювалися на невеликих окремих радіаторах, їх температура могла досить різко вагатися, наприклад, в результаті зміни розсіюваної потужності або навіть із-за зовнішніх повітряних потоків. Це наводило до таких же різких коливань струму спокою. Та і будь-який інший елемент підсилювача може досить сильно нагріватися під час роботи, оскільки в одному корпусі знаходяться джерела тепла (радіатори вихідних транзисторів, трансформатори і так далі). Це відноситься і до найперших транзисторів складеного емітерного повторювача, які зовсім не мали радіаторів.

У схемі підсилювача (рис. 2.7) двополюсник температурної стабілізації струму спокою зашунтований конденсатором С12. Цей конденсатор не є обов'язковим, хоча жодної шкоди він також не приносить. Річ у тому, що між базами транзисторів складеного емітерного повторювача потрібно забезпечити напругу зсуву, який має бути постійним для вибраного струму спокою і не залежати від підсилювального сигналу. Коротше кажучи, змінна складова напруги на двополюснику, а також на резисторах R26 і R29 (рис. 2.7) має дорівнювати нулю. Тому всі ці елементи можна зашунтувати конденсаторами. Але зважаючи на низький динамічний опір двополюсника, а також низькі значення опору цих резисторів наявність шунтуючих ємностей позначається дуже слабо. Тому ці ємності не обов'язкові, тим більше що для шунтування R26 і R29 їх номінали мають бути досить великими (порядка 1 мкФ і 10 мкФ відповідно).

Вихідні транзистори замінені транзисторами КТ8101А, КТ8102А, які мають вищу граничну частоту коефіцієнта передачі струму. В потужних транзисторів досить яскраво виражений ефект падіння коефіцієнта передачі струму при зростанні струму колектора. Цей ефект є у край небажаним для підсилювача, оскільки тут транзисторам доводиться працювати при великих вихідних струмах. Модуляція коефіцієнта передачі струму наводить до значного

погіршення лінійності вихідного каскаду підсилювача. Для зменшення впливу цього ефекту у вихідному каскаді застосовано паралельне включення двох транзисторів (і це мінімум, який можна собі дозволити).

При паралельному включенні транзисторів для зменшення впливу розкиду їх параметрів і вирівнювання робочих струмів застосовані роздільні емітерні резистори. Для нормальної роботи системи захисту від перевантажень по струму додана схема виділення максимального значення напруги на діодах VD9 - VD12 (рис. 2.7), оскільки тепер доводиться знімати падіння не з двох, а з чотирьох емітерних резисторів.

Інші транзистори складеного емітерного повторювача - це KT850A, KT851A (корпус TO-220) і KT940A, KT9115A (корпус TO-126). У схемі стабілізації струму спокою застосований складений транзистор KT973A (корпус TO-126).

Зроблена заміна ОП на сучасніший. Основний ОП U1 замінений AD744, який володіє підвищеною швидкістю і хорошою лінійністю. ОП U2, який працює в схемі підтримки нульового потенціалу на виході УМЗЧ, замінений OP177, низьким зсувом нуля, що володіє (не більше 15 мкВ). Це дозволило відмовитися від підстроювального резистора регулювання зсуву. Потрібно відзначити, що із-за особливостей схемотехніки AD744 ОП U2 повинен забезпечувати вихідну напругу, близьку до напруги живлення (вивід 8 ОП AD744 по постійній напрузі відстоїть від виводу 4 всього на два р-п переходу). Тому не всі типи прецизійних ОП підійдуть. В крайньому випадку, можна застосувати «підтягуючий» резистор з виходу ОП на -15 В. ОП U3, який працює в схемі компенсації імпедансу сполучних дротів АС, замінений AD711. Параметри цього ОП не настільки критичні, тому був вибраний дешевий ОП з достатньою швидкістю і досить низьким зсувом нуля.

В результаті такої заміни знадобилося декілька скоректувати номінали ланцюгів частотної корекції. Особливо слід звернути увагу на ємкість конденсатора С13: вона зменшена до 10 пФ. Паралельно цій ємкості включена паразитна ємкість [колектор транзистора VT8] - [корпус]. Ця ємкість залежить

від застосованої ізолюючої прокладки і може бути сумірною з C13. Тому рекомендується застосовувати для VT8 товсту керамічну прокладку.

У схему додані ділянки резисторів R49 - R51, R52 - R54 і R47, R48, які служать для зняття сигналів струму і напруги для схеми виміру потужності.

Змінена реалізація земляних ланцюгів. Оскільки тепер кожен канал підсилювача повністю зібраний на одній платі, відпала необхідність в множинних земляних дротах, які повинні з'єднуватися в одній крапці на шасі. Спеціальна топологія друкарської плати забезпечує зіркоподібну розводку земляних ланцюгів. Зірка землі з'єднується одним провідником із загальним виведенням джерела живлення. Потрібно відмітити, що така топологія годиться лише при повністю розділених джерелах живлення лівого і правого каналів.

У оригінальній схемі підсилювача петля зворотного зв'язку по змінному струму охоплює і контакти реле, які підключають навантаження. Цей захід прийнятий для зменшення впливу нелінійності контактів. Проте при цьому можливі проблеми з роботою захисту по постійній складовій. Річ у тому, що при включенні підсилювача живлення подається раніше, ніж включається реле навантаження. В цей час на вході може бути присутнім сигнал, а коефіцієнт передачі підсилювача унаслідок розірваної петлі зворотного зв'язку дуже великий. У такому режимі підсилювач обмежує сигнал, а схема компенсації напруги зсуву в загальному випадку неспроможна підтримати на виході підсилювача нульове значення постійної складової. Тому ще до підключення навантаження може виявитися, що на виході присутня постійна складова, і тоді спрацює система захисту. Усунути цей ефект дуже просто, якщо використовувати реле з перемикальними контактами

2.3.2 Розроблення схеми блоку процесора

Основою процесора є мікроконтролер U1 типа AT89C51 фірми «Atmel», який працює на тактовій частоті 12 МГц. Для підвищення надійності системи застосований супервізор U2, який має вбудований сторожовий таймер і монітор живлення. Для скидання сторожового таймера використовується окрема лінія

WD, на якій програмно формується періодичний сигнал. Програма побудована таким чином, що цей сигнал буде присутній лише в тому випадку, якщо виконується обробник переривання таймера і основний цикл програми. Інакше сторожовий таймер виконає перезапуск мікроконтролера.

Дисплей пов'язаний з процесором за допомогою 8-розрядної шини (роз'єми XP4 - XP6). Для стробування регістрів плати дисплея використовуються сигнали C0..C4, які виробляються дешифратором адреси U4. Регістр U3 є клямкою молодшого байта адреси, використовуються лише розряди A0, A1, A2. Старший байт адреси взагалі не використовується, що дозволило звільнити порт P2 для інших цілей. Принципова схема блоку процесора приведена на рисунку 2.8.

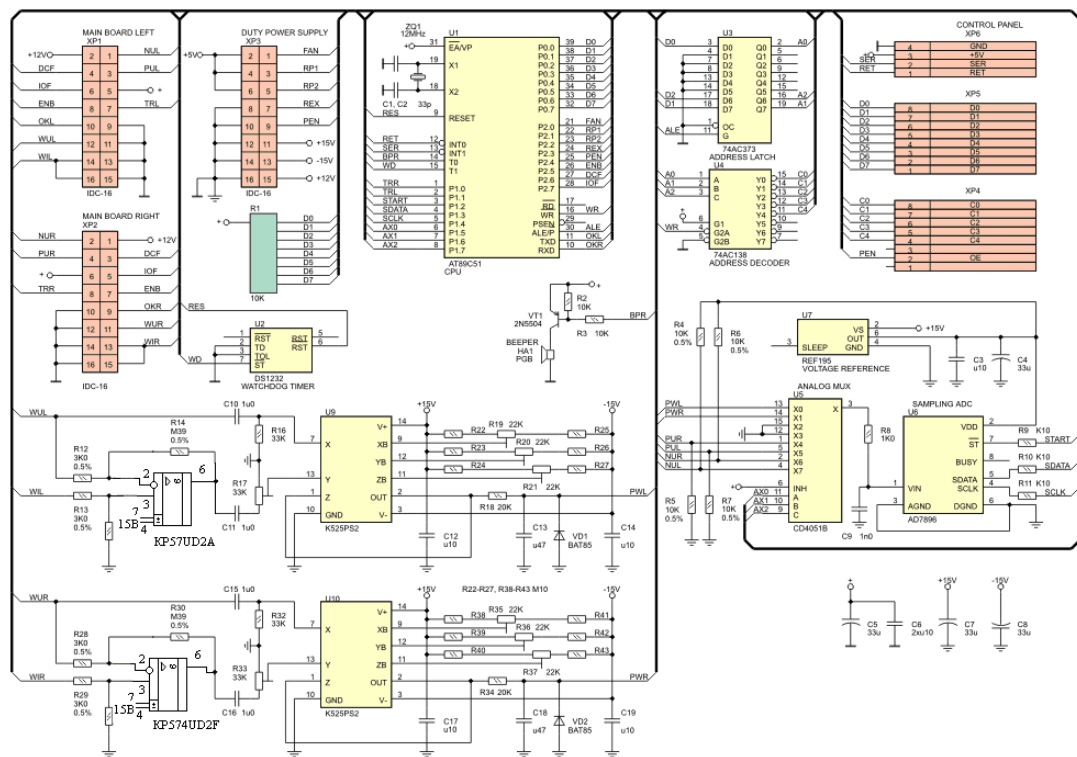


Рисунок 2.8 – Схема електрична принципова схеми блоку процесора

При натисненні на кнопки управління програмно генеруються звукові сигнали. Для цього використовується лінія BPR, до якої підключений транзисторний ключ VT1, навантажений на динамічний випромінювач HA1.

Основні плати лівого і правого каналів підключаються до плати процесора за допомогою роз'ємів XP1 і XP2 відповідно. Через ці роз'єми на процесор подаються сигнали стану системи захисту від перевантаження по струму IOF і захисту від постійної складової на виході підсилювача DCF. Ці сигнали загальні для лівого і правого каналів, їх об'єднання можливе завдяки виходам схеми захисту з відкритими колекторами. Сигнали готовності системи захисту OKL і OKR є роздільними по каналах, аби процесор міг ідентифікувати канал, в якому спрацювала схема захисту. Сигнал ENB, який поступає з процесора на систему захисту, вирішує включення реле навантаження. Цей сигнал загальний для двох каналів, що автоматично синхронізує роботу двох реле.

Лінії TRR і TRL використовуються для читання термометрів, встановлених на радіаторах правого і лівого каналу відповідно. Виміряна термометрами температура якщо включений відповідний може відображатися на дисплеї, режим індикації. Відображається максимальне значення температури з двох для лівого і правого каналів. Виміряне значення також використовується для програмної реалізації захисту від перегріву.

Додатково на роз'ємах XP1 і XP2 є сигнали WUR, WIR, WUL і WIL, які використовуються схемою виміру вихідної потужності.

Живиться плата процесора від чергового джерела через роз'єм XP3. Для живлення використовуються 4 рівні: ± 15 В, +12 В і +5 В. Рівні ± 15 В відключаються при переході в черговий режим, а останні рівні присутні завжди. Вжиток від рівнів +5 В і +12 В в черговому режимі мінімізовано за рахунок програмного відключення основних споживачів. Крім того, через цей роз'єм на чергове джерело живлення поступають декілька логічних сигналів, що управляють: PEN - управляє черговим джерелом живлення, REX - включає реле зовнішніх розеток, RP1 і RP2 - включають реле основного джерела живлення, FAN - включає вентилятор. Живлення схем захисту, які розташовані на основних платах, здійснюється від плати процесора рівнем +12 В, а живлення плати дисплея - рівнем +5 В.

Для виміру вихідної потужності і для контролю за напругою живлення використовується 12-розрядний АЦП U6 типа AD7896 фірми «Analog Devices». Одного каналу АЦП недостатньо, тому на вході застосований комутатор U5 (ще краще було б застосувати 8-канальний АЦП, наприклад, типа AD7888). Дані прочитуються з АЦП в послідовному вигляді. Для цього використовуються лінії SDATA (послідовні дані) і SCLK (тактовий сигнал). Запуск процесу перетворення виробляється програмно сигналом START. Як опорне джерело і одночасно стабілізатор напруги живлення АЦП використаний REF195 (U7). Оскільки в черговому режимі напруга живлення ± 15 В відключається, всі логічні сигнали підключені до АЦП через резистори R9 - R11, які обмежують можливі кидки струму при переході в черговий режим і назад.

З восьми входів комутатора використовуються шість: два для виміру потужності, чотири для контролю за напругою живлення. Потрібний канал вибирається за допомогою адресних ліній AX0, AX1, AX2.

Розглянемо схему виміру потужності лівого каналу. Застосована схема забезпечує перемножування струму і напруги навантаження, тому імпеданс навантаження автоматично враховується і свідчення завжди відповідають реальній активній потужності в навантаженні. Через дільників резисторів R49 - R54, розташовані на основній платі (рис. 2.7), напруга з датчиків струму (емітерних резисторів вихідних транзисторів) поступає на диференціальний підсилювач U8A (рис. 2.8), який виділяє сигнал струму. З виходу U8A через підстроєний резистор R17 сигнал поступає на вхід Y аналогового перемножувача U9 типа K525ПС2. Сигнал напруги просто знімається з дільника і поступає на вхід X аналогового перемножувача. На виході перемножувач встановлений ФНЧ R18C13, який виділяє сигнал, пропорційний квазіпіковій вихідній потужності з часом інтеграції близько 10 мс. Цей сигнал поступає на один з входів комутатора, далі на АЦП. Діод VD1 захищає вхід комутатора від негативної напруги.

Для того, щоб компенсувати початкове зсуви нуля перемножителей, при включенні підсилювача (коли ще реле навантаження не включене, і вихідна

потужність дорівнює нулю) відбувається процес автокалібрування нуля. Виміряна напруга зсуву при подальшій роботі віднімається зі свідчень АЦП.

Потужність в лівому і правому каналах вимірюється окремо, а відображається максимальне значення по каналах. Оскільки на індикаторі повинна відображатися як квазіпікова, так і середня вихідна потужність, а також значення, що відображаються, мають бути зручними для сприйняття, виміряні за допомогою АЦП значення піддаються програмній обробці. Тимчасові характеристики вимірника рівня потужності характеризуються часом інтеграції і часом зворотного ходу. Для вимірника квазіпікової потужності час інтеграції задано апаратним ланцюжком фільтрації і складає приблизно 10 мс. Вимірник середньої потужності відрізняється лише підвищеним часом інтеграції, що реалізоване програмно. При обчисленні середньої потужності використовується ковзаюче середнє по 256 крапкам. Час зворотного ходу в обох випадках заданий програмно. Для зручності прочитування свідчень цей час має бути відносно великим. В даному випадку зворотний хід індикатора реалізується шляхом віднімання 1/16 коди поточної потужності один раз в 20 мс. Крім того, при індикації здійснюється утримання пікових значень в течії 1.4 сек. Оскільки дуже часте оновлення свідчень індикатора погано сприймається, оновлення відбувається кожні 320 мс. Для того, щоб не пропустити черговий пік і відображувати його синхронно з вхідним сигналом, при виявленні піку відбувається позачергове оновлення свідчень.

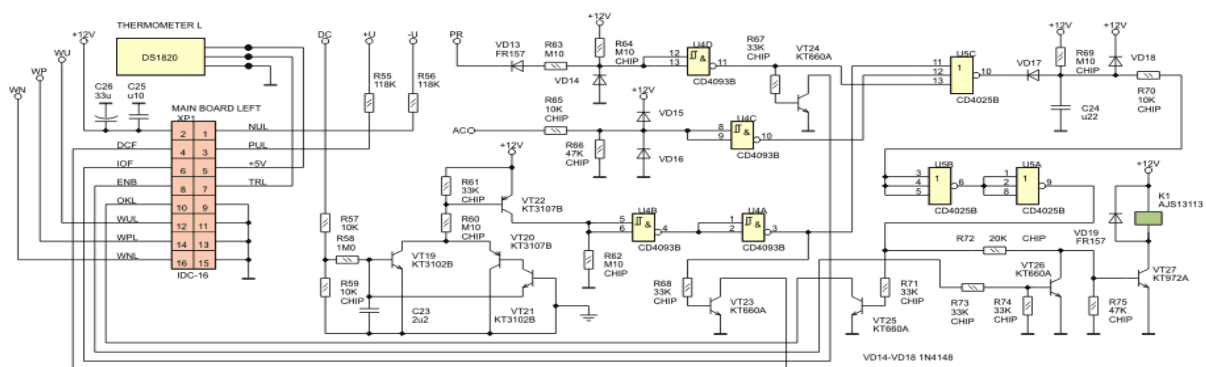


Рисунок 2.9 – Схема електрична принципова системи захисту

Схема захисту повністю перероблена. Тепер вона розміщена на основній платі. Таким чином, кожен канал має свою незалежну схему. Це декілька надлишково, зате кожна основна плата повністю автономна і є закінченим монофонічним підсилювачем. Частина захисних функцій несе мікроконтролер, але для підвищення надійності достатній їх набір реалізований апаратний. В принципі, плата підсилювача може працювати взагалі без мікроконтролера. Оскільки підсилювач має окреме чергове джерело живлення, схема захисту живиться від нього (рівнем +12В). Це робить поведінку схеми захисту більш передбаченою при аварії одного з основних джерел живлення.

Захист від перевантаження по струму включає тригер, зібраний на транзисторах VT3, VT4 (рис. 2.7), який включається при відкритті транзистора VT13. VT13 приймає сигнал з датчика струму і відкривається при досягненні струмом встановленого за допомогою подстрочного резистора R30 значення. Тригер вимикає генератори струму VT5, VT6, що наводить до замикання всіх транзисторів складеного емітерного повторителя. Нульова напруга на виході підтримується в цьому режимі за допомогою резистора R27 (рис. 2.7). Крім того, стан тригера прочитується через ланцюжок VD13, R63 (рис. 2.9), і коли він включається, на входах логічного елементу U4D встановлюється низький логічний рівень. Транзистор VT24 забезпечує вихід з відкритим колектором для сигналу IOF (I Out Fail), який описується мікроконтролером.

Захист від постійної складової реалізований на транзисторах VT19 - VT22 і логічних елементах U4B, U4A. Сигнал з виходу підсилювача через дільника R57, R59 поступає на ФНЧ R58C23 з частотою зрізу близько 0.1 Гц, який виділяє постійну складову сигналу. Якщо з'являється постійна складова позитивної полярності, то відкривається транзистор VT19, включений за схемою СЕ. Він, у свою чергу, відкриває транзистор VT22, і на входах логічного елементу U4B з'являється високий логічний рівень. Якщо з'являється постійна складова негативної полярності, то відкривається транзистор VT21, включений з Про. Така асиметрія - вимушена міра, пов'язана з однополярним живленням схеми захисту. Для того, щоб підвищити коефіцієнт передачі струму,

застосовано каскадне включення транзисторів VT21, VT20. Далі, як і в першому випадку, відкривається транзистор VT22 і так далі. До виходу логічного елементу U4A підключений транзистор VT23, який забезпечує вихід з відкритим колектором для сигналу DCF (DC Fail).

Захист від пропажі мережевої напруги містить допоміжний випрямляч (рис. 2.6) VD1, VD2 (VD3, VD4), який має згладжуючий фільтр з дуже маленькою постійною часу. Якщо підряд випадає декілька періодів мережевої напруги, вихідна напруга випрямляча падає, і на входах логічного елементу U4C (рис. 2.9) встановлюється низький логічний рівень.

Логічні сигнали з трьох описаних вище схем захисту поступають на елемент «АБО» U5C, на виході якого формується низький логічний рівень в разі спрацювання будь-якої з схем. При цьому через діод VD17 розряджається конденсатор C24, і на входах логічного елементу U5B (також на виході U5A) з'являється низький логічний рівень. Це наводить до закривання транзистора VT27 і відключенню реле K1. Ланцюжок R69C24 забезпечує деяку мінімальну затримку при включенні живлення на той випадок, якщо мікроконтролер по якихось причинах не сформує початкову затримку. Транзистор VT25 забезпечує вихід з відкритим колектором для сигналу OKL (OK Left) або OKR (OK Right). Мікроконтролер може заборонити включення реле. Для цього встановлений транзистор VT26. Ця можливість необхідна для реалізації програмного захисту від перегріву, програмної затримки включення реле і для синхронізації роботи систем захисту лівого і правого каналів.

Взаємодія мікроконтролера з апаратною схемою захисту наступна: при включенні підсилювача, після того, як напруга живлення досягла номінального значення, мікроконтролер опитує сигнали готовності апаратного захисту OKL і OKR. Весь цей час включення реле заборонене мікроконтролером шляхом підтримки сигналу ENB (Enable) в стані високого логічного рівня. Як тільки мікроконтролер отримує сигнали готовності, він формує тимчасову затримку і вирішує включення реле. В процесі роботи підсилювача мікроконтролер весь час стежить за сигналом готовності. В разі пропажі такого сигналу для одного з

каналів, мікроконтролер знімає сигнал ENB, вимикаючи таким чином реле в обох каналах. Потім він опитує сигнали стану захисту для ідентифікації каналу і вигляду захисту.

Захист від перегріву реалізований повністю програмно. В разі перегріву радіаторів мікроконтролер знімає сигнал ENB, що викликає відключення реле навантаження. Для виміру температури на кожному з радіаторів закріплений термометр DS1820 фірми «Dallas». Спрацьовує захист при досягненні радіаторами температури 59.8 °C. Декілька раніше, при температурі 55.0 °C, на дисплеї з'являється попереднє повідомлення про перегрів - автоматично виводиться температура радіаторів. Повторне включення підсилювача відбувається автоматично при охолодженні радіаторів до 35.0 °C. Включення при вищій температурі радіаторів можливо лише уручну.

Для поліпшення умов охолодження елементів усередині корпусу підсилювача використовується малогабаритний вентилятор, який розташований на задній панелі. Застосований вентилятор з безколекторним двигуном постійного струму з номінальною напругою живлення 12 В, призначений для охолодження процесора комп'ютера. Оскільки при роботі вентилятора створюється деякий шум, який може бути помітний в паузах, використовується досить складний алгоритм управління. При температурі радіаторів 45.0 °C вентилятор починає працювати, а при охолодженні радіаторів до 35.0 °C вентилятор відключається. При вихідній потужності менше 2 Вт робота вентилятора заборонена, аби не був помітний його шум. Для запобігання періодичним включенням і виключенням вентилятора, коли вихідна потужність вагається біля порогового значення, програмно обмежений мінімальний час виключення вентилятора значенням 10 сек. При температурі радіаторів 55.0 °C і вище вентилятор працює без виключень, оскільки така температура близька до аварійної. Якщо при роботі підсилювача вентилятор включився, то при вході в режим «STANDBY», якщо температура радіаторів вище 35.0 °C, вентилятор продовжує працювати навіть при нульовій вихідній потужності. Це дозволяє швидко охолодити підсилювач.

Захист від аварії джерела живлення також реалізований повністю програмно. Мікроконтролер за допомогою АЦП стежить за напругою живлення обох каналів підсилювача. Ця напруга поступає на процесор з основних плат через резистори R55, R56 (рис. 2.9).

Включення основних джерел живлення здійснюється ступінчасто. Це необхідно з тієї причини, що навантаженням випрямлячів є повністю розряджені конденсатори фільтрів, і при різкому включенні матиме місце сильний кидок струму. Цей кидок представляє небезпеку для діодів випрямляча і може привести до згорання запобіжників. Тому при включенні підсилювача спочатку замикається реле K2 (рис. 2.10), і трансформатори підключаються до мережі через обмежувальні резистори R1 і R2. В цей час поріг для вимірної напруги живлення програмно встановлюється рівним ± 38 В. Якщо цей поріг напруги не буде досягнутий за встановлений час, то процес включення уривається. Це може мати місце в тому випадку, якщо споживаний схемою підсилювача струм істотно підвищений (підсилювач пошкоджений). В цьому випадку включається індикація аварії джерел живлення «UF».

Якщо поріг ± 38 В досягнутий, то спрацьовує реле K3 (рис. 2.10), яке виключає резистори з первинних ланцюгів основних трансформаторів. Потім поріг знижується до ± 20 В, а мікроконтролер продовжує стежити за напругою живлення. Якщо під час роботи підсилювача напруга живлення падає нижче ± 20 В, спрацьовує захист і підсилювач відключається. Зниження порогу в нормальному режимі роботи необхідне для того, щоб при тих, що «просіли» напруги живлення під навантаженням не відбувалося помилкове спрацьовування захисту.

2.3.4 Розроблення схеми плати реле

Реле, запобіжники і обмежувальні резистори розташовані на платі реле (рис. 2.10). Підключення всіх мережевих дротів виробляється через гвинтові клемники. Кожен основний трансформатор, черговий трансформатор і блок зовнішніх розеток мають роздільні запобіжники. В цілях безпеки зовнішні

розетки відключаються двома групами контактів реле K1, які розривають обоє дроту. Основні трансформатори мають відведення від середини первинної обмотки. Це відведення може бути використане для здобуття напруги 110 В для живлення інших компонентів комплексу. Апарати, відповідні американському стандарту, стоять декілька дешевше, ніж мультисистемні, тому вони інколи зустрічаються і на нашій території. На платі реле передбачені крапки, звідки можна зняти 110 В, але в базовому варіанті ця напруга не використовується.

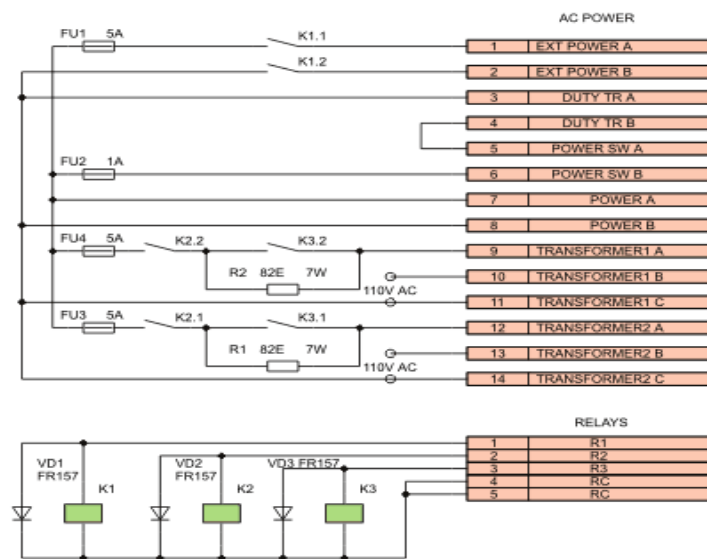


Рисунок 2.10 – Схема увімкнень реле

2.3.5 Розроблення схеми плати джерела живлення

Джерело живлення (рис. 2.11) забезпечує на виході 4 рівні: +5 В +12 В і ± 15 В. Рівні ± 15 В в черговому режимі відключаються. У джерелі застосований невеликий тороїдальний трансформатор, намотаний на сердечнику 50x20x25 мм. Черговий трансформатор має великий запас по потужності, а також число витків на вольт вибране більше розрахункового. Завдяки цим заходам трансформатор практично не нагрівається, що підвищує його надійність (адже він повинен працювати безперервно протягом всього терміну служби підсилювача). Намотувальні дані і діаметр дроту вказані на схемі. Стабілізатори напруги особливостей не мають. Мікросхеми стабілізаторів U1 і U2 встановлені

на невеликому загальному радіаторі. Для виключення рівнів ± 15 В використовуються ключі на транзисторах VT1 - VT4, які управляються сигналом PEN, що поступає з плати процесора.

Окрім стабілізаторів напруги, на платі чергового джерела живлення встановлені ключі на транзисторах VT5 - VT12 для управління реле і вентилятором. Оскільки в мікроконтролерів сімейства MCS-51 під час дії сигналу «Скидання» порти знаходяться в стані високого логічного рівня, всі виконавчі пристрої повинні включатися низьким рівнем. Інакше будуть помилкові спрацьовування у момент включення живлення або в разі спрацьовування сторожового таймера. З цієї причини як ключі не можна застосовувати одиночні n-p-n транзистори з СЕ або мікросхемами драйверів ULN2003.

2.3.3 Розроблення схеми захисту

Всі органи управління і індикації підсилювача розташовані на передній панелі.

Кнопка «POWER» забезпечує повне відключення підсилювача від мережі. Фізично ця кнопка відключає від мережі лише чергове джерело живлення, відповідно вона може бути розрахована на невеликий струм. Основні джерела живлення включаються за допомогою реле, обмотки яких харчуються від чергового джерела. Тому при відключеній кнопці «PO

резистори виключаються з ланцюга. При цьому запалюється світлодіод «OPERATE». Якщо за відведений час напруга живлення не досягла встановленого порогу, то процес включення підсилювача уривається і включається індикація аварії. Якщо включення основних джерел пройшло успішно, то мікроконтролер перевіряє стан системи захисту. В разі відсутності аварійних ситуацій, мікроконтролер вирішує включення реле навантаження і запалюється світлодіод «LOAD».

Кнопка «STANDBY» здійснює управління черговим режимом. Коротке натиснення кнопки переводить підсилювач в черговий режим або, навпаки, включає підсилювач.

На передній панелі розміщений 4-х розрядний цифровий дисплей і 5 кнопок управління відображенням. Дисплей може працювати в наступних режимах.

- індикація середньої вихідної потужності [W];
- індикація квазіпікової вихідної потужності [W PEAK];
- індикація стану таймера [M];
- індикація температури радіаторів [°C];
- відключений.

Відразу після включення підсилювача дисплей відключений, оскільки в більшості випадків при експлуатації підсилювача він не потрібний. Включити дисплей можна натисненням однієї з кнопок «PEAK», «TIMER» або «°C».

Кнопка «PEAK» включає відображення вихідної потужності і перемикає режими середня/квазіпікова потужність. У режимі індикації вихідної потужності на дисплеї запалюється «W», а для квазіпікової потужності - ще і «PEAK». Вихідна потужність відображається у ватах з дискретністю 0.1 вата. Вимір виробляється методом перемножування струму і напруги на навантаженні, тому свідчення дійсні для будь-якого допустимого значення опору навантаження. Утримання кнопки «PEAK» до звукового сигналу вимикає дисплей. Виключення дисплея, а також його перемикання між різними

режимами індикації відбувається плавно (одне зображення «перетікає» в інше). Цей ефект реалізований програмно.

Кнопка «TIMER» виводить на дисплей поточний стан таймера, при цьому запалюється буква «М». Таймер дозволяє задавати інтервал часу, по виділенню якого підсилювач переходить в черговий режим і зовнішні розетки відключаються. Потрібно відзначити, що при використанні цієї функції інші компоненти комплексу повинні допускати відключення живлення «на ходу». Для тюнера і CD-плеєра це звичайно допустимо, а ось в деяких касетних дек при відключенні живлення ЛПМ може не переходити в режим «СТОП». Для таких дек відключення живлення під час відтворення або запису недопустимо. Проте серед фірмових апаратів такі деки зустрічаються у край рідко. Навпаки, у більшості дек є перемикач «Timer», який має 3 положення: «Off», «Record» і «Play», що дозволяє простою подачею живлення відразу включати режим відтворення або запису. Вимикати ці режими також можна простим зняттям живлення. Таймер підсилювача може бути запрограмований на наступні інтервали: 5, 15, 30, 45, 60, 90 і 120 хвилин. Якщо таймер не використовується, його потрібно перевести в стан «OFF». У цьому стані він знаходиться відразу після включення живлення.

Завдання інтервалу таймера здійснюється кнопками «+» і «-» в режимі індикації таймера. Якщо таймер включений, то на дисплеї завжди горить світлодіод «TIMER», а включення індикації таймера показує реальний поточний стан, тобто скільки хвилин залишилося до виключення. У такій ситуації інтервал можна продовжити натисненням кнопки «+».

Кнопка «°C» включає відображення температури радіаторів, при цьому запалюється символ «°C». На кожному радіаторі встановлений окремий термометр, але на дисплей виводиться максимальне значення температури. Ці ж термометри використовуються для управління вентилятором і для температурного захисту вихідних транзисторів підсилювача.

Для індикації аварії на передній панелі розташовано два світлодіоди: «FAIL LEFT» і «FAIL RIGHT». При спрацьовуванні захисту в одному з каналів

РОЗУМ запалюється відповідний світлодіод, а на дисплеї відображається буквене найменування причини аварії. При цьому підсилювач переходить в черговий режим. У підсилювачі реалізовані наступні види захисту:

- захист від перевантаження по струму вихідного каскаду [IF];
- захист від постійної складової на виході [dcF];
- захист від аварії джерела живлення [UF];
- захист від пропажі мережевої напруги [prF];
- захист від перегріву вихідних транзисторів [tF];

Захист від перевантаження по струму реагує на перевищення заданого порогу струмом вихідного каскаду. Рятуює вона не лише АС, але і вихідні транзистори, наприклад, при короткому замиканні на виході підсилювача. Це захист тригерного типу, після її спрацьовування нормальна робота підсилювача відновлюється лише після його повторного включення. Оскільки від цього захисту потрібна висока швидкодія, вона реалізована апаратний. На дисплеї відображається, як «IF».

Захист від постійної складової реагує на постійну складову вихідної напруги підсилювача, велику 2 В. Вона захищає АС, реалізована також апаратний. На дисплеї відображається як «dcF».

Захист від аварії джерела живлення реагує на падіння напруги живлення будь-якого плеча нижче заданого рівня. Істотне порушення симетрії живлячої напруги може викликати появу на виході підсилювача постійної складової, що небезпечно для АС. На дисплеї відображається як «UF».

Захист від пропажі мережевої напруги реагує на випадання декількох періодів мережевої напруги підряд. Призначення цього захисту - відключити навантаження до того, як напруга живлення впаде і почнеться перехідною процес. Реалізована апаратний, мікроконтролер лише прочитує її стан. На дисплеї відображається як «prF».

Захист від перегріву вихідних транзисторів реалізований програмно, вона використовує інформацію з термометрів, які встановлені на радіаторах. На дисплеї відображається як «tF». На платі дисплея (рис. 2.12) встановлено два

дворозрядні семисегментні індикатори HG1 і HG2 типа LTD6610E. Вони управляються паралельними регістрами U1 - U4. Динамічна індикація не використовується, оскільки це може викликати підвищений рівень перешкод.

Регістр U5 служить для управління світлодіодами. Послідовно з кожним сегментом і з кожним світлодіодом включений обмежувальний резистор. Входи ОС всіх регістрів об'єднані і підключені до сигналу PEN мікроконтроллера. Під час скидання і ініціалізації регістрів цей сигнал знаходиться в стані високого логічного рівня. Це запобігає випадковому запаленню індикації при перехідних процесах.

На платі дисплея також встановлені кнопки управління SB1 - SB6. Вони підключені до ліній шини даних і до лінії повернення RET. Діоди VD1 - VD6 запобігають короткому замиканню ліній даних при одночасному натисненні два і більш за кнопки. При скануванні клавіатури мікроконтролер використовує порт P0 як простий порт виводу, формуючи на його лініях нуль, що біжить. Одночасно описується лінія RET. Таким чином визначається код кнопки, що натискає.

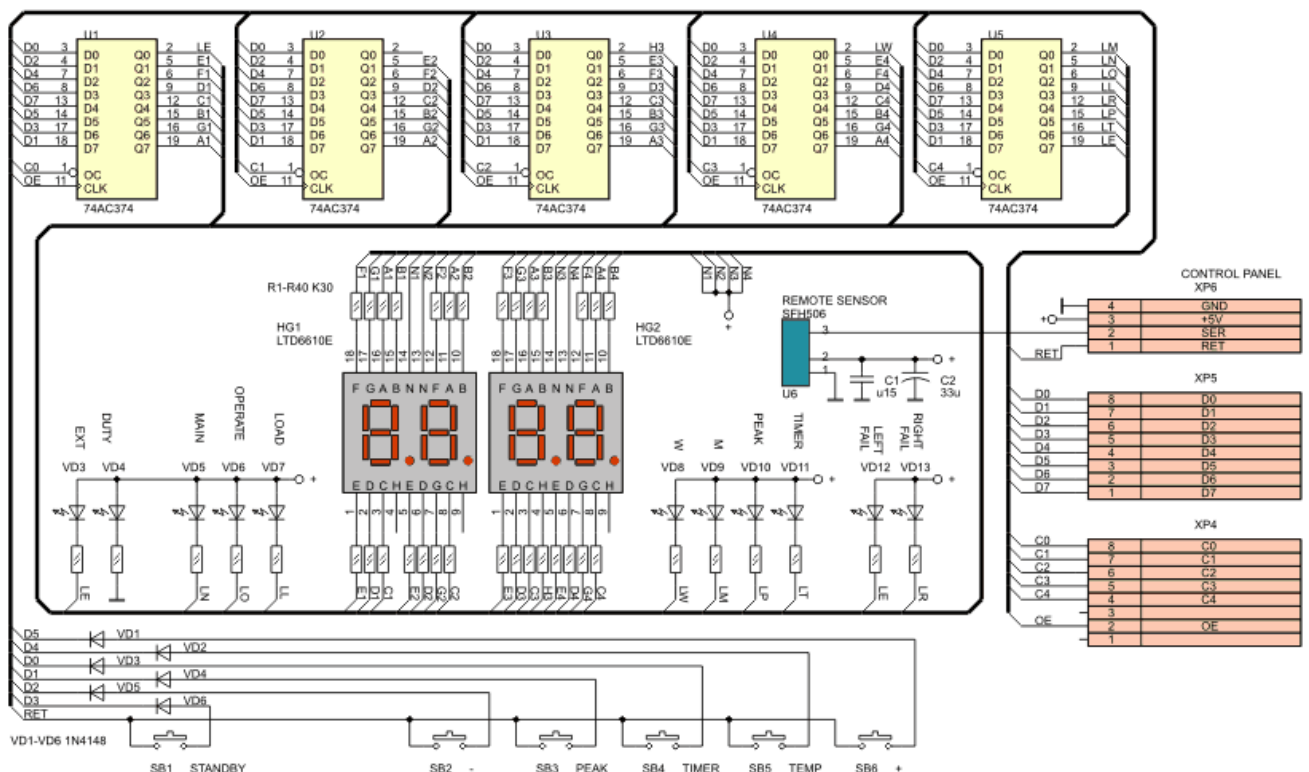


Рисунок 2.12 – Принципова схема плати індикації

Підсилювач має можливість дистанційного керування. Оскільки не вимагається великої кількості кнопок управління, використовується той же пульт, що і для управління попереднім підсилювачем. Цей пульт ДУ працює в стандарті RC-5 і має три кнопки, спеціально призначені для управління підсилювачем. Кнопка «STANDBY» повністю дублює аналогічну кнопку на передній панелі. Кнопка «DISPLAY» дозволяє перемикає режим дисплея по кільцю. Утримання кнопки «DISPLAY» до звукового сигналу вимикає дисплей. Кнопка «MODE» дозволяє міняти часовий інтервал таймера, тобто вона замінює кнопки «+» і «-».

Поряд з індикаторами під загальним захисним склом встановлений інтегральний фотоприймач дистанційного керування U6. Сигнал з виходу фотоприймача через роз'єм XP6 поступає на вхід мікроконтролера SER (INT1).

2.3.7 Налаштування основних плат підсилювача

Налаштування основних плат підсилювача здійснюється послідовно, спочатку для лівого, а потім для правого каналу за наступною схемою:

- відключити роз'єм процесора від основної плати підсилювача. Випаяти C2 і R44 на основній платі. Закоротіть нормально-розімкнені контакти реле перемичкою. Встановити підстрочний резистор R24 в нижнє за схемою положення, а R30 в середнє положення. Підключити первинну обмотку трансформатора каналу, що набудовується.

- плавно підвищити напругу живлення каналу приблизно до ± 12 В і прослідити швидкість розрядки конденсаторів фільтру при виключенні живлення. Якщо напруга падає плавно (5 сек і більше), означає **вжиток** в нормі.

- на короткий час плавно подати номінальну напругу живлення і проконтролювати проходження сигналу з входу на вихід підсилювача.

- підключити еквівалент навантаження. Подати номінальну напругу живлення і підстроєним резистором R24 встановити струм спокою, рівний 133 мА (на кожному з резисторів R32 - R35 повинне падати близько 20 мВ).

- перевірити напругу живлення U1 - U3, яке має бути в межах $\pm 13..16$ В

- перевірити постійну складову вихідної напруги, яка не повинна перевищувати 1 мВ.

- подати на вхід меандр з частотою 20 кГц і перевірити перехідну характеристику. Викид на перехідній характеристиці не повинен перевищувати 3%. Виміряти швидкість наростання вихідної напруги. Вона має бути близько 60 В/мкс. Підключити С2.

- підключити на вихід резистор опором 1 - 1.5 ом. Резистор розсіюватиме значну потужність, тому швидше за все доведеться застосувати для нього водяне охолодження. Подати на вхід синусоїдальну напругу частотою 1 кГц. Збільшити його амплітуду так, щоб пікове значення струму в навантаженні досягло 20А. За допомогою підстроюваного резистора R30 добитися спрацьовування захисту по струму. Цей пункт потрібно виконати оперативно, інакше вихідні транзистори можуть перегрітися.

- перевірити роботу системи CLEAN DRIVE. Для цього підключити еквівалент навантаження дротами малого перетину і довжиною 2 - 3 м. На вхід подати синусоїдальну напругу частотою 1 кГц, забезпечивши в навантаженні потужність 40 - 50 Вт. При підключенні третього дроту системи CLEAN DRIVE амплітуда сигналу на навантаженні повинна зростати, компенсуючи падіння на дротах.

- зняти перемичку з контактів реле, підключити R44.

- проробити вище зазначені пункти з платою іншого каналу.

- після налаштування основних плат двох каналів потрібно повністю відновити з'єднання: підключити процесор, підключити основні трансформатори до блоку реле. Включити живлення. Переконалися, що процес включення підсилювача проходить нормально. Включення повинне відбуватися і при зниженому до 187 В напрузі мережі. Інакше потрібно зменшити номінали резисторів R55, R56 в схемі захисту (вони розташовані на основних платах). Потрібно мати зважаючи на, що якщо хоч би один канал несправний або не підключений, то нормальне включення неможливе.

- перевірити захист від пропажі мережевої напруги. При виключенні мережевої вилки на працюючому підсилювачі реле навантаження повинно відразу вимкнутися.

- перевірити захист від постійної складової. Для цього через резистор 10К потрібно подати поперемінно ± 15 В в точку з'єднання резисторів R57 і R59. При цьому захист повинен спрацювати. На цьому налаштування можна вважати закінченим.

Налаштування джерела живлення і цифрової частини процесора особливостей не має, тому зупинятися на них детально ні змила. Деякі труднощі можуть виникнути з регулюванням схеми виміру вихідної потужності. Річ у тому, що аналогові помножувачі K525ПС2 вимагають зовнішніх підстроєних резисторів регулювання зсуву X, Y і Z (існують зручніші для вживання помножувачі, наприклад, AD633, але ціна 7\$ відбиває всяке полювання їх застосовувати). Методика регулювання зсувів досить складна. Найшвидше налаштування можна виробити за допомогою аналізатора спектру. Для цього в канал X потрібно подати синусоїдальну напругу частотою 10 кГц і амплітудою 1 - 5 В, а в канал Y - частотою 11 кГц і такою ж амплітудою. При правильному регулюванні зсувів у вихідному сигналі мають бути лише дві складові: $f_y - f_x$ і $f_y + f_x$. На рис. 2.13 показаний спектр вихідного сигналу помножувача до регулювання. Видно складову f_y , що говорить про неправильне регулювання зсуву X, складова f_x , що говорить про неправильне регулювання зсуву Y, і складова з нульовою частотою, що вказує на неправильне регулювання зсуву Z. Пропонований метод регулювання хороший тим, що кожен підстроєний резистор впливає лише на одну компоненту. Постійний зсув на виході помножувача калібрується програмно, тому при регулюванні зсуву Z необхідно добитися на виході помножувача постійного зсуву порядку +100 мВ (величина, велика максимального температурного дрейфу). Це необхідно для того, щоб правильно функціонувала система автокалібрування нуля з однополярним АЦП.

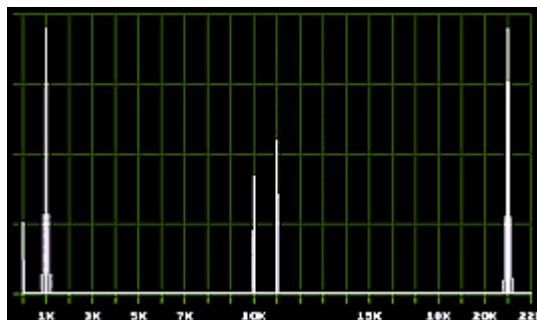


Рисунок 2.13 – Спектр сигналу на виході помножувача

2.4 Висновки до розділу

Підсилювачі потужності звукових частот є ключовими елементами аудіосистем, і їх ефективність безпосередньо залежить від ряду параметрів, які визначають якість підсилювачів та їх здатність до забезпечення високоякісного відтворення звуку. Ці параметри є критично важливими для проектування та вибору підсилювачів для різних аудіопризначень, таких як побутова електроніка, професійні аудіосистеми або портативні пристрої. Основними параметрами підсилювачів потужності є вихідна потужність, коефіцієнт корисної дії, коефіцієнт нелінійних спотворень, відношення сигнал/шум, імпеданс виходу, чутливість входу, стабільність роботи і температурні характеристики.

Вибір архітектури підсилювача залежить від кількох важливих факторів, таких як необхідна потужність, вимоги до енергоефективності, простір для розміщення компонентів, а також пріоритети щодо якості звуку та теплового розподілу. Підсилювачі класу А підходять для тих застосувань, де найвища якість звуку є критично важливою, але при цьому варто враховувати їх низьку енергоефективність. Підсилювачі класу В або АВ є більш збалансованим вибором для широкого кола застосувань, поєднуючи хорошу ефективність і прийнятну якість звуку. Підсилювачі класу D ідеально підходять для компактних та енергоефективних пристроїв, де економія енергії та тепловідведення є важливими, і хоча деякі додаткові шуми можуть бути присутніми, вони часто компенсуються перевагами в енергоспоживанні і розмірах.

3 ЕЛЕКТРИЧНІ ТА КОНСТРУКТОРСЬКІ РОЗРАХУНКИ СХЕМНИХ РІШЕНЬ КАСКАДІВ ПІДСИЛЮВАЧА

3.1 Електричний розрахунок вхідного каскаду

Вхідний підсилювач, що виконаний на ОП AD744 у стандартній схемі включення зі схемою компенсації нуля на основі операційного підсилювача OP177 (рис. 3.1), призначений для підсилення слабких сигналів з джерел звукових сигналів. Як правило вихідний опір джерел звукових сигналів лежить в межах 500...2000 Ом.

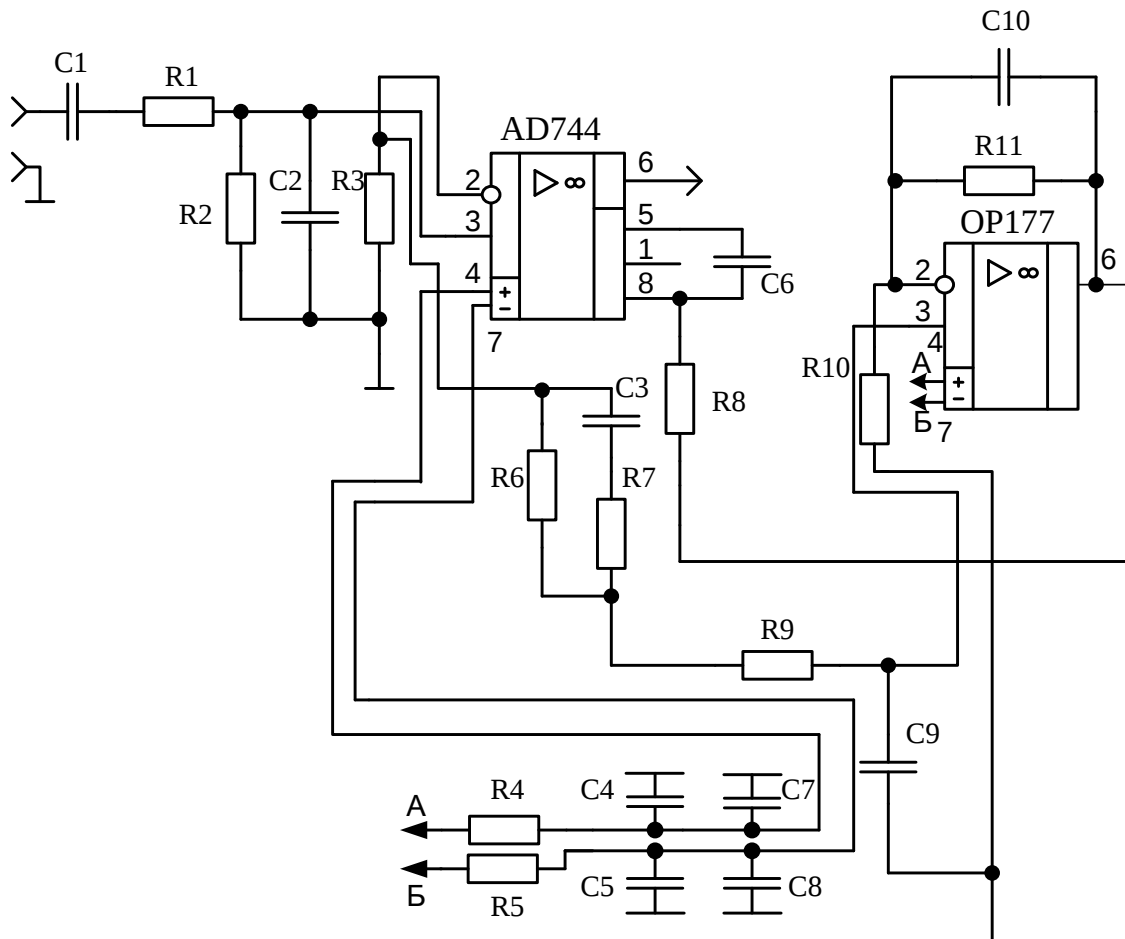


Рисунок 3.1 – Схема електрична-принципова включення ОП AD744 зі схемою компенсації нуля

Розрахуємо елементи каскаду зібраного на ОП AD744.

Знайдемо номінальне значення опору R_1 виходячи з такої умови

$$R_1 = 0,5R_{\text{вих}} \text{ [Ом]}, \quad (3.1)$$

де $R_{\text{вих}}$ – вихідний опір джерела звукових сигналів, який обрано рівним 1,5 кОм.

Виконаємо тепер обчислення

$$R_1 = 0,5 \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 750 \text{ (Ом)}.$$

А вхідний опір каскаду – це сума опорів R_1 і R_2

$$R_{\text{вх}} = R_1 + R_2 \text{ [кОм]}. \quad (3.2)$$

Значення опору R_2 , вибираємо у межах 30...35 кОм.

$$R_{\text{вх}} = 750 + 32 \cdot 10^3 = 32,750 \text{ (кОм)}.$$

Оскільки сума частотних спотворень не повинна перевищувати 3 дБ, то на основний каскад підсилення, зібраний на ОП AD744 дамо 1 дБ по нижнім і верхнім частотам

$$M_{\text{н}} = M_{\text{в}} = 1 \text{ (дБ) або } 1,122 \text{ разів}$$

Наступним кроком обчислимо ємність C_1 скориставшись умовою

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{н}} \cdot R_{\text{вх}} \cdot \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}} \text{ [мкФ]}, \quad (3.3)$$

Виконаємо обчислення

$$C_1 = \frac{1}{2 * 3,14 * 25 * 32750 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 0,4 \text{ (мкФ)}.$$

Ланка $R_1 C_2$ становить фільтр нижніх частот, який не повинен пропускати сигнали, частота яких у п'ять разів перевищує максимальну вхідну частоту. Виходячи із сказаного, запишемо формулу для обчислення ємності C_2

$$C_2 = \frac{1}{2\pi 5 f_n R_2 \sqrt{M_H^2 - 1}} \text{ [нФ]}, \quad (3.4)$$

$$C_2 = \frac{1}{6,28 * 5 * 25 * 32 * 10^3 \sqrt{1,122^2 - 1}} = 78 \text{ (нФ)}.$$

Обираємо значення опору R_3 : $R_3 = 10 \text{ (кОм)}$.

Розрахуємо елементи каскаду зібраного на ОП ОР177 .

Користуючись таким виразом, знайдемо ємність C_6 , при цьому значення опору R_8 100 кОм

$$C_6 = \frac{\sqrt{M_{B_{оп}}^2 - 1}}{2\pi \cdot f_B \cdot R_8} \quad (3.5)$$

$$C_6 = \frac{\sqrt{1,122^2 - 1}}{2 * 3,14 * 18 * 10^3 \cdot 200 * 10^3} = 11,6 \text{ (пФ)}.$$

Прийmemo значення R_9 рівним 2 МОм, тоді номінальне значення опору R_7 обчислюємо так

$$R_7 = 0,0012 * R_9, \quad (3.6)$$

$$R_7 = 0,0012 * 2 * 10^6 = 2400 \text{ (Ом)}.$$

На каскад підсилення, що зібраний на ОП ОР177 дамо 0,5 дБ по нижнім і верхнім частотам.

$$M_H = M_B = 0,5 \text{ (дБ) або } 1,059 \text{ разів}$$

Обрахуємо значення ємності C_3 за виразом (3.4)

$$C_3 = \frac{1}{6,28 * 25 * 2400 \sqrt{1,059^2 - 1}} = 7,4 \text{ (мкФ)}.$$

Визначимо значення ємності C_9 за виразом (3.4)

$$C_9 = \frac{1}{2 * 3,14 * 25 * 2 * 10^6 \sqrt{1,059^2 - 1}} = 3 \text{ (нФ)}.$$

Знайдемо номінальне значення опору елемента R_9 з умови

$$R_6 = 0,05 R_9 \quad (3.7)$$

$$R_6 = 0,05 * 2 * 10^6 = 10^5 \text{ (Ом)}.$$

Перевіримо, які спотворення вносить ОП ОР177 на верхній частоті

$$f_{-3\text{дБ}} = \frac{f_1}{K}. \quad (3.8)$$

де f_1 – частота одиничного підсилення, яка становить 0,6 МГц

K – коефіцієнт передачі, який приймаємо 1

$$M_{B_{оп}} = \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{-3дБ}} \right)^2}. \quad (3.9)$$

Виконаймо обчислення

$$f_{-3дБ} = \frac{0,6 \cdot 10^6}{1} = 0,6 \cdot 10^6$$

$$M_{B_{оп}} = \sqrt{1 + \left(\frac{18 \cdot 10^3}{0,6 \cdot 10^6} \right)^2} = 1,002 \text{ раз або } 0,017 \text{ (дБ)}.$$

Розрахуємо $M_{B_{кор}}$ за формулою

$$M_{B_{кор}} = M_B - M_{B_{оп}} \quad (3.10)$$

$$M_{B_{кор}} = 0,5 - 0,017 = 0,483 \text{ (дБ)}.$$

Обчислимо значення ємності C_6 скориставшись формулою

$$C_6 = \frac{\sqrt{M_{B_{оп}}^2 - 1}}{2\pi \cdot f_B \cdot R_{11}} \quad (3.11)$$

Значення опору R_{11} приймемо 100 кОм

$$C_{10} = \frac{\sqrt{1,05^2 - 1}}{2 \cdot 3,14 \cdot 18 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} = 14,5 \text{ (пФ)}.$$

Далі проведемо розрахунок елементів фільтра. Скористаємось такою формулою

$$R4 = R5 = \frac{U_{R4(R5)}}{I_{cn}}, \quad (3.12)$$

$$R4 = R5 = \frac{15}{8,5 \cdot 10^{-3}} = 1,765 \text{ (кОм)}.$$

Ємності конденсаторів C4 і C5 рівні, для їх обчислення скористаємось

$$C = \frac{3..5}{2\pi f_n R_n}, \quad (3.13)$$

$$C = \frac{5}{2 \cdot 3,14 \cdot 40 \cdot 1,765} = 2,2 \text{ (мкФ)}.$$

Ємності C7 і C8 вибираємо у 1000 разів меншими.

3.2 Розрахунок кінцевих каскадів підсилення

Кінцевий каскад підсилення, являє собою симетрію плеч, які побудовані на біполярних транзисторах. В кожному із плеч останні транзистори ввімкнені паралельно, попередні складають схему складеного транзистора. Симетрія плеч забезпечена також додатковими схемними рішеннями. Схема кінцевого каскаду підсилення містить схему захисту від перевантаження.

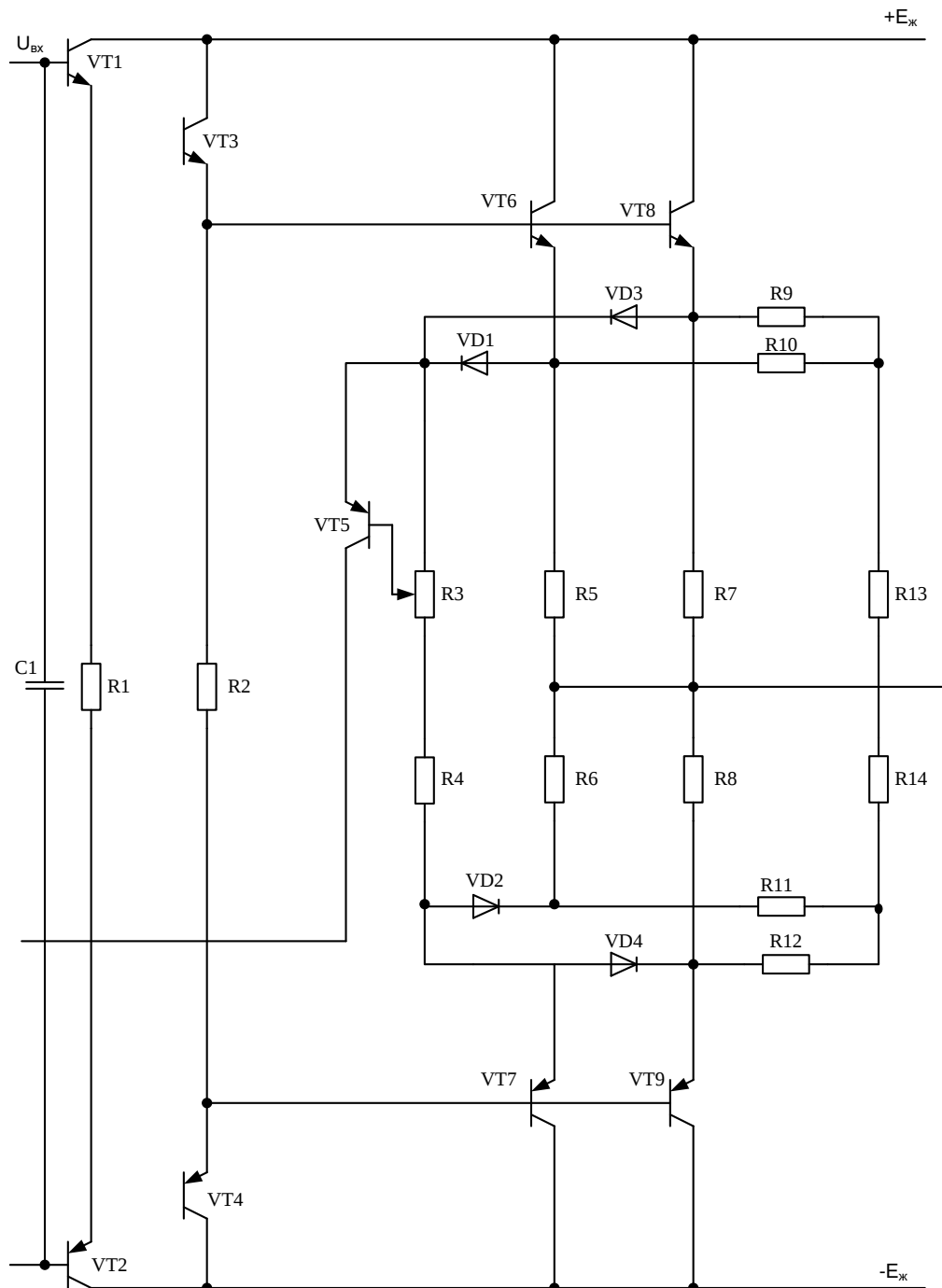


Рисунок 3.2 – Схема електрична-принципова кінцевого каскаду

Визначаємо амплітудні значення струму і напруги

$$U_{hm} = \sqrt{2P_h R_h} [B], \quad (3.14)$$

$$I_{нт} = \sqrt{\frac{2P_n}{R_n}} \text{ [A]}. \quad (3.15)$$

де R_n – опір навантаження підсилювача,

P_n – номінальна потужність підсилювача.

$$U_{нт} = \sqrt{2 * 300 * 4} = 49 \text{ (В)},$$

$$I_{нт} = \sqrt{\frac{2 * 300}{4}} = 12,25 \text{ (А)}.$$

Визначимо допустиму потужність

$$P_{дон} = \frac{P_n}{0,7} \text{ [Вт]}, \quad (3.16)$$

$$P_{дон} = \frac{300}{0,7} = 428,5 \text{ (Вт)}.$$

Знайдемо струм спокою для транзисторів VT6-VT9

$$I_{c_{6-9}} = \frac{1}{2} I_{нт} + I_{ко}, \quad (3.17)$$

$$I_{c_{6-9}} = \frac{1}{2} 12,25 + 0,005 = 6,13 \text{ (А)}.$$

Визначимо номінал резистора R_{6-9}

$$R_{6-9} = \frac{2U_{\bar{\sigma}e_{6-9}} \beta_{\min_{6-9}}}{3 * I_{c_{6-9}}}, \quad (3.18)$$

$$R_{6-9} = \frac{2 * 15 * 20}{3 * 6,13} = 48,94 \text{ (Ом)}.$$

Оскільки напруги колектор-емітер з шостого по дев'ятого транзистора є рівними, то формула буде такою

$$U_{\kappa e_{6-9}} = \frac{U_{\text{нт}}}{(0,8 \div 0,9)} + (1 \div 2), \quad (3.19)$$

$$U_{\kappa e_{6-9}} = \frac{49}{0,9} + 1 = 45,1 \text{ (В)}.$$

Напругу живлення приймемо $E_{\text{жс}} = 24 \text{ В}$.

Визначимо струм спокою транзисторів VT4-VT5

$$I_{c_{4-5}} = \frac{4I_{c_{6-9}}}{\beta_{\min_{6-9}}}, \quad (3.20)$$

$$I_{c_{4-5}} = \frac{4 * 6,13}{20} = 1,226 \text{ (А)}.$$

Визначимо напругу колектор-емітер VT3-VT4 транзисторів

$$U_{\kappa e_3} = U_{\kappa e_4},$$

$$U_{\kappa e_{3,4}} = U_{\kappa e_{6-9}} - U_{\bar{\sigma}e_{6-9}}, \quad (3.21)$$

$$U_{\kappa e_{3,4}} = 45,1 - 15 = 30,1 \text{ (В)}.$$

Визначаємо потужність, яка розсіюється на цих транзисторах

$$P_{\kappa_{3,4}} = U_{\kappa e_{3,4}} * I_{m_{3,4}}, \quad (3.22)$$

$$P_{\kappa_{3,4}} = 30,1 * 1,226 = 36,9 \text{ (Вт)}.$$

Визначимо номінал резистора $R_{3,4}$

$$R_{3,4} = \frac{2U_{\bar{e}_{3,4}} \beta_{\min_{3,4}}}{3 * I_{c_{3,4}}}, \quad (3.23)$$

$$R_{3,4} = \frac{2 * 5 * 95}{1,226} = 775 \text{ (Ом)}.$$

Визначимо струм спокою транзисторів VT3-VT4

$$I_{c_{3,4}} = \frac{4I_{c_{6-9}}}{\beta_{\min_{6-9}}} \quad (3.24)$$

$$I_{c_{3,4}} = \frac{4 * 1,226}{95} = 0,05 \text{ (А)}.$$

Визначимо величину напруги зміщення по рівності

$$U_0 = U_{\bar{e}_{3,4}} + 2U_{\bar{e}_{6-9}} \text{ [В]}, \quad (3.25)$$

$$U_0 = 5 + 2 * 15 = 35 \text{ (В)}.$$

Визначимо напругу колектор-емітер VT1-VT2 транзисторів

$$U_{\kappa e_{1,2}} = U_{\kappa e_{3,4}} - U_{\delta e_{3,4}} \text{ [В]}, \quad (3.26)$$

$$U_{\kappa e_{1,2}} = 30,1 - 5 = 25,1 \text{ (В)}.$$

Визначимо струм спокою транзисторів VT1-VT2

$$I_{c_{1,2}} = \frac{I_{c_{3,4}}}{\beta_{\min_{3,4}}} \text{ [А]}, \quad (3.27)$$

$$I_{c_{1,2}} = \frac{4 * 0,05}{50} = 0,004 \text{ (А)}.$$

$$R_{1,2} = \frac{2U_{\delta e_{1,2}} \beta_{\min_{1,2}}}{3 * I_{c_{1,2}}} \text{ [Ом]}, \quad (3.28)$$

$$R_{1,2} = \frac{2 * 10 * 50}{3 * 0,004} = 8333 \text{ (Ом)}.$$

Визначаємо потужність, яка розсіюється на VT1-VT2

$$P_{\kappa_{1,2}} = U_{\kappa e_{1,2}} * I_{c_{1,2}} \text{ [Вт]}, \quad (3.29)$$

$$P_{\kappa_{1,2}} = 25,1 * 0,004 = 0,1004 \text{ Вт}.$$

Визначимо величину ємності C_1 з умови

$$C_1 \gg \frac{(10 \div 20)}{\omega_H * R_{ex}} [\text{мкФ}]. \quad (3.30)$$

де: R_{ex} - вхідний опір транзисторів VT1-VT2 складає близько 800 кОм.

$$C_1 \gg \frac{15}{2 * 3,14 * 25 * 800 * 10^3} = 0,2 \text{ (мкФ)}.$$

Розрахунок потужностей резисторів визначається так

$$P_{R_{6-9}} = \frac{U_{\kappa e_{6-9}}^2}{R_{6-9}} [\text{Вт}], \quad (3.31)$$

$$P_{R_{6-9}} = \frac{45,1^2}{48,94} = 1,84 \text{ (Вт)},$$

$$P_{R_2} = \frac{U_{\kappa e_{4,5}}^2}{R_{4,5}} [\text{Вт}], \quad (3.32)$$

$$P_{R_2} = \frac{30,1^2}{775} = 1,17 \text{ (Вт)}.$$

$$P_{R_1} = \frac{U_{\kappa e_{1,2}}^2}{R_{1,2}} [\text{Вт}], \quad (3.33)$$

$$P_{R_1} = \frac{25,1^2}{8333} = 0,08 \text{ (Вт)}.$$

3.3 Розрахунок попереднього підсилювача

Попередній підсилювач – це каскад зі спільною базою (СБ), який охоплений паралельним ВЗЗ за струмом. Зазвичай навантаження у таких підсилювачах вмикається у колекторне коло.

Слід звернути увагу на знак вихідної напруги підсилювача відносно вхідної. При подачі напруги сигналу на емітер відносно корпусу вихідна напруга, яка знімається з резистора навантаження, збігається за фазою з напругою сигналу на вході, тобто підсилювач з СБ не перевертає фазу вихідної напруги відносно вхідної.

Підсилювальний каскад СБ використовують, як узгоджувальний пристрій, якщо він має малий вхідний і значний вихідний опір.

Схема електрична принципова каскаду наведена на рисунку 3.3

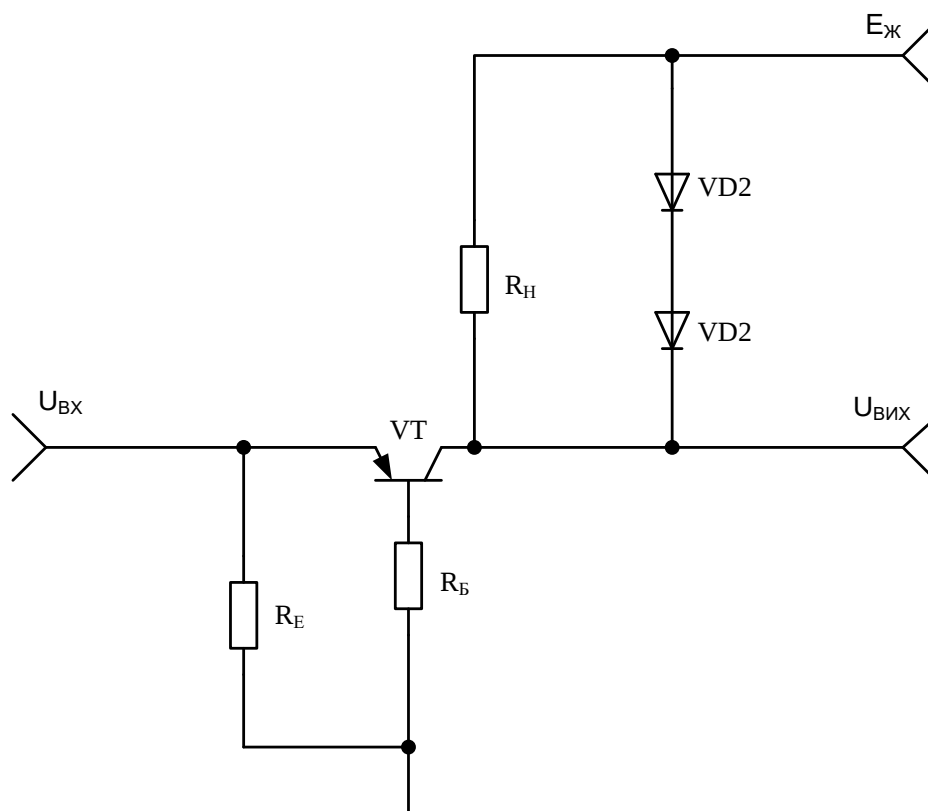


Рисунок 3.3 – Схема електрична-принципова каскаду СБ

Знайдемо величину напруги

$$E'_k = (0,8 \div 0,9) E_k [\text{В}], \quad (3.34)$$

$$E'_k = 0,9 * 24 = 21,6 \text{ (В)}.$$

Перевіримо правильність вибору транзистора. Для цього

$$U_{k_{\text{макс. доп}}} \succ E'_k, \quad (3.35)$$

$$160 \succ 21,6;$$

$$I_{k_{\text{макс. доп}}} \succ (1,5 \div 2) I_{\text{вх.н. макс.}} [\text{А}], \quad (3.36)$$

$$5 \succ 0,75.$$

Відповідно за максимальними напругою і струмом транзистор обрано вірно, це транзистор КТ6116А.

Далі обчислимо величину струму спокою колектора

$$I_{ko} \geq 1,4 I_{\text{вх.н. макс.}} [\text{А}], \quad (3.37)$$

$$I_{ko} \geq 1,4 * 0,5 = 0,7 \text{ (А)}.$$

Знайдемо величину опору навантаження

$$R_n = \frac{0,4 E'_k}{I_{ko}} [\text{Ом}], \quad (3.38)$$

$$R_h = \frac{0,4 * 21,6}{0,7} = 12,34 \text{ (Ом)}.$$

Розрахуємо напругу колектор-емітер

$$U_{ke} = 0,5E'_\kappa \text{ [В]} \quad (3.39)$$

$$U_{ke} = 0,5 * 21,6 = 10,8 \text{ (В)}.$$

За вхідною характеристикою знаходимо струм бази $I_{BO} = 0,06 \text{ А}$, а за вихідними характеристиками – напругу на базі $U_{BO} = 0,6 \text{ В []}$.

Визначимо величину опору R_e

$$R_e = \frac{E'_\kappa}{I_{ko} + I_{bo}} \text{ [Ом]}, \quad (3.40)$$

$$R_e = \frac{21,6}{0,7 + 0,06} = 28,42 \text{ Ом}$$

Знайдемо вхідний опір каскаду з СБ і за змінним струмом

$$R_{ex.c\bar{o}} = \frac{1}{S_0} \text{ [Ом]}, \quad (3.41)$$

$$R_{ex.c\bar{o}} = \frac{1}{9} = 0,11 \text{ (Ом)};$$

$$R'_{ex} = \frac{R_{ex.c\bar{o}} R_e}{R_{ex.c\bar{o}} + R_e} \text{ [Ом]}, \quad (3.42)$$

$$R'_{ex} = \frac{0,11 * 28,42}{0,11 + 28,42} = 0,11 \text{ (Ом)}.$$

Обчислимо опір навантаження каскаду за змінним струмом

$$R_{\Sigma} = \frac{R_H R'_{ex.H}}{R_H + R'_{ex.H}} \text{ [Ом]}, \quad (3.43)$$

$$R_{\Sigma} = \frac{12,34 * 1000}{12,34 + 1000} = 12,19 \text{ (Ом)}.$$

Обчислимо коефіцієнт підсилення за:

- струмом

$$K_U = S_0 R_{\Sigma} + 1, \quad (3.44)$$

$$K_U = 9 * 12,19 + 1 = 110,71;$$

- напругою

$$K_1 = \frac{\beta}{1 + \beta}, \quad (3.45)$$

$$K_1 = \frac{15}{1 + 15} = 0,938;$$

- потужністю

$$K_p = K_U K_1, \quad (3.46)$$

$$K_p = 110,71 * 0,938 = 103,85.$$

Розрахуємо вхідну динамічну ємність каскаду

$$C_{ex} = \frac{1}{2\pi f_\alpha R_{ex.cб}} [\text{мкФ}], \quad (3.47)$$

$$C_{ex} = \frac{1}{2 * 3,14 * 10^7 * 0,11} = 0,1 \text{ (мкФ)}.$$

Знайдемо частотні спотворення каскаду

$$M_B = \sqrt{1+m^2} \sqrt{1+\omega_B^2 C_0^2 R_\Sigma^2} [\text{дБ}], \quad (3.48)$$

$$\text{де: } m = \frac{f_\epsilon}{f_\alpha} = \frac{18*10^3}{10^7} = 18*10^{-4} = 0,0018$$

$$m = \frac{f_\epsilon}{f_\alpha} = \frac{18*10^3}{10^7} = 18*10^{-4} = 0,0018$$

$$C_0 = C_m + C_k, \text{ де } C_m = 10*10^{-12}, C_k = 350*10^{-12}, \text{ отже } C_0 = 10 + 350 = 360 \text{ (пФ)}.$$

$$M_B = \sqrt{1+0,0018^2} \sqrt{1+6,28^2 (360*10^{-12})^2 (12,19)^2} = 1 \text{ (дБ)}.$$

Обчислимо струм базового подільника

$$I_n = (3 \div 10) I_{\bar{o}o} [\text{A}], \quad (3.49)$$

$$I_n = 5 * 0,06 = 0,3 \text{ (A)}.$$

Знайдемо величину опору $R_{\bar{o}}$

$$R_{\bar{o}} = \frac{E'_k - (U_{\bar{o}o} + U_{ke})}{I_n + I_{\bar{o}o}} [\text{Ом}]. \quad (3.50)$$

$$R_{\bar{o}} = \frac{21,6 - (0,6 + 10,8)}{0,3 + 0,06} = 28,3 \text{ (Ом)}.$$

3.4 Електричний розрахунок узгоджувального каскаду

Ввімкнення транзисторів VT1, VT2 зі спільним колектором, який узгоджує малий вихідний опір ОП з наступним каскадом та зі спільною базою, має великий вихідний опір, що зменшує вплив на подальші каскади, використовують в якості узгоджуючого каскаду.

Величину опору R виберемо 1 кОм.

Величину ємності C розраховуємо так

$$C = \frac{\sqrt{M_{\epsilon}^2 - 1}}{2\pi 10 R_1} [\text{мкФ}], \quad (3.51)$$

$$C = \frac{\sqrt{1,0011^2 - 1}}{2\pi 10 * 1000} = 0,7 \text{ (мкФ)}.$$

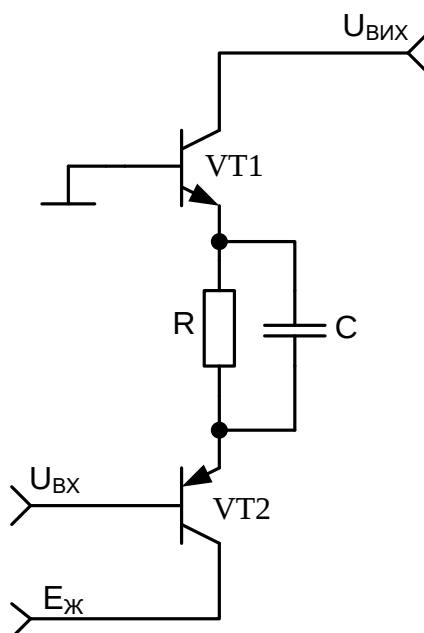


Рисунок 3.3 – Схема електрична-принципова узгоджуючого каскаду

3.5 Розрахунок надійності пристрою

Надійність електронного обладнання, яке випромінює, наприклад. його здатність виконувати завдання в конкретному операційному середовищі з певним часовим проміжком.

Низька надійність не тільки шкодить ефективності використання радіоелектронних засобів (РЕЗ), але й спричиняє не виправдане подорожчання обладнання та ускладнює його подальше використання.

При створенні будь-якого пристрою, що забезпечує стабільність його функціонування, важливим є вибір базового елемента. До компонентів пристрою, на основі яких він розроблений, застосовуються такі умови:

Малий вплив споживача;

- висока надійність;
- мала вага і габарити;
- висока стійкість до впливу зовнішнього середовища.

На сучасному стані розвитку радіоелектронної техніки зазначеним умовам найбільш ефективно відповідають інтегральні мікросхеми.

ІМС виготовляються у вигляді секцій, до складу яких входять компоненти, що реалізують дії та функції, на основі яких з достатньою складністю можна побудувати складні пристрої.

Розрахунок надійності базується на припущенні, що

- вихід з ладу будь-якого компонента призведе до виходу з ладу всієї системи;
- відмова компонентів розподілена випадковим чином і не залежить одна від одної.
- ступінь відмови одного і того ж компонента однаковий;
- Всі компоненти ефективні в типових технічних умовах.
- всі компоненти працюють одночасно.
- Серйозність несправностей не залежить від часу, що минув.

При розрахунку надійності підсилювача важливо знати потенційну вигоду від безвідмовної роботи пристрою в довільний проміжок часу, вона визначається виразом

$$p(t) = e^{-\lambda t}, \quad (3.51)$$

де: t – час безвідмовної роботи.

λ – інтенсивність відмов пристрою;

Інтенсивність відмов елементів в робочому режимі визначається по формулі

$$\lambda_1 = a_1 a_2 \lambda_{0i}, \quad (3.52)$$

де a_1 – коефіцієнт, який враховує температуру середовища і рівень електричного навантаження;

a_2 - коефіцієнт, який враховує умови експлуатації;

λ_{0i} – номінальна інтенсивність відмов, яка визначається по таблицях.

Коефіцієнт, який враховує умови експлуатації визначається наступним чином

$$a_2 = K_1 K_2 K_3, \quad (3.53)$$

де: K_1 – коефіцієнт для стаціонарної апаратури. ($K_1 = 1,05$);

K_2 – коефіцієнт при відносній вологості до 90% і при температурі 40°C.

($K_2 = 2,7$);

K_3 – коефіцієнт при експлуатації на висотах до 1 км ($K_3 = 1$).

Обчислимо значення a_2 використовуючи вираз 4.3

$$a_2 = 1,05 * 2,7 * 1 = 2,835.$$

Знаходимо значення для кожної групи елементів.

Таблиця 3.1 – Дані для розрахунку

Назва елементу	Кількість	K_n	λ_{0i}	a_i	λ_i	$N_i \lambda_{0i}$	τ_{CPi}	$N_i \lambda_i \tau_{CPi}$
Конденсатори	23	0,6	0,7	1,6	15,4	24,64	0,4	9,8
Резистори	53	0,5	0,016	0,8	0,8	0,6	0,3	0,2
Транзистори	19	0,15	0,5	0,2	9	1,8	0,3	0,54
Зм. резистори	3	0,5	0,016	0,8	0,03	0,02	0,3	0,01
Діоди	13	0,45	0,05	0,45	0,6	0,27	0,9	0,2
Мікросхеми	4	0,8	0,02	2,5	0,06	0,15	0,6	0,09
Друкована плата	1	-	0,1	-	0,1	0,1	-	-
Паяння	50	-	0,01	-	0,01	2	0,5	1
Всього						$\sum 27,826$		$\sum 11,87$

Для визначення параметра відмов всієї схеми скористаємось наступною формулою

$$\Lambda = \sum_{i=1}^k N_i \lambda_i, \quad (3.54)$$

Підставимо значення з таблиці 3.1 у формулу 3.54, отримаємо

$$\Lambda = 27,826.$$

Середнє напрацювання на відмову для нормального закону розподілу визначається так

$$T_0 = \frac{1}{\Lambda}, \quad (3.55)$$

$$T_0 = \frac{1}{27,826} = 0,04$$

Використовуючи формулу (3.51) визначимо ймовірність безвідмовної роботи в перебігу одного року (8760 годин)

$$p(t) = e^{-27,826 \cdot 8760} = 0,772.$$

Графік ймовірності пристрою подано на рисунку 3.6.

Середній час відновлення працездатності буде таким

$$T_B = \frac{K_{03}}{\Lambda} \sum_{i=1}^k N_i \lambda_i \tau_i, \quad (3.56)$$

$$T_B = \frac{2,3}{27,826} 27,826 \cdot 11,87 = 27,3 \text{ (год)};$$

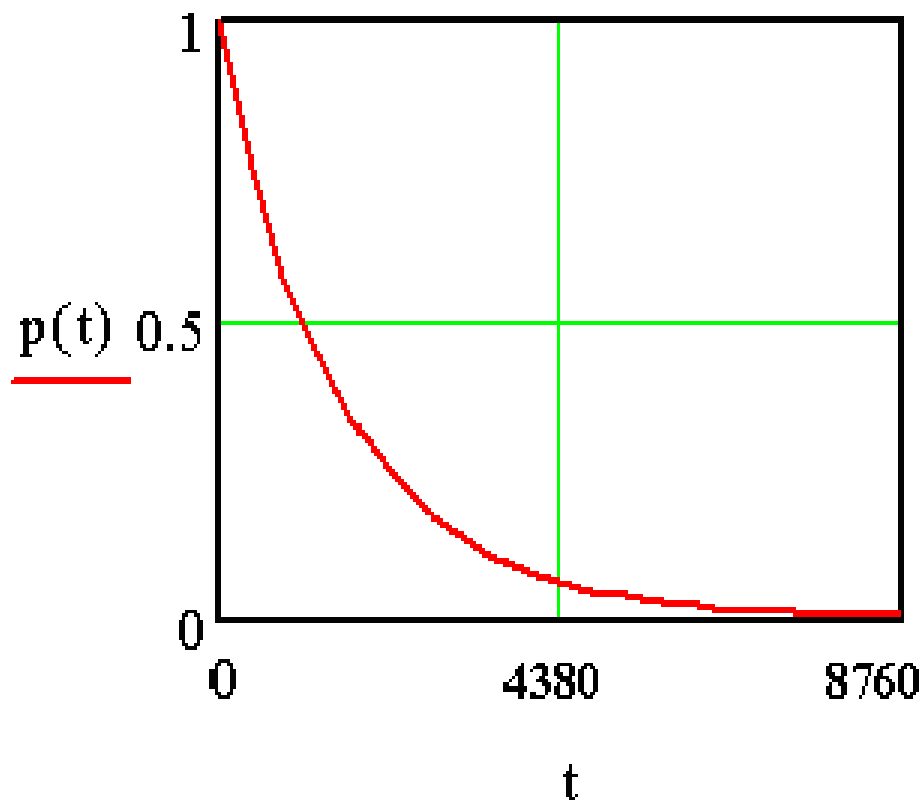


Рисунок 3.6 – Залежність ймовірності безвідмовної роботи

Визначимо коефіцієнт готовності

$$K_r = \frac{T_0}{T_0 + T_B}, \quad (3.57)$$

$$K_r = \frac{0,04}{0,04 + 23,7} = 0,002$$

Отримані значення дають можливість зробити висновок, що розроблювальний пристрій є надійним у роботі. Топологія друкованої плати показана на рис. 3.7. Ескізне креслення встановлення елементів на друкованій платі показано на рис. 3.8.

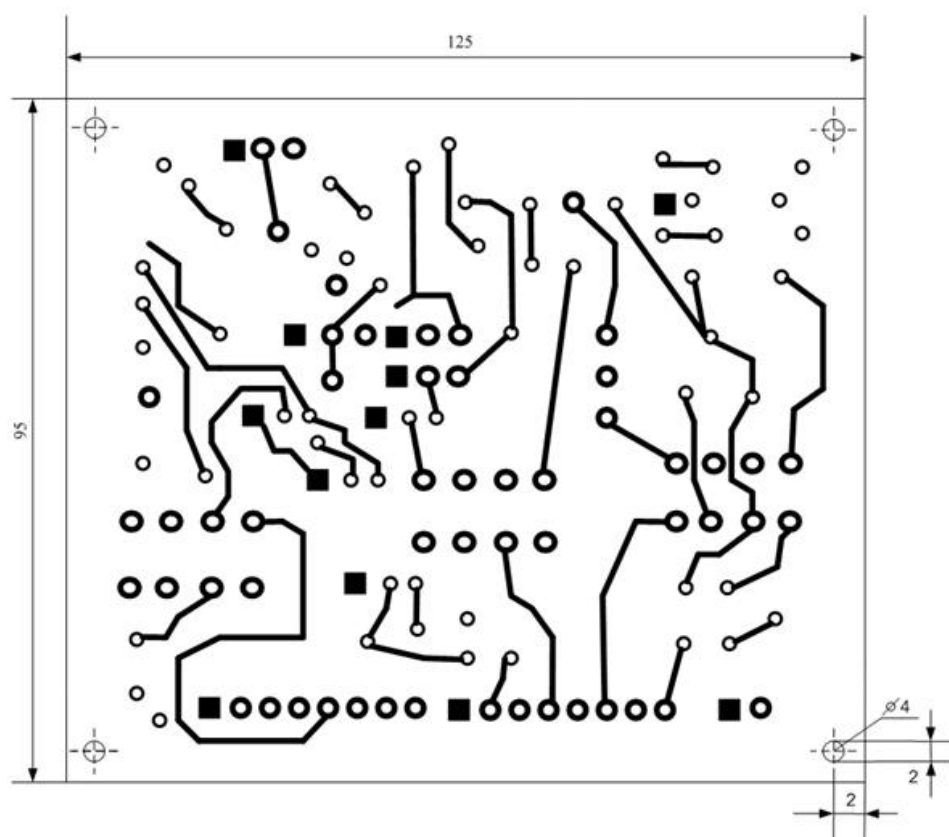


Рисунок 3.7 – Топологія друкованої плати

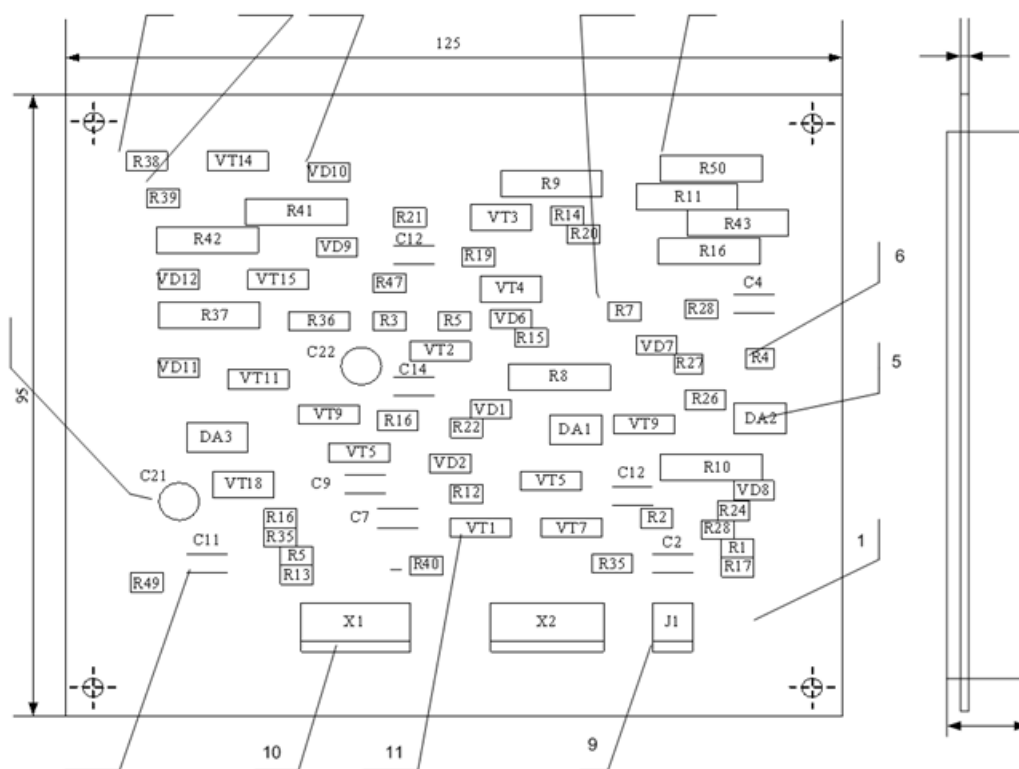


Рисунок 3.8 – Ескізне креслення встановлення елементів на друкованій платі

3.6 Висновки до розділу

Вибір правильного класу підсилювача та цифрової архітектури для конкретного застосування залежить від ряду факторів, таких як вимоги до енергоефективності, якості звуку та компактності пристрою. У перспективі подальший розвиток мікроелектронних технологій дозволить значно знизити витрати енергії та вартість таких пристроїв, покращуючи їх функціональність та доступність.

У загальному підсумку, мікроелектронні підсилювачі з цифровим регулюванням забезпечують нові можливості для розробки високоякісних аудіосистем, що поєднують передові технології з енергоефективністю та зручністю використання, відкриваючи перспективи для подальшого вдосконалення та інтеграції в різноманітні сфери застосування.

4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМИ ВХІДНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

4.1 Модель вхідного підсилювача на ОП AD744

При моделюванні спроектованого пристрою, використаємо систему схемотехнічного моделювання Multisim 8.

Даний каскад являється вхідним підсилювачем на ОП з $K_{\text{П}}=1000$, для дослідження його характеристик використаємо схему зібрану в системі Multisim 8, зображену на рис. 4.1.

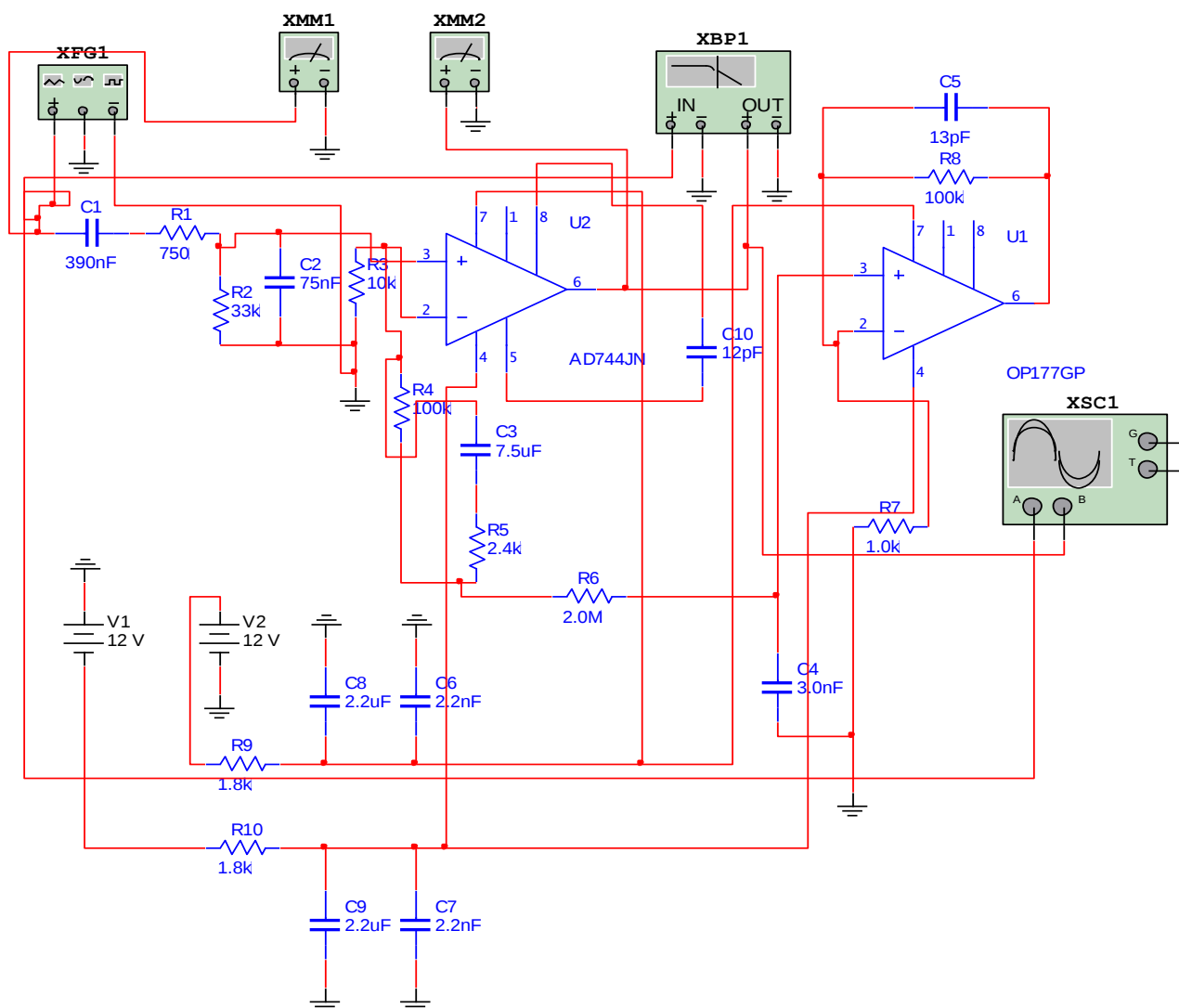


Рисунок 4.1 – Модель вхідного підсилювача на ОП AD744

Модель містить у своєму складі крім операційного підсилювача, додаткові елементи які визначають режим його роботи та коефіцієнт підсилення, а також у схемі застосований плотер Бода, осцилограф, функціональний генератор і мультиметр.

На досліджувальну схему подамо синусоїдальний сигнал з частотою 1 кГц і амплітудою 2 мВ. Для цього використаємо функціональний генератор. Його графічне позначення у системі схемотехнічного моделювання Multisim 8 таке:

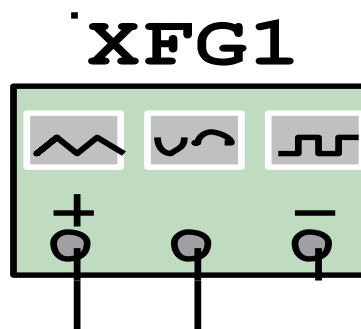


Рисунок 4.2 - Функціональний генератор

Для його підключення потрібно клему (+) з'єднати з входом схеми, клему (-) - з спільною точкою схеми, а клему між ними потрібно заземлити. Щоб подати сигнал з відповідними параметрами, які подані вище, потрібно два рази клацнути лівою кнопкою миші на позначці генератора і у відкритому вікні їх виставити. На рисунку 4.3 подано вікно параметрів.

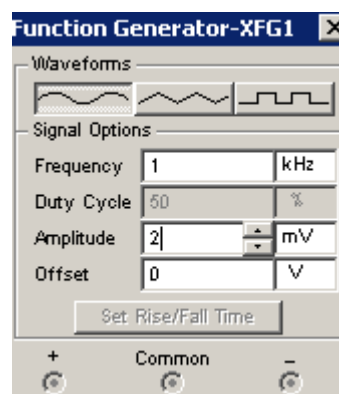


Рисунок 4.3 – Вікно параметрів генератора

Для візуального спостереження сигналів ми застосували осцилограф. Його графічне позначення у системі схемотехнічного моделювання Multisim 8, таке:

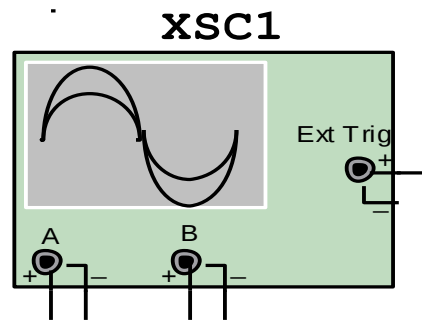


Рисунок 4.4 – Осцилограф

Щоб застосувати його у схемі потрібно на вхід (+) подати сигнал, а клему (-) – заземлити. У нашому випадку вхід B підключено на вхід пристрою, а вхід A – на вихід пристрою.

4.2 Результати моделювання часових і частотних характеристик

Отримані осцилограми подано на рисунку 4.5

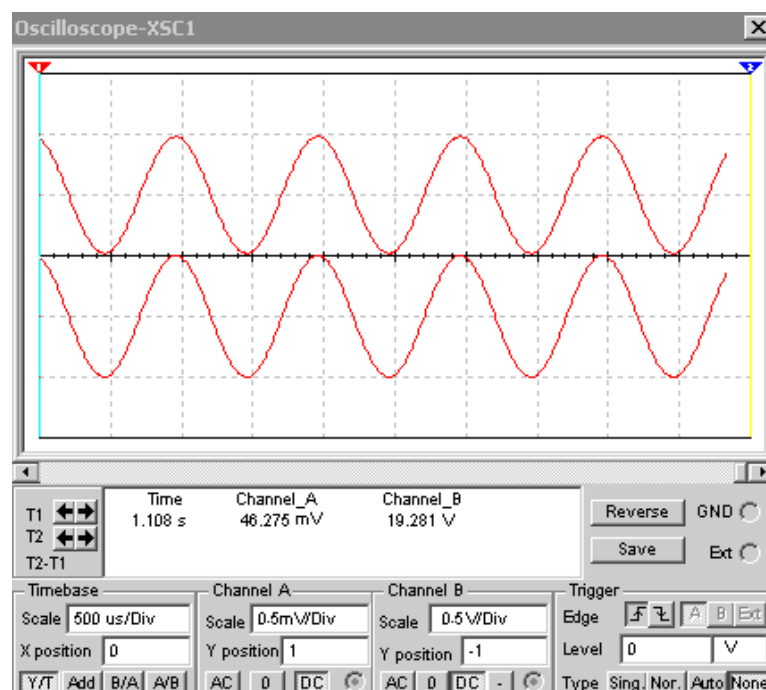


Рисунок 4.5 - Осцилограми сигналів каскаду вхідного підсилювача

Для визначення АЧХ і ФЧХ використаємо плотер Бода. Його графічне позначення у системі схемотехнічного моделювання Multisim 8, наступне:

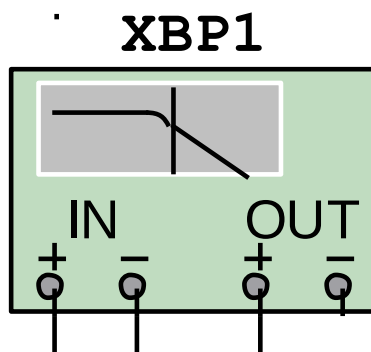


Рисунок 4.6 – Плотер Бода

Для його підключення потрібно під'єднати ліві входи IN і OUT відповідно на вхід і вихід схеми, а праві – заземлити.

Налаштовують плотер так: для визначення АЧХ, у вікні “по вертикалі” у рядку F виставляють 200 dB, а у рядку I – (-200) dB, для визначення ФЧХ, у вікні “по вертикалі” у рядку F виставляють 720 Deg, а у рядку I – (-720) Deg.

Отримане АЧХ і ФЧХ зображено на рисунку 4.7.

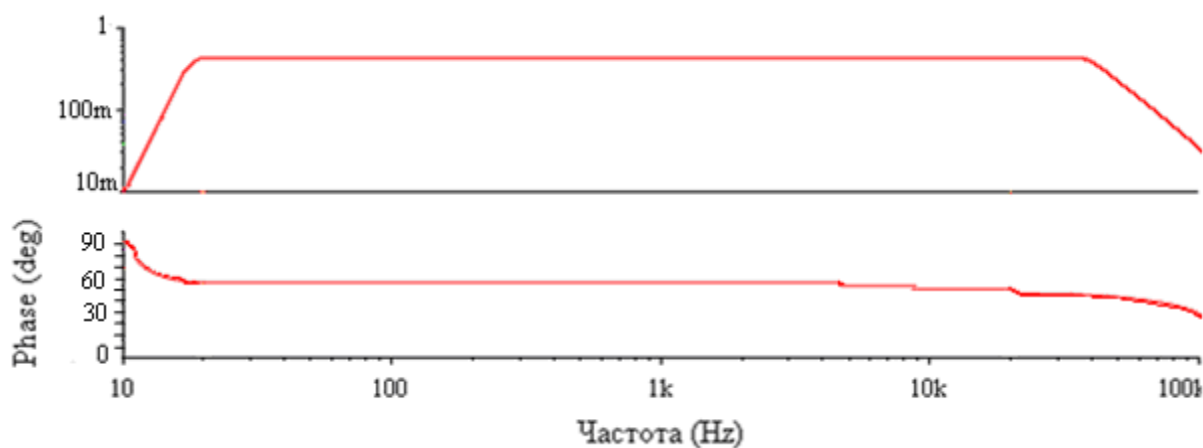


Рисунок 4.7 – АЧХ і ФЧХ каскаду вхідного підсилювача

З отриманих результатів можна зробити висновок, що в смузі звукових частот від 20 Гц до 18000 Гц АЧХ є рівномірною без спадів та підйомів. Це свідчить про рівномірність коефіцієнта підсилення у звуковій смузі частот, а отже про відсутність лінійних спотворень.

При моделюванні в системі схемотехнічного моделювання Multisim 8 спроектованого каскаду було виявлено що характеристики змодельованого каскаду майже повністю ідентичні розрахунковим, тому можна вважати що методика розрахунку даного каскаду вірна.

4.3 Висновки до розділу

Основні параметри підсилювачів потужності звукових частот визначають їх здатність до роботи в різних умовах, впливають на якість звуку і забезпечують енергоефективність, стабільність і надійність роботи підсилювальних систем. Вибір оптимальних значень цих параметрів залежить від конкретних вимог до аудіосистеми, її призначення і умов експлуатації.

У даному розділі отримані результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання, які задовольняють вимогам індивідуального завдання. Це підтверджує правильність здійснених електричних розрахунків і вірність обраної елементної бази.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Науково-технічна розробка має право на існування та впровадження, якщо вона відповідає вимогам часу, як в напрямку науково-технічного прогресу та і в плані економіки. Тому для науково-дослідної роботи необхідно оцінювати економічну ефективність результатів виконаної роботи.

Магістерська кваліфікаційна робота з розробки та дослідження «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням» відноситься до науково-технічних робіт, які орієнтовані на виведення на ринок (або рішення про виведення науково-технічної розробки на ринок може бути прийнято у процесі проведення самої роботи), тобто коли відбувається так звана комерціалізація науково-технічної розробки. Цей напрямок є пріоритетним, оскільки результатами розробки можуть користуватися інші споживачі, отримуючи при цьому певний економічний ефект. Але для цього потрібно знайти потенційного інвестора, який би взявся за реалізацію цього проекту і переконати його в економічній доцільності такого кроку.

Для наведеного випадку нами мають бути виконані такі етапи робіт:

- 1) проведено комерційний аудит науково-технічної розробки, тобто встановлення її науково-технічного рівня та комерційного потенціалу;
- 2) розраховано витрати на здійснення науково-технічної розробки;
- 3) розрахована економічна ефективність науково-технічної розробки у випадку її впровадження і комерціалізації потенційним інвестором і проведено обґрунтування економічної доцільності комерціалізації потенційним інвестором.

5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки

Метою проведення комерційного і технологічного аудиту дослідження за темою «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з

цифровим регулюванням» є оцінювання науково-технічного рівня та рівня комерційного потенціалу розробки, створеної в результаті науково-технічної діяльності.

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням 5-ти бальної системи оцінювання за 12-ма критеріями, наведеними в табл. 5.1 [35].

Таблиця 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено працездатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки)					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів

Продовження таблиці 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування

Продовження таблиці 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Результати оцінювання науково-технічного рівня та комерційного потенціалу науково-технічної розробки потрібно звести до таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1. Технічна здійсненність концепції	4	5	5
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	2	3	2
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	3	3	2
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	4	3	4
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	2	2	3
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	3	3	3
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	2	2	2
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	4	4	4
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	2	3	2
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	3	4	4
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	3	4	4
12. Практична здійсненність (розробка документів)	4	4	3
Сума балів	36	40	38
Середньоарифметична сума балів $СБ_c$	38,0		

За результатами розрахунків, наведених в таблиці 5.2, зробимо висновок щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки. При цьому використаємо рекомендації, наведені в табл. 5.3 [35].

Таблиця 5.3 – Науково-технічні рівні та комерційні потенціали розробки

Середньоарифметична сума балів $СБ_c$, розрахована на основі висновків	Науково-технічний рівень та комерційний потенціал розробки
41...48	Високий
31...40	Вище середнього
21...30	Середній
11...20	Нижче середнього
0...10	Низький

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням» становить 38,0 бала, що, відповідно до таблиці 5.3, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

5.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки

Окрім комерційного аудиту розробки доцільно також розглянути технічний рівень якості розробки, розглянувши її основні технічні показники. Ці показники по-різному впливають на загальну якість проектної розробки.

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [36]

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i, \quad (5.1)$$

де k – кількість найбільш важливих технічних показників, які впливають на якість нового технічного рішення;

α_i – коефіцієнт, який враховує питому вагу i -го технічного показника в загальній якості розробки. Коефіцієнт α_i визначається експертним шляхом

і при цьому має виконуватись умова $\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1$;

β_i – відносне значення i -го технічного показника якості нової розробки.

Відносні значення β_i для різних випадків розраховуємо за такими формулами:

- для показників, зростання яких вказує на підвищення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ni}}{I_{ai}}, \quad (5.2)$$

де I_{ni} та $I_{на}$ – чисельні значення конкретного i -го технічного показника якості відповідно для нової розробки та аналога;

- для показників, зростання яких вказує на погіршення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ni}} ; \quad (5.3)$$

Використовуючи наведені залежності можемо проаналізувати та порівняти техніко-економічні характеристики аналогу та розробки на основі отриманих наявних та проектних показників, а результати порівняння зведемо до таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Порівняння основних параметрів розробки та аналога.

Показники (параметри)	Одиниця вимірю- вання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Номінальна потужність,	Вт	200	300	1,5	0,2
Смуга робочих настот	Гц	20... 16000	20...18000	1,12	0,25
Коефіцієнт гармонік на частоті 1000 Гц	%	0,01	0,01	1	0,15
Коефіцієнт гармонік на частоті 10000 Гц	%	0,05	0,02	2,5	0,25
Номінальна вхідна напруга	мВ	100	20	5	0,15

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення складе:

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 1,5 \cdot 0,2 + 1,12 \cdot 0,25 + 1 \cdot 0,15 + 2,5 \cdot 0,25 + 5 \cdot 0,15 = 2,11.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 2,11 рази.

5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.3.1 Витрати на оплату праці

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

Основна заробітна плата дослідників

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

$$З_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.4)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

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

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

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

$$Z_o = 18500,00 \cdot 10 / 22 = 7727,30 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник проекту (координатор)	18500,00	772,73	10	7727,30
Технік	8000,00	750,00	10	7500,00
Інженер-радіотехнік 1-ї категорії	17500,00	681,82	5	3409,10
Інженер-дослідник МНТ	17000,00	772,73	22	17000,00
Провідний фахівець	8000,00	363,64	5	1818,18
Всього				37454,58

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.5)$$

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

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

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.6)$$

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

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

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

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

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

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

$$З_{рI} = 70,57 \cdot 6,50 = 458,69 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 5.6 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника, грн
Установка обчислювального обладнання для проведення досліджень	6,50	3	1,35	70,57	458,69

Продовження таблиці 5.6 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Підготовка робочого місця інженера-дослідника	6,80	3	1,35	70,57	479,86
Інсталяція програмного забезпечення для моделювання та розробки	4,50	4	1,50	78,41	352,84
Контроль вхідних компонентів	2,10	5	1,70	88,86	186,61
Монтаж експериментальної моделі	5,80	5	1,70	88,86	515,41
Контроль ходу експериментів	8,30	4	1,50	78,41	650,80
Вимірювання параметрів	12,30	4	1,50	78,41	964,43
Всього					3608,65

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (5.7)$$

де $H_{\text{доп}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{доп}} = (37454,58 + 3608,65) \cdot 10 / 100\% = 4106,32 \text{ (грн.)}.$$

5.3.2 Відрахування на соціальні заходи

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

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (5.8)$$

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

$$Z_n = (37454,58 + 3608,65 + 4106,32) \cdot 22 / 100\% = 9937,30 \text{ (грн.)}.$$

5.3.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням».

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

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (5.9)$$

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

n – кількість видів матеріалів;

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

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

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

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

$$M_1 = 2,0 \cdot 207,00 \cdot 1,1 - 0 \cdot 0 = 455,40 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, (грн.)	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, (грн/кг.)	Вартість витраченого матеріалу, (грн.)
Офісний папір ULTRA FAXE-500 A4	207,00	2,0	0	0	455,40
Папір для записів FAXE 70 A5-250	86,00	4,0	0	0	378,40
Органайзер офісний OFFICE 100	130,00	3,0	0	0	429,00
Набір офісний DATUM X-2	200,00	3,0	0	0	660,00
Картридж для принтера HP-2100	1030,00	1,0	0	0	1133,00
Диск оптичний OPTIMA CD	25,00	5,0	0	0	137,50
Flesh-пам'ять GOODRAM 64 C10A	390,00	1,0	0	0	429,00
Флюс	150,00	0,2	0	0	33,00
Припой	475,00	0,2	0	0	78,38
Провід монтажний	25,00	0,1	0	0	2,75
Розчин Ізопропилу 80%	175,00	0,0900	0	0	17,33
Лак	100,00	0,0800	0	0	8,80
Склотекстоліт	225,00	0,1000	0	0	24,75
Алюміній (3мм)	180,00	0,1000	0	0	19,80
Додаткові матеріали	200,00	1,0000	0	0	220,00
Всього					4027,10

5.3.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.10)$$

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

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

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

$$K_e = 53 \cdot 2,50 \cdot 1,1 = 145,75 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Резистор С2-23	53	2,50	145,75
Діод 1N4148	10	16,00	176,00
Стабілітрон 1N1927	2	15,00	33,00
Транзистор 2N6553	1	21,50	23,65
Транзистор BF459	1	22,50	24,75
Транзистор 2SC216B	1	22,50	24,75
Транзистор MJE4353T	2	25,00	55,00
Транзистор 2SA1943	1	25,00	27,50
Мікросхема AD744	1	100,00	110,00
Мікросхема OP177	1	110,00	121,00
Мікросхема AD711	1	90,00	99,00
Резистор СПЗ-44А-0,25	2	3,50	7,70

Продовження таблиці 5.8 – Витрати на комплектуючі

Конденсатор КМ-9-14,5пФ	1	7,50	8,25
Конденсатор КМ-9-10пФ	1	6,25	6,88
Конденсатор КМ-9-10нФ	2	6,00	13,20
Конденсатор КМ-9-3000пФ	2	5,00	11,00
Конденсатор КМ-9-7,4мкФ	1	6,50	7,15
Конденсатор КМ-9-0,4мкФ	2	5,50	12,10
Конденсатор КМ-9-1,5мкФ	1	6,25	6,88
Конденсатор КМ-9-0,7мкФ	1	6,75	7,43
Всього			920,98

5.3.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (5.11)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, (грн.);

$C_{\text{пр.і}}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

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

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 6800,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 7480,00 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Блок живлення універсальний лабораторний	1	6800,00	7480,00
Генератор сигналів	1	12340,00	13574,00
Генератор кварцевий	1	4120,00	4532,00
Частотомір	1	8920,00	9812,00
Осцилограф цифровий	1	10100,00	11110,00
Всього			46508,00

5.3.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{прог}} \cdot C_{\text{прог.і}} \cdot K_i, \quad (5.12)$$

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

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

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

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 42,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 46,20 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Ansys Electronics Desktop Student	1	42,00	46,20
Абонентна плата доступу до мережі Internet	1	380,00	418,00
Всього			464,20

5.3.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

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

$$A_{обл} = \frac{Ц_{\bar{o}}}{T_{\bar{o}}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.13)$$

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

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

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

$$A_{обл} = (28599,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 794,42 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.11.

Таблиця 5.11 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Програмно-аналітичний комплекс	28599,00	3	1	794,42
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	26499,00	3	1	736,08
Програмний продукт обробки даних	7599,00	3	1	211,08
Місце оператора спеціалізоване	8300,00	5	1	138,33
Офісна оргтехніка	9400,00	4	1	195,83
Дослідницька лабораторія	360000,00	30	1	1000,00
ОС Windows 11	6500,00	3	1	180,56
Офісне програмне забезпечення (Microsoft Office)	6700,00	3	1	186,11
Всього				3442,42

5.3.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.14)$$

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

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

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

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

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

$$B_e = 0,32 \cdot 160,0 \cdot 10,98 \cdot 0,95 / 0,97 = 562,18 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.12.

Таблиця 5.12 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Програмно-аналітичний комплекс	0,32	160,0	562,18
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	0,25	120,0	329,40
Пристрій передачі даних	0,05	160,0	87,84
Місце оператора спеціалізоване	0,07	5,0	3,84

Продовження таблиці 5.12 – Витрати на електроенергію

Офісна оргтехніка	0,10	120,0	131,76
Радіомонтажне обладнання	0,12	15,0	19,76
Генератор сигналів	0,10	50,0	54,90
Генератор кварцевий	0,01	50,0	5,49
Частотомір	0,09	50,0	49,41
Осцилограф цифровий	0,10	50,0	54,90
Всього			1299,48

5.3.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» відсутні.

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

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

5.3.11 Інші витрати

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

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

$$I_{\text{с}} = (З_{\text{о}} + З_{\text{р}}) \cdot \frac{H_{\text{іс}}}{100\%}, \quad (5.15)$$

де $H_{\text{іс}}$ – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{\text{іс}} = 50\%$.

$$I_{\text{с}} = (37454,58 + 3608,65) \cdot 50 / 100\% = 20531,61 \text{ (грн.)}.$$

5.3.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

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

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

$$B_{\text{нзв}} = (З_{\text{о}} + З_{\text{р}}) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.16)$$

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

$$B_{\text{нзв}} = (37454,58 + 3608,65) \cdot 100 / 100\% = 41063,23 \text{ (грн.)}.$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{\text{заг}} = Z_o + Z_p + Z_{\text{доо}} + Z_n + M + K_v + B_{\text{спец}} + B_{\text{прз}} + A_{\text{обл}} + B_e + B_{\text{св}} + B_{\text{сп}} + I_v + B_{\text{нзв}}. \quad (5.17)$$

$$B_{\text{заг}} = 37454,58 + 3608,65 + 4106,32 + 9937,30 + 4027,10 + 920,98 + 46508,00 + 464,20 + 3442,42 + 1299,48 + 0,00 + 0,00 + 20531,61 + 41063,23 = 173363,87 \text{ (грн.)}.$$

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

$$ZB = \frac{B_{\text{заг}}}{\eta}, \quad (5.18)$$

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

$$ZB = 173363,87 / 0,95 = 182488,29 \text{ (грн.)}.$$

5.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором

В ринкових умовах узагальнюючим позитивним результатом, що його може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження результатів цієї чи іншої науково-технічної розробки, є збільшення у потенційного інвестора величини чистого прибутку.

Результати дослідження проведені за темою «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням» передбачають комерціалізацію протягом 4-х років реалізації на ринку.

В цьому випадку майбутній економічний ефект буде формуватися на основі таких даних:

ΔN – збільшення кількості споживачів пристрою, у періоди часу, що аналізуються, від покращення його певних характеристик;

Показник	1-й рік	2-й рік	3-й рік	4-й рік
Збільшення кількості споживачів, осіб	1000	1500	1400	900

N – кількість споживачів які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки, прийmemo 8000 осіб;

C_o – вартість пристрою у році до впровадження результатів розробки, прийmemo 9500,00 (грн.);

$\pm \Delta C_o$ – зміна вартості пристрою від впровадження результатів науково-технічної розробки, прийmemo -202,50 (грн.).

Можливе збільшення чистого прибутку у потенційного інвестора $\Delta \Pi_i$ для кожного із 4-х років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою [32]

$$\Delta \Pi_i = (\pm \Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\rho}{100}\right), \quad (5.19)$$

де λ – коефіцієнт, який враховує сплату потенційним інвестором податку на додану вартість. У 2024 році ставка податку на додану вартість складає 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$;

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність інноваційного продукту).

Прийmemo $\rho = 38\%$;

ϑ – ставка податку на прибуток, який має сплачувати потенційний інвестор, у 2024 році $\vartheta = 18\%$;

Збільшення чистого прибутку 1-го року:

$$\Delta\Pi_1 = (-202,50 \cdot 8000,00 + 9297,50 \cdot 1000) \cdot 0,83 \cdot 0,38 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 1985616,47 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року:

$$\Delta\Pi_2 = (-202,50 \cdot 8000,00 + 9297,50 \cdot 2500) \cdot 0,83 \cdot 0,38 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 5592507,22 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року:

$$\Delta\Pi_3 = (-202,50 \cdot 8000,00 + 9297,50 \cdot 3900) \cdot 0,83 \cdot 0,38 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 8958938,58 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку 4-го року:

$$\begin{aligned} \Delta\Pi_4 &= (-202,50 \cdot 8000,00 + 9297,50 \cdot 4800) \cdot 0,83 \cdot 0,38 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 11123073,02 \text{ (грн.)} \end{aligned}$$

Приведена вартість збільшення всіх чистих прибутків $ПП$, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки

$$ПП = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^i}, \quad (5.20)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному з років, протягом яких виявляються результати впровадження науково-технічної розробки, (грн.);

T – період часу, протягом якого очікується отримання позитивних результатів від впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, роки;

τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні, $\tau = 0,15$;

t – період часу (в роках) від моменту початку впровадження науково-технічної розробки до моменту отримання потенційним інвестором додаткових чистих прибутків у цьому році.

$$\begin{aligned} \text{ПП} = & 1985616,47/(1+0,15)^1 + 5592507,22/(1+0,15)^2 + 8958938,58/(1+0,15)^3 + \\ & + 11123073,02/(1+0,15)^4 = 1726623,02 + 4228738,91 + 5890647,54 + 6359653,10 = 18205 \\ & 662,57 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

Величина початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки

$$PV = k_{инв} \cdot 3B, \quad (5.21)$$

де $k_{инв}$ – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію, приймаємо $k_{инв} = 2$;

$3B$ – загальні витрати на проведення науково-технічної розробки та оформлення її результатів, приймаємо 182488,29 (грн.).

$$PV = k_{инв} \cdot 3B = 2 \cdot 182488,29 = 364976,57 \text{ (грн.)}.$$

Абсолютний економічний ефект $E_{абс}$ для потенційного інвестора від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки становитиме

$$E_{абс} = \text{ПП} - PV \quad (5.22)$$

де ПП – приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, 18205662,57 (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 364976,57 (грн.).

$$E_{abc} = III - PV = 18205662,57 - 364976,57 = 17840686,00 \text{ (грн.)}.$$

Внутрішня економічна дохідність інвестицій E_g , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$E_g = T_{ж} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (5.23)$$

де E_{abc} – абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, 17840686,00 (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 364976,57 (грн.);

$T_{ж}$ – життєвий цикл науково-технічної розробки, тобто час від початку її розробки до закінчення отримання позитивних результатів від її впровадження, 4 роки.

$$E_g = T_{ж} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1 = (1 + 17840686,00/364976,57)^{1/4} - 1 = 1,66.$$

Мінімальна внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій τ_{min} :

$$\tau_{min} = d + f, \quad (5.24)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2024 році в Україні $d = 0,1$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладення інвестицій, приймемо 0,25.

$\tau_{min} = 0,1 + 0,25 = 0,35 < 1,66$ свідчить про те, що внутрішня економічна дохідність інвестицій E_{ϵ} , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки вища мінімальної внутрішньої дохідності. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням» доцільно.

Період окупності інвестицій $T_{ок}$ які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$T_{ок} = \frac{1}{E_{\epsilon}}, \quad (5.25)$$

де E_{ϵ} – внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій.

$$T_{ок} = 1 / 1,66 = 0,60 \text{ р.}$$

$T_{ок} < 3$ -х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

5.5 Висновки до розділу

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням» становить 38,0 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 2,11 рази.

Також термін окупності становить 0,60 р., що менше 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

Отже можна зробити висновок про доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням».

ВИСНОВКИ

У роботі запропоновано нові та оригінальні архітектури і реалізації двох безфільтрових цифрових аудіопідсилювачів Class-BD із постійним синфазним вихідним сигналом (СМ).

Розширений цифровий ШІМ-модулятор LBDD використовує лінеаризовану схему двосторонньої модуляції Class-BD з попередньою компенсацією, що забезпечує найбільш точну емуляцію природного ШІМ NBDD і, таким чином, забезпечує привабливу спектральну характеристику на виході ДМ, подібну до NBDD. ШІМ, одночасно забезпечуючи збалансований вихід КМ з постійною напругою на цьому виході. Проста фільтрація сигналу DPWM на виході ДМ за допомогою резистивно-індуктивного опору гучномовця та усунення фільтрації сигналу СМ на виході СМ (постійна напруга на цьому виході) є найбільш бажаними характеристиками безфільтрового підсилювача класу D. без зовнішнього LC-фільтра. Усунення сигналів СМ також значно сприяє зменшенню електромагнітних перешкод, особливо тих, що створюються на кабелях, що з'єднують гучномовець із терміналом HBS.

Запропоновані підсилювачі з оригінальною топологією завдяки своїй простій конструкції та легкому управлінню (без гальванічної розв'язки керуючих сигналів і без джерел живлення з плаваючим зміщенням), які не генерують напругу СМ і мають відмінні характеристики ДМ, подібні до звичайних підсилювачів класу BD, є дуже привабливі рішення для безфільтрових підсилювачів класу BD.

Топологія вихідного каскаду підсилювача утворена двома типовими Н-мостами, в яких процеси перемикання MOSFET такі ж, як і в звичайному підсилювачі класу BD; тому простіше і ефективніше зменшити амплітуди прохідних струмів. Перемикання кожної комплементарної пари транзисторів у верхньому чи нижньому Н-мосту відбувається при половині напруги живлення $V_{DD}/2$, що призводить до менших втрат комутаційної потужності, ніж у звичайному підсилювачі класу BD.

Мікроелектронні підсилювачі звукової потужності з цифровим управлінням є значущими в області аудіоелектроніки, вони мають високу ефективність, точне управління, компактні розміри. Використання цифрових технологій у цих підсилювачах дозволяє значно підвищити точність регулювання потужності, мінімізувати спотворення та втрати енергії, а також полегшити асоціацію з сучасними цифровими аудіотехнологіями.

Цифрові методи регулювання дозволяють як контролювати рівень сигналу, так і додаткові функції, включаючи фільтрацію шуму, корекцію сигналу та динамічний контроль потужності, усі з яких призначені для того, щоб зробити підсилювачі більш універсальними та гнучкими під час роботи в різних умовах. Крім того, підсилювачі класу D, які зазвичай використовуються в мікроелектронних системах, мають високу енергоефективність, що має вирішальне значення для мобільних і портативних аудіопристроїв.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Teplechuk, M.A.; Gribben, A.; Amadi, C. True Filterless Class-D Audio Amplifier. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2011, 46, 2784–2793.
2. Jiang, X.; Song, J.; Cheung, D.; Wang, M.; Arunachalam, S.K. Integrated Class-D Audio Amplifier with 95% Efficiency and 105 dB SNR. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2014, 49, 2387–2396.
3. Zheng, H.; Zhu, Z.; Ma, R. A 0.02% THD and 80 dB PSRR filterless class D amplifier with direct lithium battery hookup in mobile application. *J. Semicond.* 2017, 38, 56–63.
4. He, H.; Kang, Y.; Yu, J. A novel low-power high-efficiency 3-state filterless bang-bang class D amplifier. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, Cairo, Egypt, 6–9 December 2015; pp. 93–96.
5. Chien, S.-H.; Chen, Y.-W.; Kuo, T.-H. A low quiescent current, low THD+N class-D audio amplifier with area-efficient PWM-residual-aliasing reduction. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2018, 53, 3377–3385.
6. Johansen, M.; Nielsen, K. A Review and Comparison of Digital PWM Methods for Digital Pulse Modulation Systems. In *Proceedings of the 107th AES Convention*, New York, NY, USA, 24–27 September 1999.
7. Kołodziejski, W.; Kuta, S. Linearized 9-Bit Hybrid LBDD PWM Modulator for Digital Class-BD Amplifier. *Int. J. Electron. Telecommun.* 2021, 67, 49–57.
8. Chen, X.; Qu, H.; Yu, Z.; Zhang, C.; Zhang, E. A filterless digital audio class-D amplifier based on grow-left double-edge pulse width modulation. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Integrated Circuits and Microsystems*, Nanjing, China, 8–11 November 2017; pp. 251–255.
9. Li, L.; Li, H.-j.; Sun, Y.-J. Improved Error Correction Methods for Filterless Digital Class D Audio Power Amplifier Based on FCLNF. *Math. Probl. Eng.* 2020, 2020, 5914062.

10. Siniscalchi, P.P.; Hester, R.K. A 20W/channel class-D amplifier with near-zero common-mode radiated emissions. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2009, 44, 33264–33271.
11. Kołodziejski, W.; Kuta, S.; Jasielski, J. Open-Loop Class-BD Audio Amplifiers with Balanced Common Mode Output. *Electronics* 2021, 10, 1381.
12. Jasielski, J.; Kołodziejski, W.; Kuta, S. Cancellation of common-mode output signal in Class-BD audio amplifiers. In *Proceedings of the International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES)*, Krakow, Poland, 5–7 September 2016; pp. 167–172.
13. AN-1497 Filterless Class D Amplifiers, Texas Instruments, Application Report, SNAA034A–May 2006–Revised May 2013. Available online: <https://www.ti.com/lit/an/snaa034a/snaa034a.pdf> (accessed on 15 August 2021).
14. Lin, C.W.; Hsieh, B.-S.; Lin, Y.C. Enhanced Design of Filterless Class-D Audio Amplifier. In *Proceedings of the 2009 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition*, Nice, France, 20–24 April 2009. [Google Scholar]
15. Jiang, X.; Song, J.; Cheung, D.; Wang, M.; Arunachalam, S.K. An 8 Ω , 1.75W, 95% Efficiency, 0.004% THD+N Class-D Amplifier with a Feed-Forward ADC and Feedback Filters. In *Proceedings of the IEEE Asian Conference on Solid-State Circuits (A-SSCC)*, Singapore, 11–13 November 2013; pp. 369–373.
16. Jin, C.; Tan, M.T.; See, K.Y. Filterless Class-D Amplifier with Pseudorandomized Carrier Frequency Modulation for EMI Reduction. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2013, 55, 74–80.
17. 3-Bit Programmable FAST TTL Logic Delay Line. Available online: https://www.cornucopiaplastics.com/documents/PDL_TTL_7_XX.pdf (accessed on 15 August 2021).
18. STM32F4 Reference Manual. Available online: <https://www.st.com/> (accessed on 15 August 2021).

19. Zhang, L.; Sun, K.; Xing, Y.; Xing, M. H6 Transformer Less Full-Bridge PV Grid-Tied Inverters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2014, 29, 1229–1238.
20. Yu, W.; Lai, J.; Qian, H.; Hutchens, C. High-Efficiency MOSFET Inverter with H6-Type Configuration for Photovoltaic Nonisolated AC-Module Applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 2011, 26, 1253–1260.
21. Біла, М. М. Аудіотехніка: підсилювачі звукових частот. Київ: Вища школа, 2009.
22. Гречаник, В. Л. Електронні прилади і системи: теорія і практика. Львів: Коло, 2014.
23. Завадський, М. М. Основи аудіоелектроніки та мікросистем. Харків: ХТЗ, 2010.
24. Райс, Г. Г. Аналіз та проектування підсилювачів звукових частот. М.: ДІС, 2017.
25. Шевченко, О. В. Техніка і технології підсилювачів потужності звукових частот. Львів: Наука, 2015.
26. Sears, D. & Gray, P. R. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. Wiley, 2014.
27. Meyer, H. & Hamer, K. “Audio Power Amplifiers: Theory and Design” — Springer, 2007.
28. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, articles related to audio amplifier design and performance.
29. Harris, J. R. & Johnson, R. W. *Power Amplifiers and Low Noise Design*. Elsevier, 2016.
30. Greenwood, D. A. *Class D Audio Amplifier Design: Principles and Applications*. Springer, 2012.
31. Cook, J. L. *High-Efficiency Audio Power Amplifiers*. New York: McGraw-Hill, 2005.
32. Схемотехніка-1. Аналогова схемотехніка: Лабораторний практикум. [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка»/ КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: Ю.О. Оникієнко, А.Ю.

Мицукова. Електронні текстові данні (1 файл: 3 Мбайт). Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. 107 с.

33. Схемотехніка електронних систем: У 3 кн. Кн. 1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої: Підручник / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков та ін. 2-ге вид., допов. і переробл. К.: Вища шк., 2004. 366 с.: іл.
34. Дудикевич В. Б. та ін. Електроніка та мікросхемотехніка. Частина II: Аналогова схемотехніка: навчальний посібник Львів: Львівська політехніка, 2010. 224 с.
35. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
36. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепа. Вінниця : ВНТУ, 2016. 113 с.

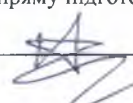
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

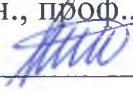
МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ З ЦИФРОВИМ РЕГУЛЮВАННЯМ

Виконав: студент 2-го курсу, групи МНТ-23м
спеціальності 176 Мікро- та наносистемна
техніка

(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

 Антонець Є.В.
(прізвище та ініціали)

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

 Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

« 10 » 12 2024 р.

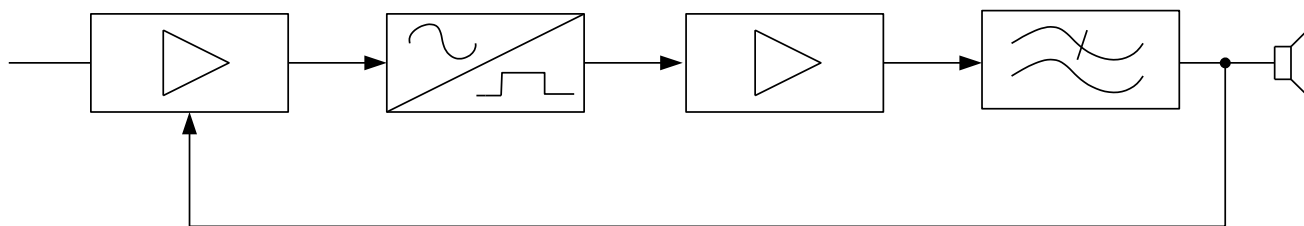


Рисунок 1 – Структурна схема підсилювача сигналів звукових частот із багатобітовим перетворенням

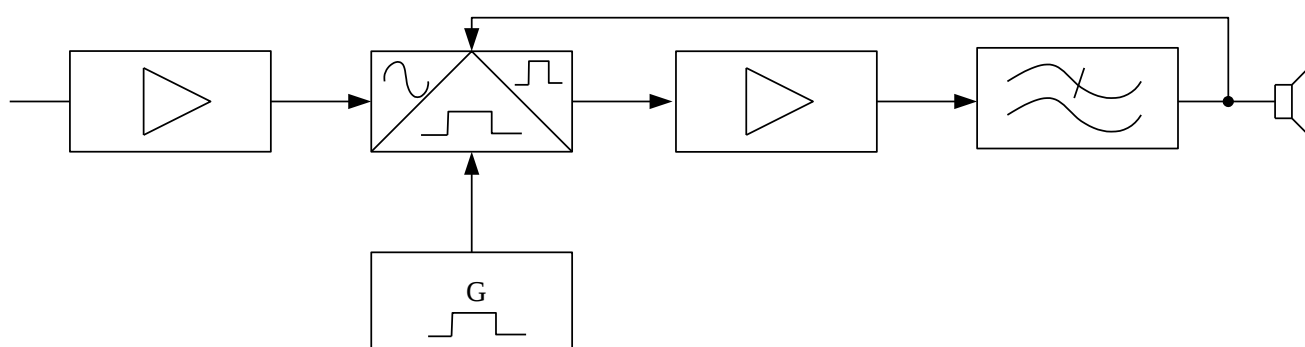


Рисунок 2 – Структурна схема підсилювача сигналів звукових частот із одnobітовим перетворенням

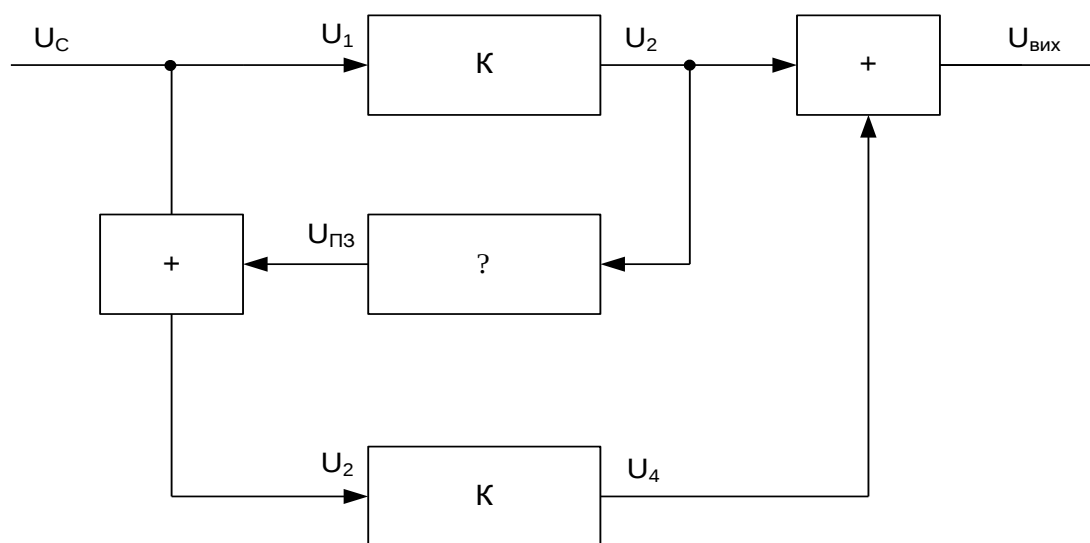


Рисунок 3 – Структурна схема підсилювача із подачею сигналу "вперед"

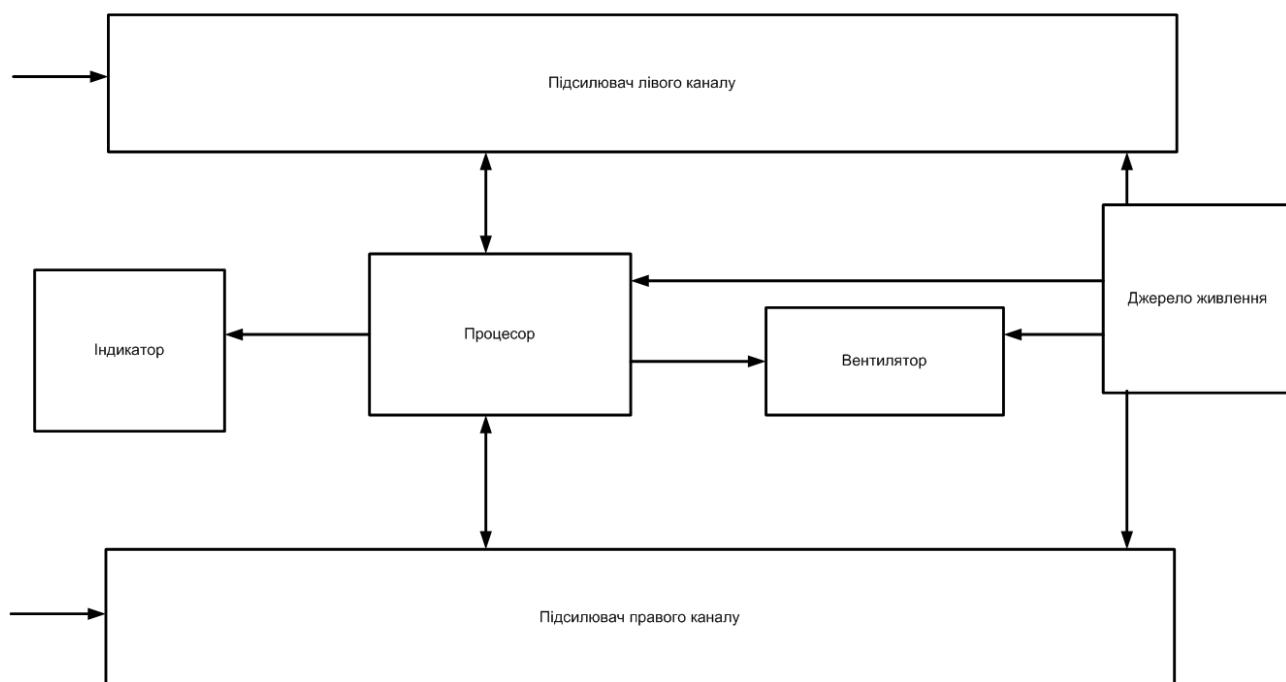


Рисунок 4 – Структурна схема мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням

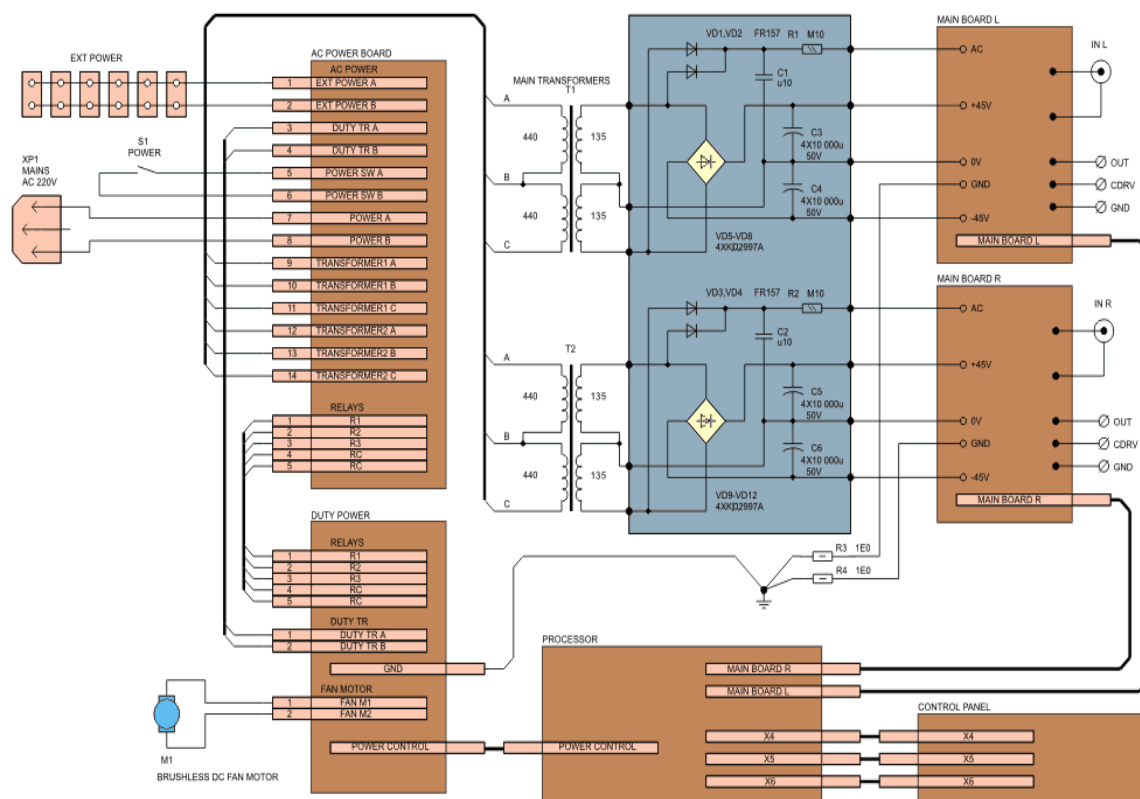


Рисунок 5 – Функціональна схема мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот з цифровим регулюванням

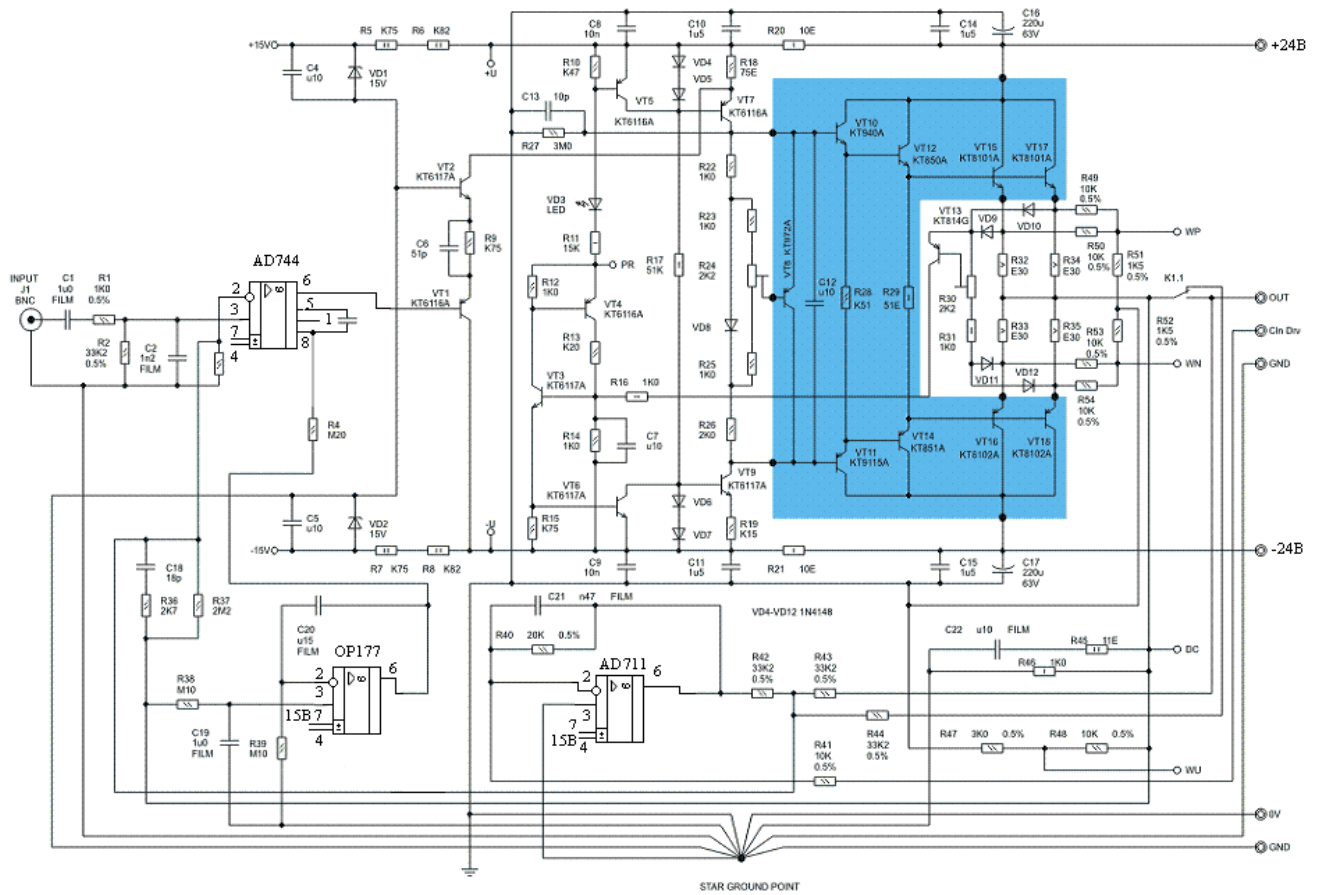


Рисунок 6 – Схема електрична принципова підсилювального блоку

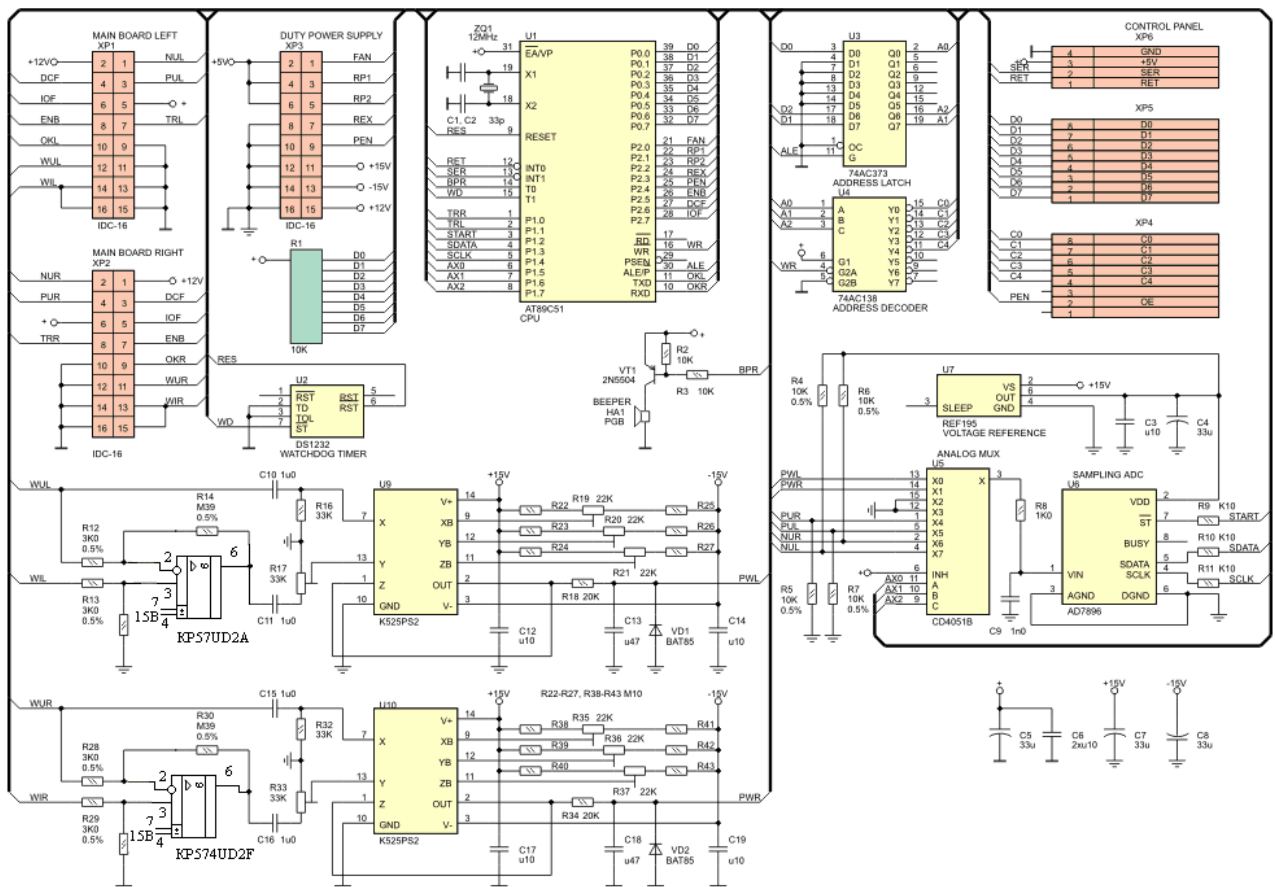


Рисунок 7 – Схема електрична принципова схеми процесора

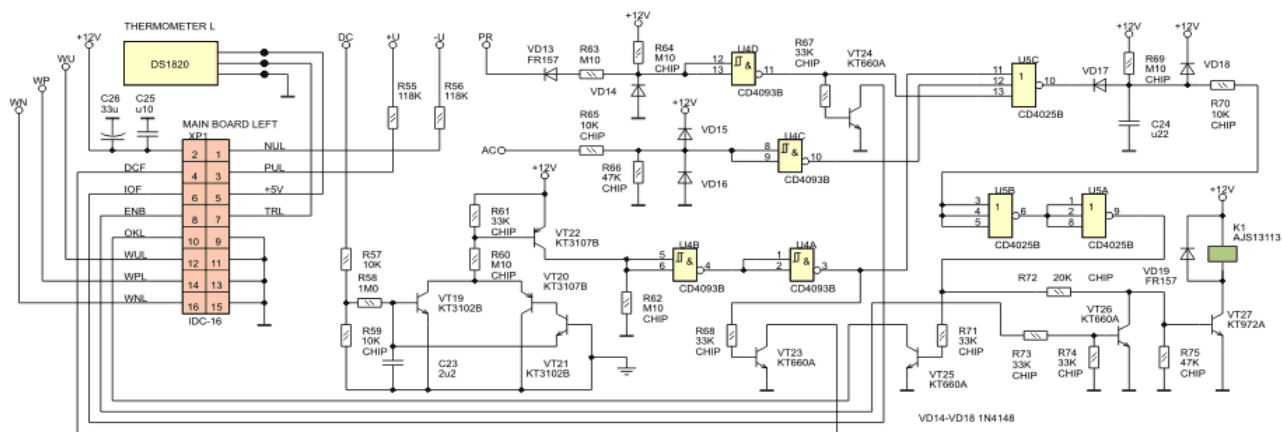


Рисунок 8 – Схема електрична принципова системи захисту

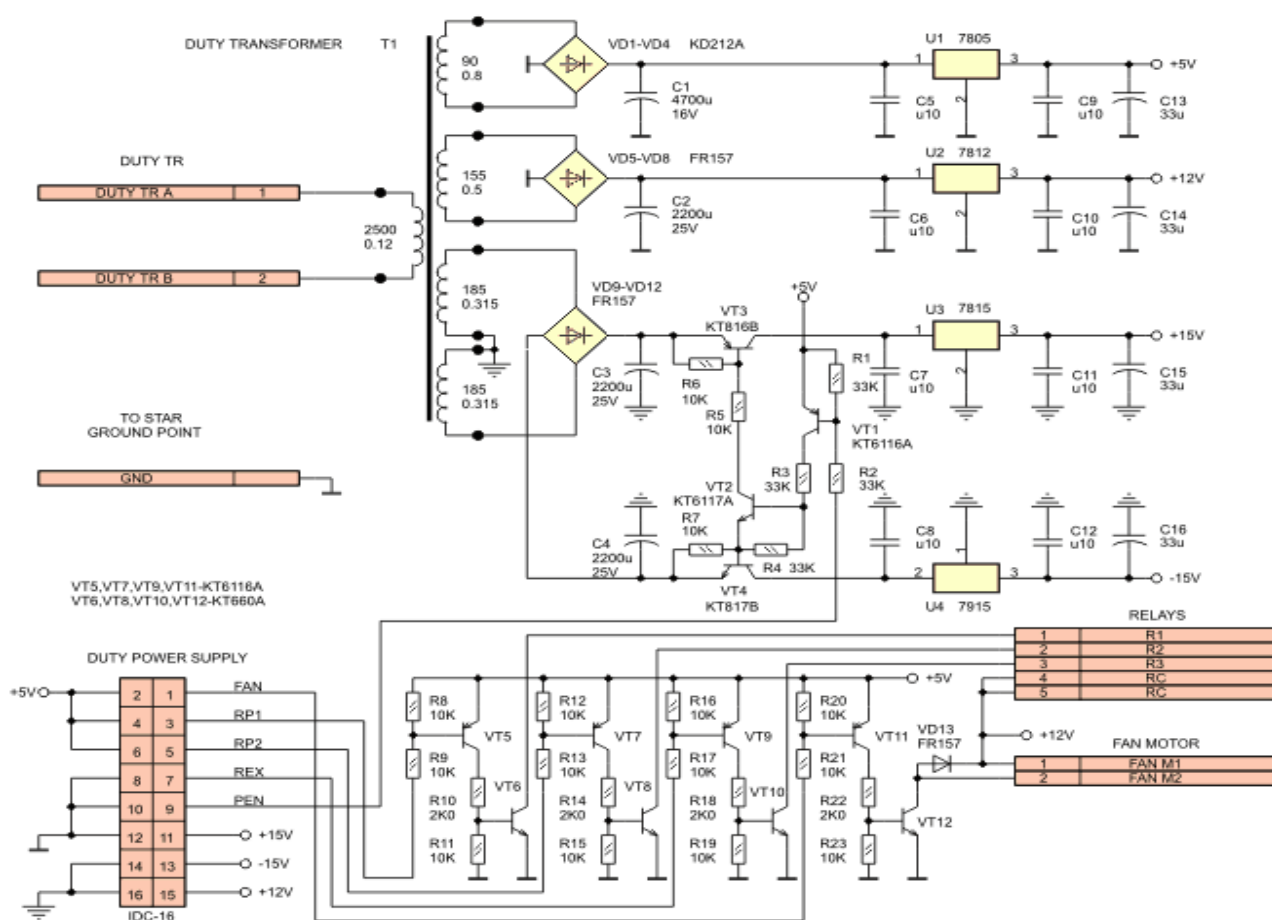


Рисунок 9 – Схема електрична принципова джерела живлення

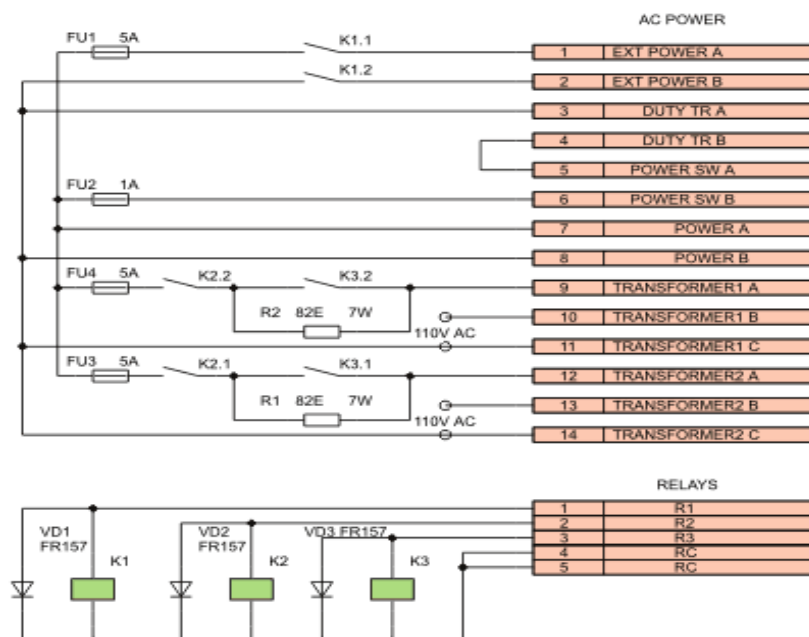


Рисунок 10 – Схема ввімкнень реле

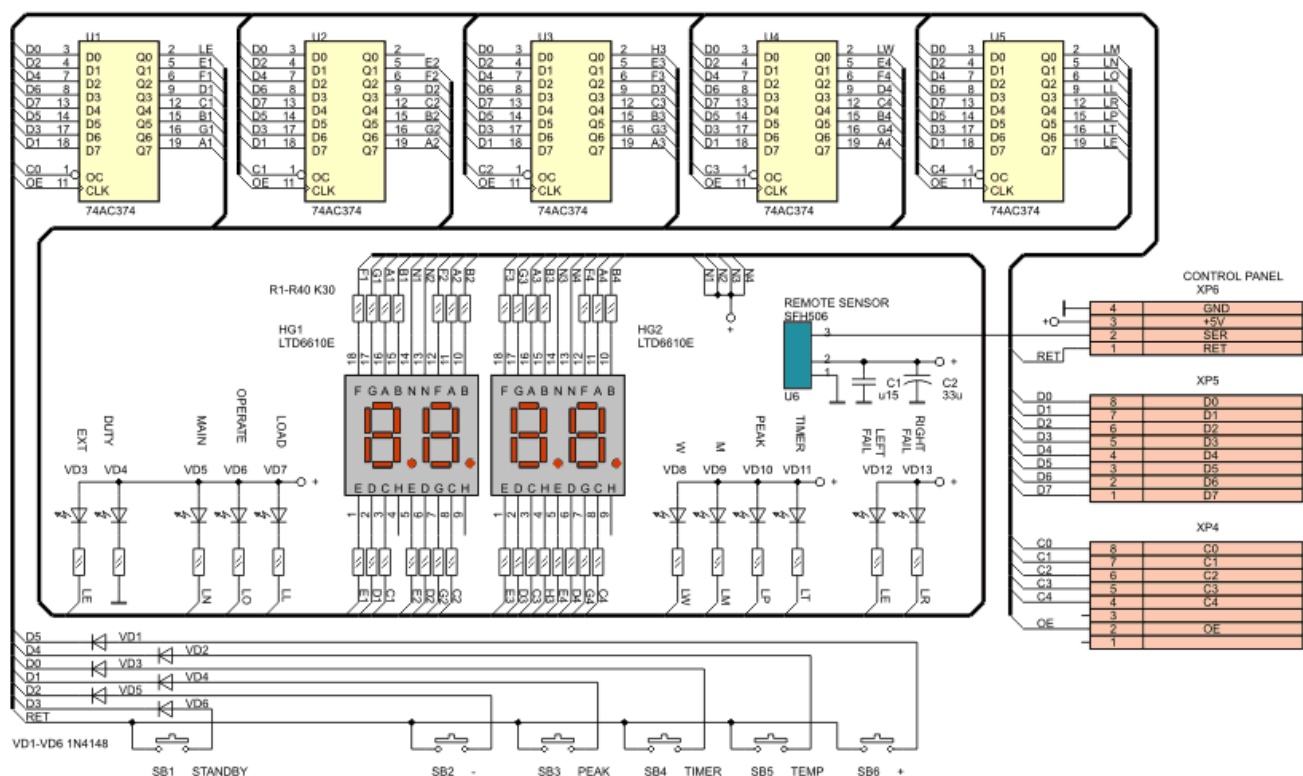


Рисунок 11 – Принципова схема блоку індикації

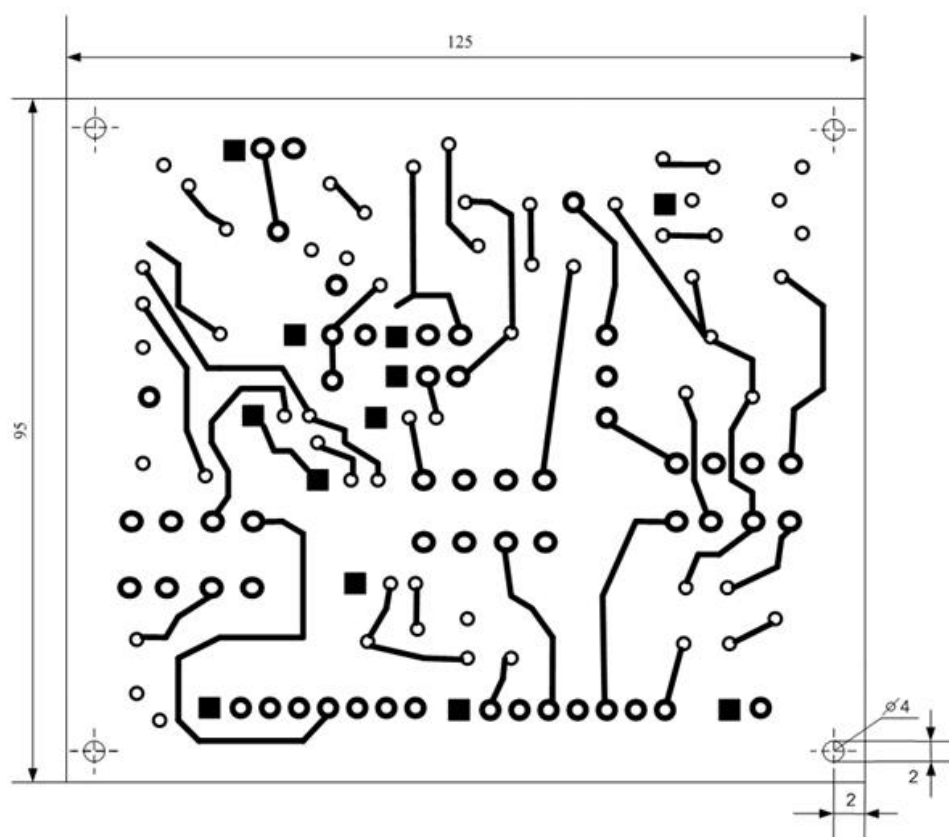


Рисунок 12 – Топологія друкованої плати вхідного підсилювача

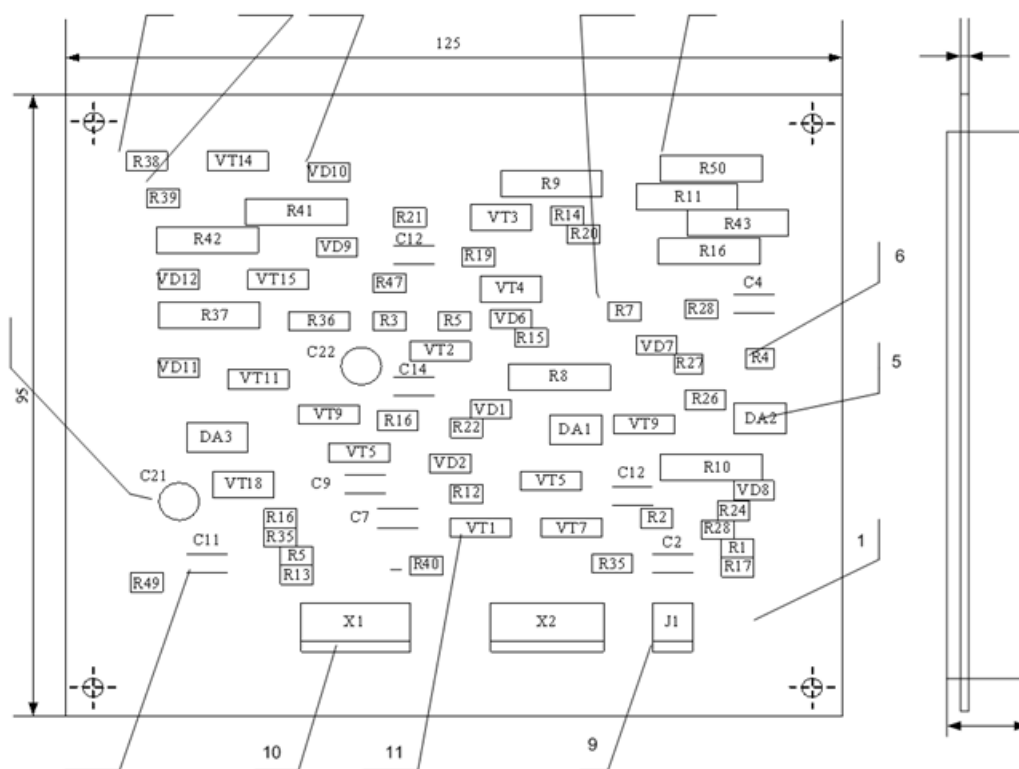


Рисунок 13 – Ескізне креслення встановлення елементів на друкованій платі вхідного підсилювача

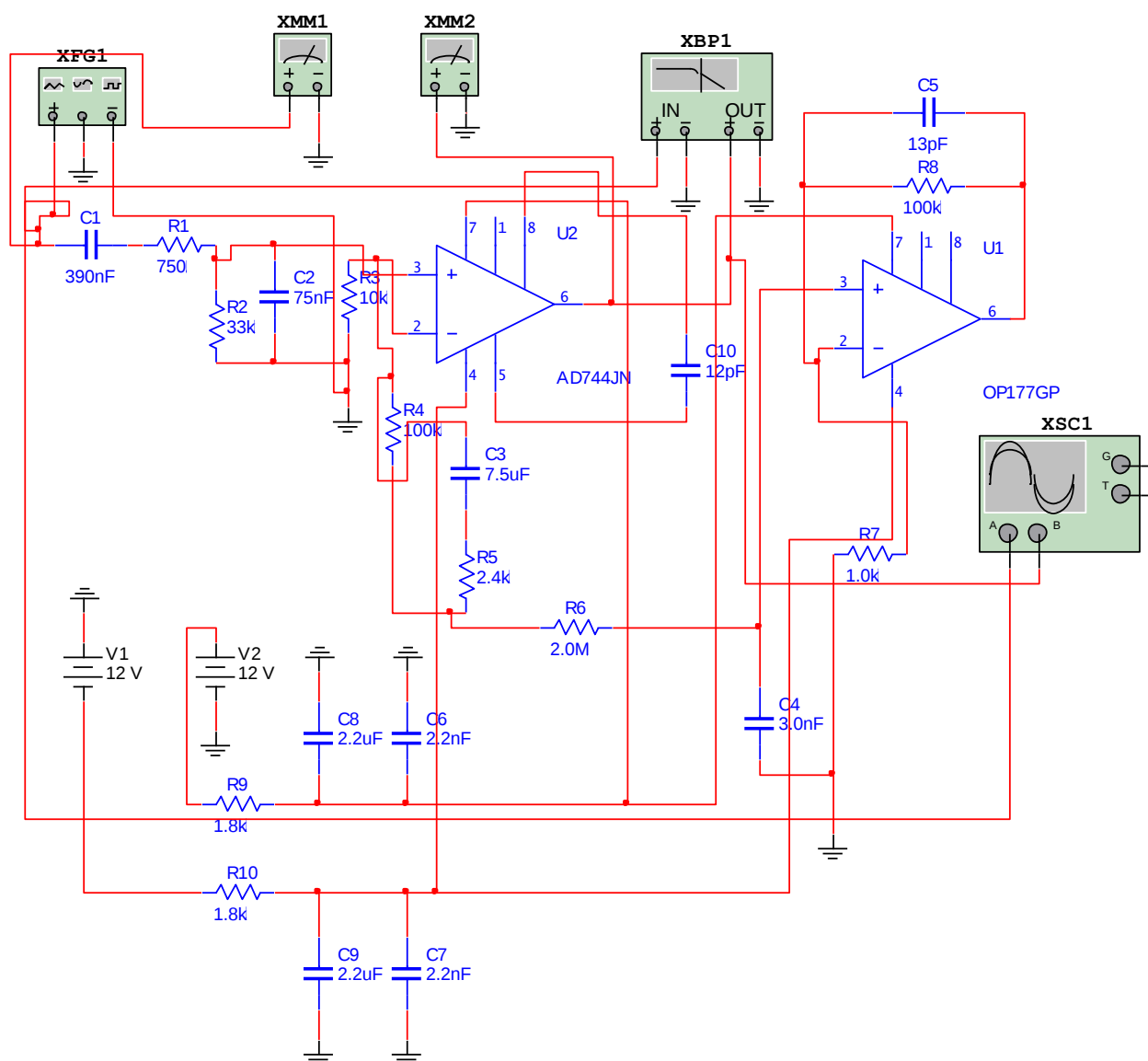


Рисунок 14 – Модель вхідного підсилювача на ОП AD744

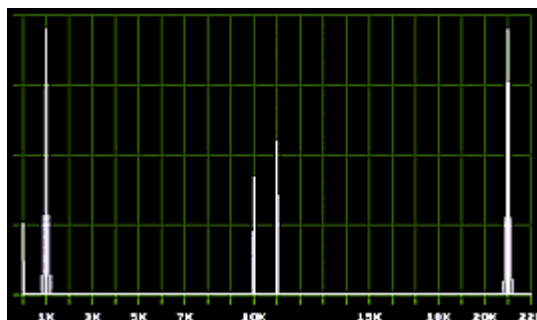


Рисунок 15 – Спектр сигналу на виході перемножувача

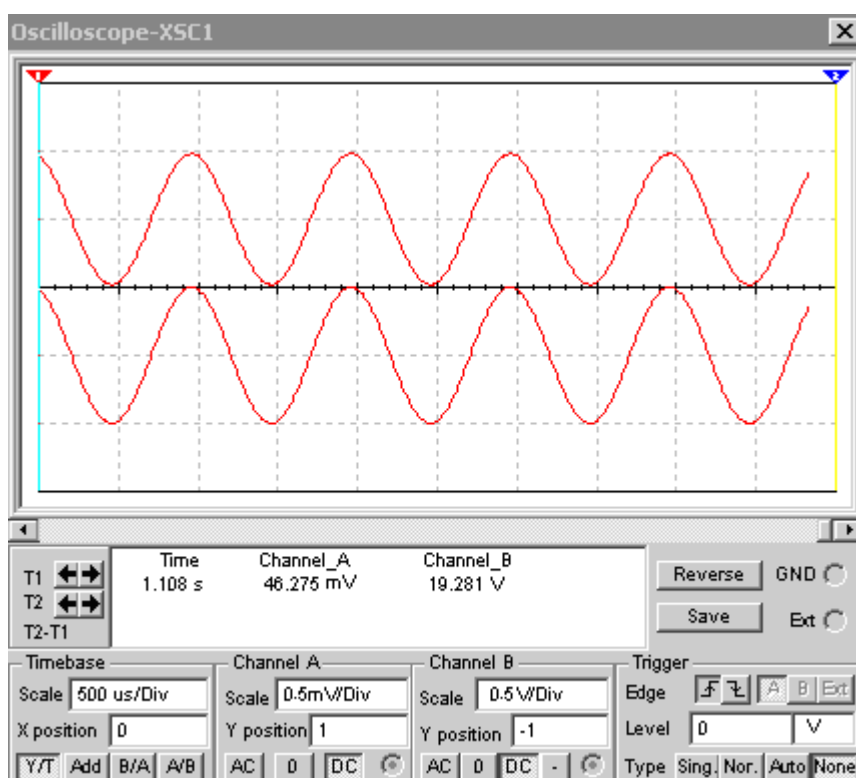


Рисунок 15 - Осцилограми сигналів

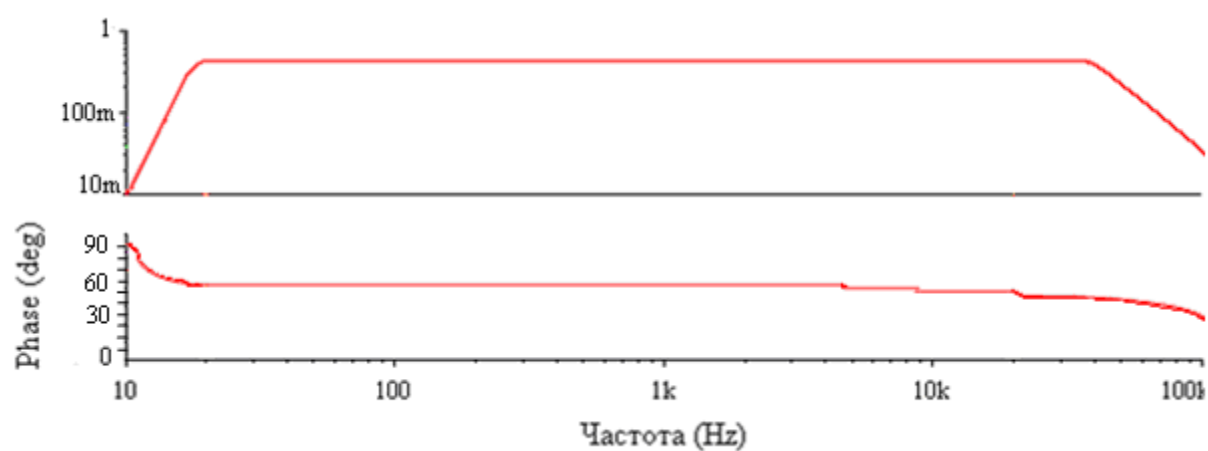


Рисунок 17 – АЧХ і ФЧХ вхідного підсилювача

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ
ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ З ЦИФРОВИМ РЕГУЛЮВАННЯМ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Мікроелектронний підсилювач потужності сигналів
звуків частот з цифровим регулюванням»

Тип роботи: _____ МКР _____
(БДР, МКР)

Підрозділ _____ ІРТС, ІЕС _____
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Turnitin

Оригінальність _____ 95,0% _____ Схожість _____ 5,0% _____

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

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

Особа, відповідальна за перевірку _____
(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)

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

Автор роботи

(підпис)

Євген АНТОНЕЦЬ
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)