

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіoeлектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«ВИСОКОЯКІСНИЙ МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ»

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

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Сухов Р.Б.

(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

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Сухову Ростиславу Борисовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот»

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 70 Вт, опір навантаження 4 Ом, коефіцієнт нелінійних спотворень не більше 0,05%, коефіцієнт частотних спотворень в області низьких і високих частот не більше 2,0 дБ; плавне регулювання гучності з глибиною не менше 50 дБ; глибина регулювання тембру по ВЧ та НЧ смугах має становити не менше ±12 дБ; співвідношення сигнал/шум 60 дБ; інтервал робочих температур -40 +80 °С.

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

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): структурна схема підсилювача; функціональна схема мостового включення ІМС TDA7294; електрична схема блоку вихідного підсилення; електрична схема блоку регулювання тембру; електрична схема блоку живлення; топологія друкованої плати вихідного підсилення; топологія друкованої плати блоку регулювання тембру; топологія друкованої плати блоку живлення; комп'ютерна схемотехнічна модель блоку регулювання тембру; результати моделювання частотних характеристик блоку регулювання тембру.

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)

Сухов Р.Б.

Керівник роботи


(підпис)

Семенов А.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.317

Сухов Р. Б. Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності звукових частот. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 176 Мікро- та наносистемна техніка, освітня програма - Мікро- та наносистемна техніка. – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 110 с. На українській мові. Бібліогр.: 35 назв; Табл. 14; Рис. 38 .

В магістерській кваліфікаційній роботі розроблено та досліджено високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності звукових частот на TDA7294 номінальної потужності 70 Вт і коефіцієнтом нелінійних спотворень 0,005%. Пристрій спроектовано з використанням інтегральних мікросхем іноземного виробництва. У магістерській кваліфікаційній роботі розроблено електричну структурну та електричну принципову схеми високоякісного мікроелектронного підсилювача, топологію друкованої плати. Розроблений варіант високоякісного мостового підсилювача потужності звукових частот задовольняє вимогам індивідуального завдання. Для перевірки вірності розрахунків проведено моделювання каскаду попереднього підсилення та регулятора тембру.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини.

Ключові слова: мікроелектроніка, підсилювач потужності, частотний діапазон, нелінійні спотворення.

ABSTRACT

Sukhov R. B. High-quality microelectronic power amplifier of sound frequencies. Master's qualification work in speciality 176 Micro- and nanosystems engineering, educational programme - Micro- and nanosystems engineering: VNTU, 2024. 110 p. In Ukrainian. Bibliography: 35 titles; Table 14; Fig. 38.

In the master's thesis, a high-quality microelectronic audio frequency power amplifier based on TDA7294 with a rated power of 70 W and a nonlinear distortion factor of 0.005% was developed and investigated. The device was designed using foreign-made integrated circuits. In his master's thesis, he developed the electrical structural and electrical schematic diagrams of a high-quality microelectronic amplifier and the topology of a printed circuit board. The developed version of a high-quality bridge power amplifier for audio frequencies meets the requirements of the individual task. To verify the accuracy of the calculations, the pre-amplification stage and the tone control were modelled.

The master's thesis also includes calculations of the economic part.

Keywords: microelectronics, power amplifier, frequency range, nonlinear distortion.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 ОСОБЛИВОСТІ МОСТОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ....	11
1.1 Класифікація підсилювачів потужності звукових частот.....	11
1.2 Основні параметри підсилювачів потужності звукових частот.....	13
1.3 Основні схеми підсилювачів потужності.....	15
1.4 Мостові схеми з різними типами з'єднання каскадів.....	18
1.5 Огляд мікросхем мостових підсилювачів	20
1.6 Висновки до розділу.....	30
2 МОСТОВИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ НА ІМС	31
2.1 Технічні проблеми створення високоякісних мікроелектронних підсилювачів сигналів звукових частот.....	31
2.2 Вибір елементної бази для мостового підсилювача	34
2.3 Обґрунтування схеми мостового підсилювача потужності на TDA7294.....	40
2.4 Висновки до розділу.....	43
3 ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ КАСКАДІВ ПРИСТРОЮ.....	44
3.1 Електричний розрахунок вузла змішування.....	44
3.2 Електричний розрахунок вхідного лінійного підсилювача	45
3.3 Електричний розрахунок лінійного регулятора тембру	47
3.4 Електричний розрахунок мікрофонного регулятора тембру	55
3.5 Електричний розрахунок попереднього лінійного підсилювача.....	57
3.6 Електричний розрахунок буферного підсилювача.....	59
3.7 Електричний розрахунок мікрофонного підсилювача	60
3.8 Висновки до розділу.....	62
4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ.....	63
4.1 Вибір моделюючої системи.....	63
4.2 Моделювання регулятора тембру	64
4.3 Висновки до розділу.....	67

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	68
5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки.....	68
5.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки	71
5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи	72
5.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором	85
5.5 Висновки до розділу.....	90
ВИСНОВКИ	91
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	93
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина	96
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	110

ВСТУП

Актуальність теми.

Підсилювачі потужності на ІМС призначені для підсилення потужності звукових сигналів. На вхід підсилювача подається сигнал, рівень якого збільшується з допомогою напруги живлення. При різних значеннях амплітуди (на виході вона повинна бути більшою) форма сигналу на вході та на виході має бути однаковою [1,2]. Проте все ж виникають деякі спотворення сигналу, які мають зводитись до мінімуму шляхом схемотехнічних рішень та підбором елементної бази [3,4].

Підсилювачі потужності, як правило, складаються з декількох каскадів, аналогічних по схемі каскадам попереднього і проміжного підсилення. Відмінність лише в тому, що вхідні і проміжні підсилювальні каскади працюють в режимі великого підсилення по струму або напрузі, а вихідні каскади – в режимі перетворення імпедансу при коефіцієнтах підсилення, близьких до 1 [5,6].

Мостові схеми включення застосовують в основному для збільшення максимальної вихідної потужності. Крім того, застосування таких схем спрощує побудову джерел живлення (вони створюють симетричні струмові пульсації по колах живлення з подвоєною частотою сигналу). Це актуально для підсилювачів типу ППТ і не тільки [7]. Крім того мостові підсилювачі не викликають появи сильноточних сигнальних струмів по "спільному проводу", що набагато покращує сумісність вузлів в багатоканальній (наприклад, стерео) апаратурі [8].

До переваг симетричних мостових схем можна віднести і те, що без переробки їх можна використовувати в схемах як з балансним, так і небалансним входом. До того ж симетричні мостові схеми відрізняються зменшеним рівнем парних гармонік. Дані схеми включення мають також недоліки, на які потрібно звертати увагу при виборі. До недоліків можна віднести: при збільшенні ККД і вихідної потужності також збільшується рівень шумів, і відповідно,

зменшується якість звуковідтворення; необхідність точного підбору номіналів схеми [9, 10]. Не варто також забувати, що декларована потужність мікросхеми видається тільки при застосуванні дуже якісного джерела живлення, що стосується і мостової схеми включення [11, 12]. Вітчизняні електромережі є дуже нестабільними, тому слід застосовувати спеціальні трансформатори і стабілізатори [13, 14].

Аналіз варіантів вирішення поставленої задачі

Перший варіант характерний для апаратури класу High-End. Підсилювачі звукових частот (ПЗЧ) в більшості випадків будуються на електронних лампах за простими схемними рішеннями. Висока якість звуковідтворення досягається головним чином за рахунок оптимального вибору режимів активного елемента (АЕ) [15, 16]. Як правило, АЕ працює в режимі класу А, при цьому застосовується високоякісна дорога елементна база. Даний підхід має суттєві недоліки: підсилювачі дуже дорогі, споживають велику потужність, низькі об'єктивні показники тощо [17, 18].

Другий варіант характерний для апаратури Hi-Fi, що призначена для широкого кола споживачів. Останні розробки побудовані за традиційними схемними рішеннями: двотактний вихідний каскад працює в режимі класу А або АВ, корекція нелінійних спотворень проводиться за допомогою введення від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ). Даний підхід зумовлює ряд протирічних проблем, що виникають перед розробниками. Розв'язанням цих проблем є компроміс між покращенням і погіршенням різних параметрів та характеристик ПЗЧ [19, 20].

Третій варіант передбачає альтернативні підходи, що дають можливість створити підсилювач сигналів звукових частот з кращими техніко-економічними показниками, тобто отримати краще співвідношення між ціною і якістю. Основний недолік такого методу полягає у тому, що невідомо, чи окупляться затрати на нову розробку, і чи оптимальним є обраний шлях [21, 22].

Мета, об'єкт і предмет дослідження.

Метою роботи є дослідження особливостей мостових підсилювачів потужності на інтегральних мікросхемах.

Об'єкт дослідження – процеси перетворення потужності сигналів звукових частот в мостових підсилювачах.

Предмет дослідження – параметри і характеристики високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот.

Задачі дослідження

Для досягнення поставленої мети в роботі вирішені такі задачі:

1. Аналіз сучасного стану сенсорів дотику
2. Розробити структурну схему структурну схему високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот.
3. Виконати електричні розрахунки і розробити електричну схему високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот.
4. Отримати результати комп'ютерного дослідження високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот.
5. Здійснити розрахунки економічної частини.

Методи дослідження

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

Новизна одержаних результатів

Нова електрична схема та конструкція високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот.

Обсяг і структура магістерської кваліфікаційної роботи

Магістерська кваліфікаційна робота складається зі вступу, п'ять розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Робота містить 14 таблиць, 38 рисунка та 35 літературних джерел.

1 ОСОБЛИВОСТІ МОСТОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ

1.1 Класифікація підсилювачів потужності звукових частот

Однією з найбільш важливих класифікацій є поділ підсилювачів за класами роботи. Це визначає не лише ефективність підсилювача, а й його вплив на якість звуку, теплові характеристики та енергоспоживання. Підсилювачі класу А є найпростішими за конструкцією і забезпечують високу лінійність, що дозволяє досягти високої якості звуку. Однак вони мають низький коефіцієнт корисної дії і значне тепловиділення, оскільки транзистори працюють в активному режимі протягом всього циклу. Вони зазвичай застосовуються в аудіофільських пристроях, де важлива найвища якість звуку, але за рахунок енергоефективності.

Підсилювачі класу В, в свою чергу, дозволяють знизити теплові втрати, оскільки транзистори працюють тільки на половину циклу сигналу. Однак такий підхід призводить до виникнення спотворень на перехідних ділянках сигналу, що може позначатися на якості звуку. Підсилювачі класу АВ є компромісним варіантом між класами А і В: вони намагаються поєднати високу лінійність класу А та енергоефективність класу В. Ці підсилювачі широко використовуються в побутових аудіосистемах і професійних звукових системах, де важливо поєднувати високу якість звуку та енергоефективність [7].

Що стосується підсилювачів класу D, то вони працюють на принципі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що дозволяє досягти високої ефективності та зниження тепловиділення. Підсилювачі класу D можуть досягати ефективності до 90-95%, що робить їх ідеальними для використання в портативних пристроях і мобільних аудіосистемах. Однак вони можуть бути схильні до спотворень високочастотної ШІМ, що вимагає використання фільтрації для зменшення цих спотворень [5, 9].

Іншим важливим параметром класифікації підсилювачів є конфігурація вихідної схеми. У підсилювачах із єдиним вихідним каскадом сигнал проходить

через один транзистор або інший активний елемент. Вони простіші в конструкції та часто використовуються в недорогих або компактних пристроях. Більш складні схеми, такі як підсилювачі з дво- або багатокаскадною схемою, дозволяють досягти вищої потужності та більшої лінійності. Такі схеми часто застосовуються в професійних аудіосистемах або в підсилювачах високої потужності [12, 13].

Також важливим є критерій за вихідною потужністю. Підсилювачі низької потужності (менше 1 Вт) застосовуються в мобільних пристроях і навушниках, де важливі компактність і енергоефективність. Підсилювачі середньої потужності (від 1 до 100 Вт) використовуються в побутових аудіосистемах, автомобільних аудіосистемах і мініатюрних портативних колонках. Підсилювачі високої потужності (більше 100 Вт) необхідні для забезпечення роботи потужних акустичних систем, таких як професійне звукове обладнання для концертів або кінотеатрів, де важливо досягти гучності без спотворень [17].

Крім того, підсилювачі можна класифікувати за специфікою їх застосування. Підсилювачі звукових частот для аудіофільських пристроїв зазвичай забезпечують високу якість звучання, мінімальні спотворення та працюють на високій лінійності, в той час як підсилювачі для автомобільних систем або портативних пристроїв часто орієнтовані на енергоефективність і компактність. У професійних аудіосистемах підсилювачі забезпечують високі рівні потужності, здатні працювати при великих навантаженнях і зберігати високу якість сигналу [23].

Ще одним важливим аспектом є класифікація підсилювачів за типом підсилювальних елементів. Транзисторні підсилювачі використовуються найчастіше через свою простоту, дешевизну та доступність. Вони можуть бути виконані на базі біполярних транзисторів або польових транзисторів. Для високоякісних аудіосистем часто використовуються лампові підсилювачі, які надають особливий характер звучання, але вони менш енергоефективні і більш громіздкі [24].

У сучасних підсилювачах також часто використовуються інтегральні схеми

(IC), що дозволяє зменшити розміри пристроїв, знизити вартість виробництва і покращити надійність. Інтеграція декількох функцій на одному чіпі дозволяє створювати компактні, але потужні системи для широкого спектра застосувань, від мобільних пристроїв до професійного звукового обладнання [25].

1.2 Основні параметри підсилювачів потужності звукових частот

Одним з основних параметрів є вихідна потужність. Вона характеризує максимальну потужність, яку підсилювач може видавати на навантаження (акустичну систему) без спотворення звуку або пошкодження компонентів. Вихідна потужність вимірюється в ватах (Вт) і залежить від характеристик схеми підсилювача, типу підсилювальних елементів і напруги живлення. Для побутових підсилювачів, як правило, досить потужності в межах від кількох ват до десятків ват, в той час як професійні аудіосистеми можуть мати підсилювачі з потужністю до сотень ват або навіть більше. Збільшення вихідної потужності забезпечує можливість відтворення більш гучного звуку без спотворень.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) є важливим параметром, що характеризує енергоефективність підсилювача. Він визначає, яка частина потужності, що споживається підсилювачем, перетворюється на корисний звуковий сигнал. Високий ККД є важливим для зниження теплових втрат, що дозволяє використовувати підсилювачі в компактних і мобільних пристроях, де обмежена здатність до охолодження. Наприклад, підсилювачі класу D мають значно вищий ККД (до 90-95%) порівняно з підсилювачами класу A, що мають низький ККД і значне тепловиділення.

Коефіцієнт нелінійних спотворень (THD — Total Harmonic Distortion) описує рівень спотворень, які виникають в процесі підсилення сигналу. Ці спотворення можуть сильно впливати на якість звуку, зокрема, вносячи небажані гармоніки, що змінюють характер звуку. Чим нижчий коефіцієнт THD, тим менш помітні ці спотворення, і тим чистіший звук відтворюється. Для високоякісних підсилювачів цей параметр зазвичай не перевищує 0,1-0,5%. Для аудіофільських

підсилювачів навіть менші значення є критичними для забезпечення максимально чистого звуку.

Відношення сигнал/шум (SNR — Signal to Noise Ratio) є важливим параметром, що характеризує співвідношення рівня корисного сигналу до рівня шуму, який генерується підсилювачем. Чим вище значення цього параметра, тим менше помітні електронні шуми, що додаються до сигналу. Високе значення SNR забезпечує чистоту звуку без фонового шуму, що є важливим для професійних і високоякісних аудіосистем. У сучасних підсилювачах цей параметр може досягати 90-120 дБ, що дозволяє забезпечити практично повну відсутність шуму при відтворенні звуку.

Імпеданс виходу визначає опір підсилювача, з яким він буде взаємодіяти з підключеною акустичною системою. Зазвичай для більшості аудіосистем вихідний імпеданс підсилювачів становить 4, 6 або 8 Ом. Вибір імпедансу виходу залежить від характеристики підключених динаміків. Якщо імпеданс підсилювача і акустичної системи не співпадають, це може призвести до зниження ефективності роботи системи або до перевантаження підсилювача, що може його вивести з ладу.

Чутливість входу визначає мінімальний рівень вхідного сигналу, при якому підсилювач може працювати на необхідному рівні потужності. Це важливий параметр для налаштування підсилювача для роботи з різними джерелами звуку. Висока чутливість входу дозволяє використовувати підсилювач з різними типами джерел сигналу, такими як плеєри, комп'ютери або мікрофони, без необхідності додаткових підсилювачів.

Стабільність роботи підсилювачів потужності визначається їх здатністю працювати при змінних навантаженнях, перепадах температури або підвищеному рівні сигналу. Підсилювач повинен бути здатний стабільно працювати в умовах змінних навантажень, без перегріву або виходу з ладу. Для цього часто використовують системи захисту від коротких замикань, перегріву, перевантаження і зворотної полярності.

1.3 Основні схеми підсилювачів потужності

Підсилювачі потужності мають ряд показників, основними з яких є вихідна потужність, коефіцієнт підсилення потужності та коефіцієнт корисної дії. Крім того, підсилювачі потужності характеризуються діапазоном робочих частот, амплітудно-частотною характеристикою, рівнем нелінійних спотворень і власних шумів. При заданій вихідній потужності електричний режим підсилювача потужності тим ефективніший, чим вищий ККД і коефіцієнт підсилення потужності. Однак умови, що відповідають максимальним значенням того і другого показника, не співпадають. Це призводить до необхідності рішення задачі оптимізації режиму підсилювача потужності, тобто визначення компромісних умов, при яких забезпечується найбільш вигідне співіснування енергетичних характеристик з врахуванням граничних експлуатаційних параметрів транзисторів.

Вхідний каскад. Вхідні каскади звичайно реалізуються по диференціальній схемі. Їх властивості (зокрема, динамічний діапазон) визначаються в основному сильносигнальними властивостями всього підсилювача на високих частотах (максимально допустима швидкість наростання сигналу).

Вихід диференціальних підсилювачів доцільно виконувати симетричним, використовуючи струмове дзеркало або другий диференціальний каскад. Це дозволяє одержувати максимальний коефіцієнт підсилення v_u , великий коефіцієнт послаблення синфазних складових (КОСС), рівний $2g_m R_o$ (в емітерних джерелах струму замість R_o підставляється I_o). До переваг диференціальних каскадів слід віднести також ефективність температурної компенсації і низький рівень власного шуму. Джерела струму навантаження T_L (замість опорів навантаження R_L) дозволяють одержувати великі коефіцієнти підсилення по напрузі, а емітерні опори R_E транзисторів T_1 і T_2 збільшують динамічний діапазон каскаду. Підвищена під впливом ефекту Міллера ємність переходу колектор-база C_{BC} транзисторів T_1 і T_2 може бути зменшена

застосуванням каскодної схеми.

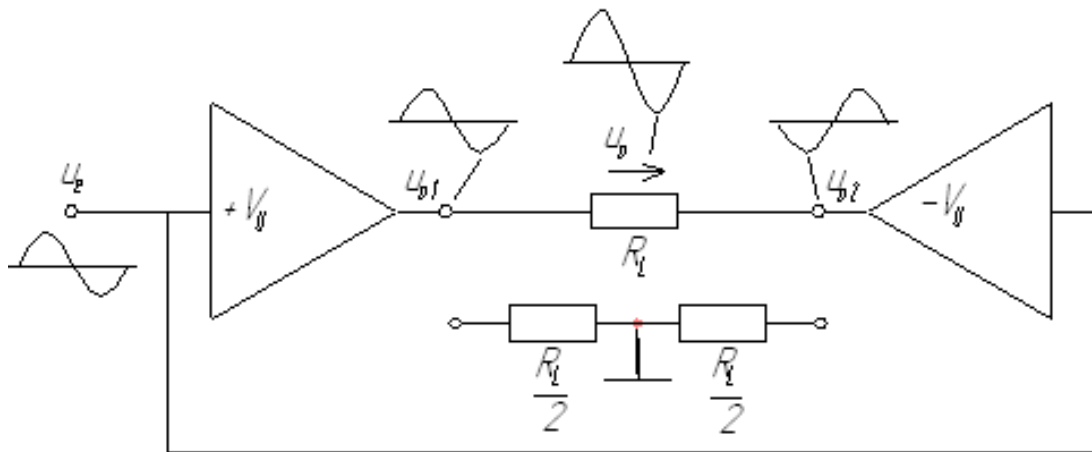
Коректуюча ємність C_k визначає частотну характеристику підсилення в режимі холостого ходу, тобто частоту одиничного підсилення і максимальну швидкість наростання сигналу.

Проміжний каскад. Проміжний каскад є другим каскадом підсилення напруги. Він же служить джерелом напруги зсуву робочої точки для крайового каскаду ΔU . Основну проблему в схемах, де проміжний каскад є джерелом напруги зсуву ΔU для крайових каскадів, представляє задача забезпечення термічної стабільності біполярних транзисторів у вихідних каскадах. При постійній напрузі зсуву ΔU температурна залежність напруги переходу база-емітер (U_{BE}) спричиняє вельми небажаний термічний позитивний зворотний зв'язок. Необхідно відзначити, що польові транзистори володіють властивістю самостабілізації.

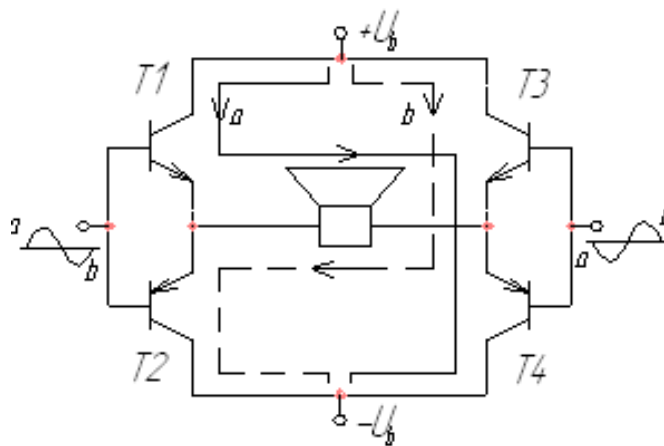
В підсилювачах з підвищеними вимогами опір навантаження R_L є джерелом струму навантаження I_{02} .

Вихідний каскад. Вихідний каскад служить підсилювачем струму і в загальному вигляді може розглядатися як перетворювач імпедансу, що узгоджує низькоомний вихід каскаду з опором навантаження (повторювач напруги з коефіцієнтом підсилення $v_u = 1$). Потужність вихідних каскадів лежить звичайно в межах від 50 мВт до 100 Вт і більш, тому при розрахунку підсилювачів завжди слід враховувати розсіювану транзисторами потужність. Застосовувати лінійні еквівалентні схеми заміщення для аналізу таких схем можна лише вельми умовно, оскільки параметри транзисторів залежать від струму.

Мостовий підсилювач НЧ від звичайного відрізняється тим, що два однакові підсилювачі (порівняйте зі стереофонічним) працюють на спільне навантаження, котре включене між їхніми вихідними каскадами. Природно, що на вхід другого каскаду сигнал повинен проходити в протифазі. Тоді в кожен момент часу під дією вхідного сигналу попарно будуть відкриті транзистори T_1 , T_4 або T_2 , T_3 .



а)



б)

Рисунок 1.1 – Мостова схема вихідного каскаду (а), розподіл струмів (б) [3]

В результаті навантаження виявиться включеним між виводами джерела напруги живлення $+U$ та $-U$. На навантаженні буде діяти різниця потенціалів вдвічі більша, ніж у першому випадку. На рис.1.1 зображено мостову схему включення. Гучномовець може підключатися безпосередньо до мостової схеми навіть при однополярному живленні, оскільки потенціал спокою обох виходів однаковий (звичайно $U_v = U_B/2$). Середня точка опору навантаження R_L повинна бути заземлена, оскільки каскади працюють в протифазі.

У цій схемі кожен каскад має навантаження $R_L/2$, вихідний сигнал виходить симетричним відносно землі (навантаження підключено безпосередньо, не потрібен конденсатор зв'язку). Вихідна напруга u_a на

навантаженні

$$u_a = u_1 - u_{a2} = 2v_u \cdot u_e,$$

$$\hat{u}_{a\max} = 2\hat{u}_{a1,\max}.$$

Виявляється вдвічі більше, ніж напруга кожного каскаду відносно землі. Отже, при одній і тій же напрузі живлення U_B вихідна потужність на навантаженні R_L виходить в 4 рази більшою.

Для ідеального транзистора при $R_s=0$

$$P_{L,eff} = \frac{U_B^2}{2R_L}, \quad (1.1)$$

$$\hat{u}_L = U_B, i_L = \frac{U_B}{R_L}, \quad (1.2)$$

Для транзистора з кінцевим опором насичення R_s

$$P_{L,eff} = \frac{U_B^2}{2} \cdot \frac{R_L}{(R_L + 2R_s)^2}, \quad (1.3)$$

$$\hat{u}_L = U_B \cdot \frac{R_L}{R_L + 2R_s}, \quad i_L = \frac{U_B}{R_L + 2R_s}. \quad (1.4)$$

1.4 Мостові схеми з різними типами з'єднання каскадів

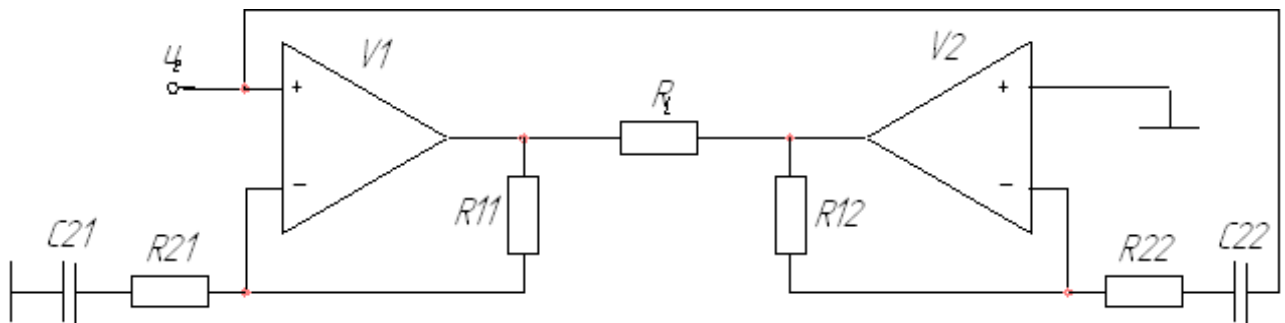
Послідовне з'єднання каскадів (рис.1.2, а).

При такій схемі з'єднання каскадів підсилення перший каскад V_1 працює як неінвертуючий, другий V_2 – як інвертуючий. Коефіцієнт підсилення першого

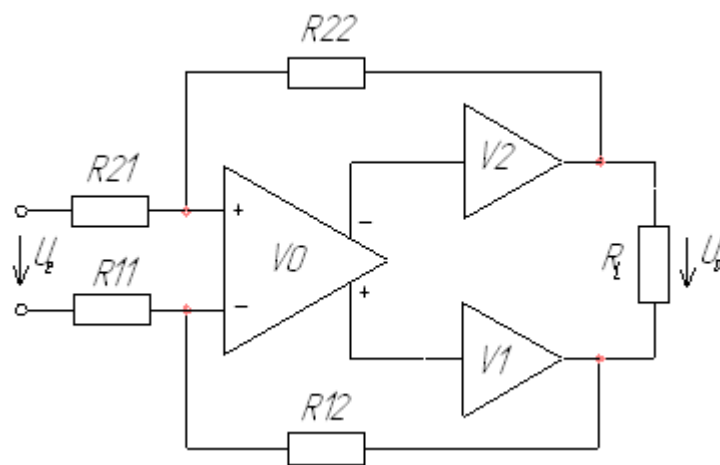
каскаду встановлюється шляхом підбору R_{11} та кола R_2 - C_2 (підбирається імпеданс Z_2). Коефіцієнт підсилення другого каскаду визначається параметрами кола зворотного зв'язку R_{12} та R_2 - C_2 .

Коефіцієнти підсилення кожного каскаду

$$v_{U1} = \frac{R_{11} + Z_2}{Z_2}, \quad v_{U2} = -\frac{R_{12}}{Z_2}. \quad (1.5)$$



а)



б)

Рисунок 1.2 – Мостові схеми підсилювачів з диференціальними входами: послідовне збудження (а), паралельне збудження (б), модифікований варіант послідовного збудження (в)

Недолік цієї схеми полягає в тому, що на другий каскад сигнали поступають вже спотвореними першим каскадом. Це ж відноситься й до модифікованої схеми послідовного з'єднання каскадів на рис.1.2, в, в якій, між

каскадами ввімкнений додатковий опір R_K .

Паралельне з'єднання каскадів (рис.1.2, б).

Обидва каскади підсилення ($V1$ и $V2$) отримують вхідний сигнал u_e одночасно. Каскад $V1$ працює як неінвертуючий, $V2$ – як інвертуючий. У випадку ідеальних підсилювачів коефіцієнт підсилення по напрузі виходить таким же, як при послідовному з'єднанні каскадів.

Перевага з'єднання каскадів підсилення за симетричною мостовою схемою полягає в тому, що загальне підсилення в обох гілках однакове

$$U_a = \frac{R_{12} + R_{22}}{R_{11} + R_{21}} \cdot U_e. \quad (1.6)$$

Схема допускає підключення й незаземлених джерел сигналу.

1.5 Огляд мікросхем мостових підсилювачів

Одноканальні підсилювачі

Мікросхема TDA7256 компанії SGS Thomson – мостовий підсилювач потужності класу АВ, що має захист від короткого замикання на виході, замикання виходу на землю, замикання виходу на напругу живлення; диференціальний вхід, режими Mute и Stand By. Може працювати на навантаження опором 4 або 2 Ом.

Основні характеристики TDA7256:

Напруга живлення, В	8...18 (тип. 14,4)
Струм споживання за відсутності сигналу, мА	80
Вхідний опір, кОм	50
Максимальна вихідна потужність($K_T=10\%$), Вт:	
$R_H=4$ Ом	22

$R_H=2 \text{ Ом}$ 30

Номінальна вихідна потужність($K\Gamma=0,5\%$), Вт:

$R_H=4 \text{ Ом}$ 18

$R_H=2 \text{ Ом}$ 25

Мікросхема виконана в корпусі Multiwatt 11, добре кріпиться на радіатор, фланець електрично з'єднаний зі спільним проводом, проте через це до радіатора її потрібно приєднувати через слюдяний ізолятор.

Схема включення показана на рис.1.4.

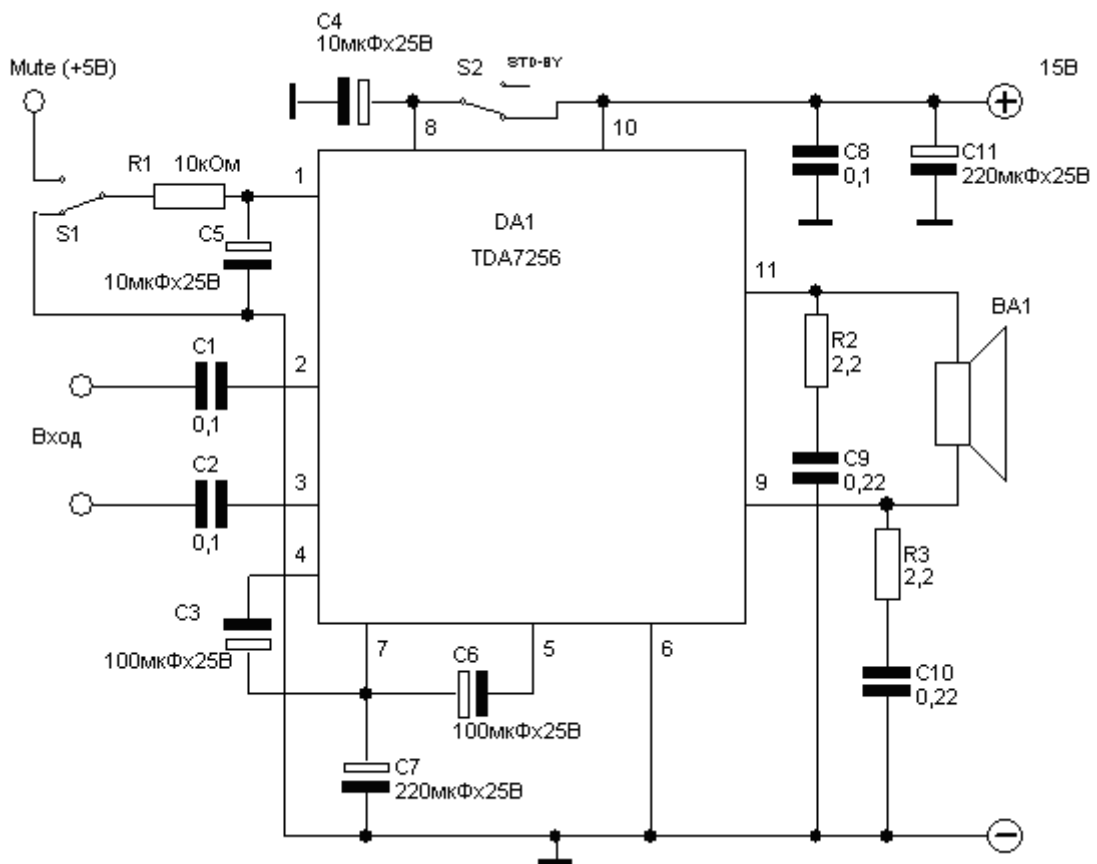


Рисунок 1.4 – Схема включення TDA7256

Мікросхема TDA2050 - мостовий підсилювач класу АВ. Від попередньої мікросхеми відрізняється вищою вихідною потужністю. Мікросхема також оснащена захистом від короткого замикання на виході, термальним захистом.

Основні характеристики TDA2050:

Напруга живлення, В $\pm 4.5 \dots 25$ (тип. ± 22)

Струм споживання за відсутності сигналу, мА	50
Вхідний опір, кОм	500
Максимальна вихідна потужність(КГ=10%), Вт:	35
Номінальна вихідна потужність(КГ=0,5%), Вт:	28
Діапазон відтворюваних частот, Гц	20...80000

Схема включення показана на рис.1.5.

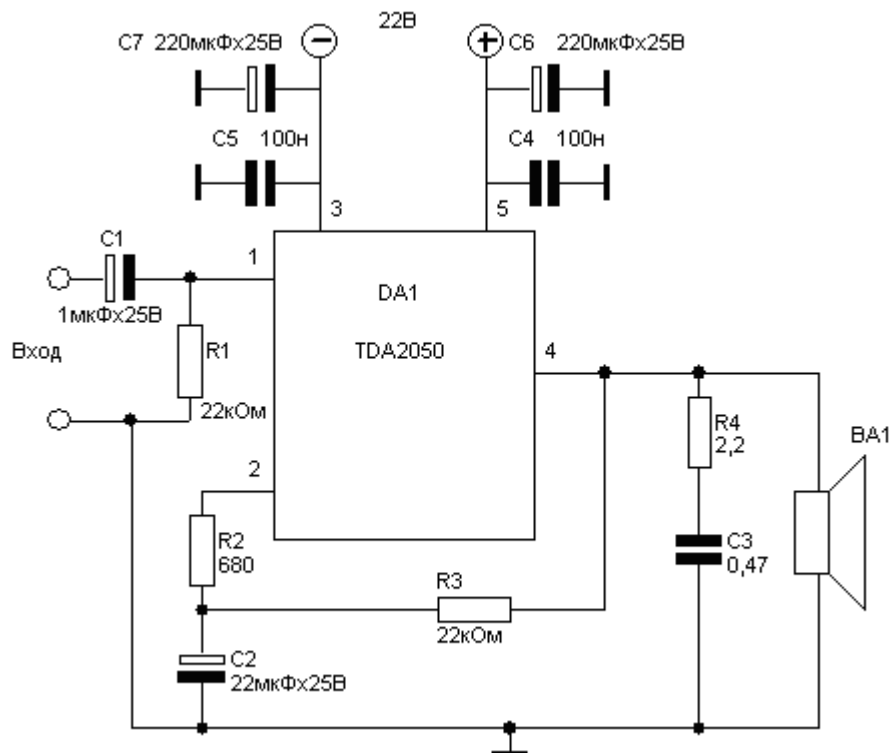


Рисунок 1.5 – Схема включення TDA2050

Мікросхема виконана в корпусі Pentawatt V. За даними виробника коефіцієнт гармонік при вихідній потужності 24 Ват складає всього 0,03%.

Двоканальні підсилювачі.

Їхніми перевагами є малий розмір підсилювача, менша вартість в порівнянні з одно канальними підсилювачами. Проте є і недоліки. Через більшу потужність вони більше нагріваються, знижується ККД.

Мікросхема TDA1557Q від Philips Semiconductors є мостовим підсилювачем класу AB. Має захист від короткого замикання виходу та

перегріву. Реалізований режим Mute. Випускається в корпусі DBS13P.

Основні характеристики TDA1557Q:

Напруга живлення, В	8...18(тип. 14,4)
Струм споживання за відсутності сигналу, мА	80
Вхідний опір, кОм	30
Максимальна вихідна потужність(КГ=10%), Вт:	22
Номінальна вихідна потужність(КГ=0,5%), Вт:	17
Діапазон відтворюваних частот, Гц	20...15000

Схема включення зображена на рис.1.6.

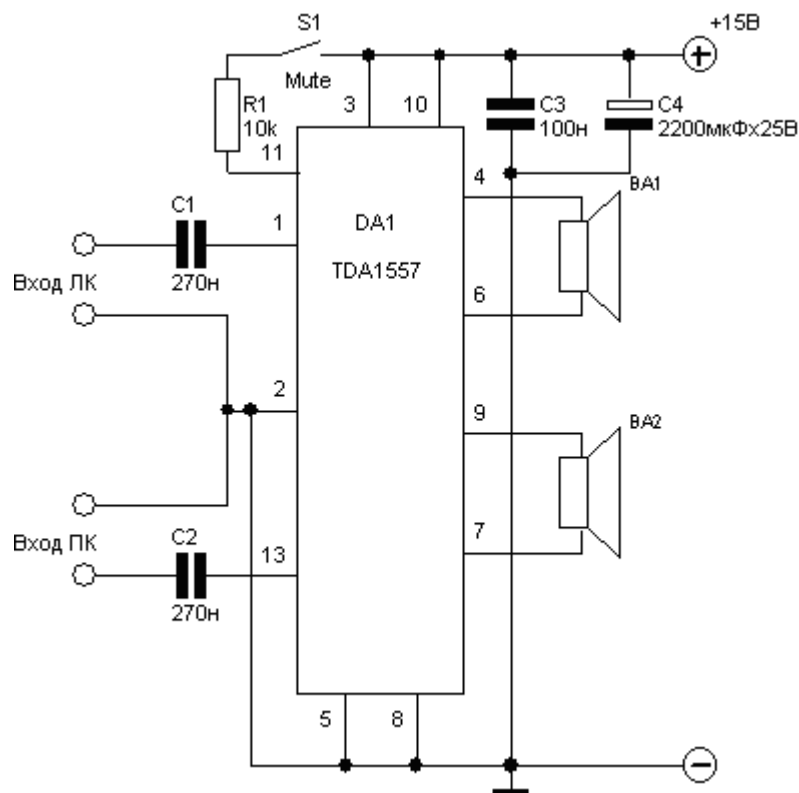


Рисунок 1.6 – Схема включення TDA1557

Мікросхема TA8210 виробництва компанії Toshiba. Мостовий підсилювач потужності, має захист від короткого замикання на виході, від замикання виходу на землю та плюс живлення. Також є захист від перегріву. Реалізовані функції Mute и StandBy. Мікросхема зроблена в корпусі HZIP17-P.

Основні характеристики TA8210:

Напруга живлення, В	9...18 (тип.14.4)
Струм споживання за відсутності сигналу, мА	120
Вхідний опір, кОм	30
Максимальна вихідна потужність(КГ=10%), Вт:	22
Номінальна вихідна потужність(КГ=0,5%), Вт:	15
Діапазон відтворюваних частот, Гц	20...20000

Схема включення показана на рис.1.7.

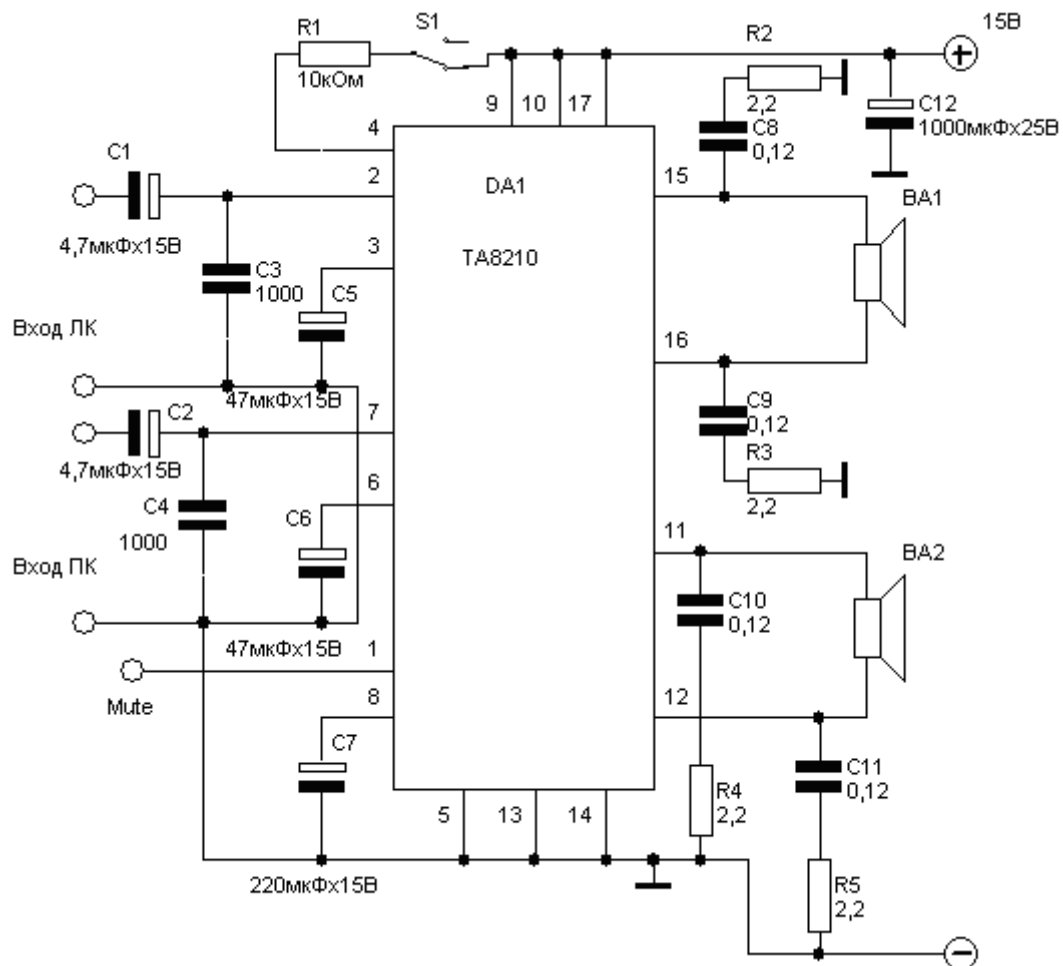


Рисунок 1.7 – Схема включення TA8210

Чотириканальні підсилювачі призначені для автомобільного використання.

TDA7560 виробництва SGS-Thomson. Мостовий підсилювач потужності

класу АВ, має захист від короткого замикання на виході, від замикання виходу на землю та плюс живлення, захист від перегріву. Реалізовані функції Mute и StandBy. Також практично повна відсутність навісних елементів (рис.1.8). Дуже добре мікросхема працює на навантаження 2 Ом. Випускається в корпусі Flexiwatt25.

Основні характеристики TDA7560:

Напруга живлення, В	8...18 (тип. 14,4)
Струм споживання за відсутності сигналу, мА	200
Вхідний опір, кОм	100
Максимальна вихідна потужність($KГ=10\%$), Вт:	
$R_H = 4 \text{ Ом}$	30
$R_H = 2 \text{ Ом}$	55
Номінальна вихідна потужність($KГ=0,5\%$), Вт:	
$R_H = 4 \text{ Ом}$	22
$R_H = 2 \text{ Ом}$	41
Діапазон відтворюваних частот, Гц	20...20000

Схема включення показана на рис.1.8.

Мікросхема TDA8571J від Philips Semiconductors. Мостовий підсилювач класу В. Повний набір захистів виходу та температурний захист. Навісних елементів майже не потребує. Корпус SOT411-1.

Основні характеристики TDA8571J:

Напруга живлення, В	6...18 (тип.14.4)
Струм споживання за відсутності сигналу, мА	200
Вхідний опір, кОм	30
Максимальна вихідна потужність($KГ=10\%$), Вт:	26
Номінальна вихідна потужність($KГ=0,5\%$), Вт:	19

Діапазон відтворюваних частот, Гц

20...20000

Схема включення показана на рис.1.9.

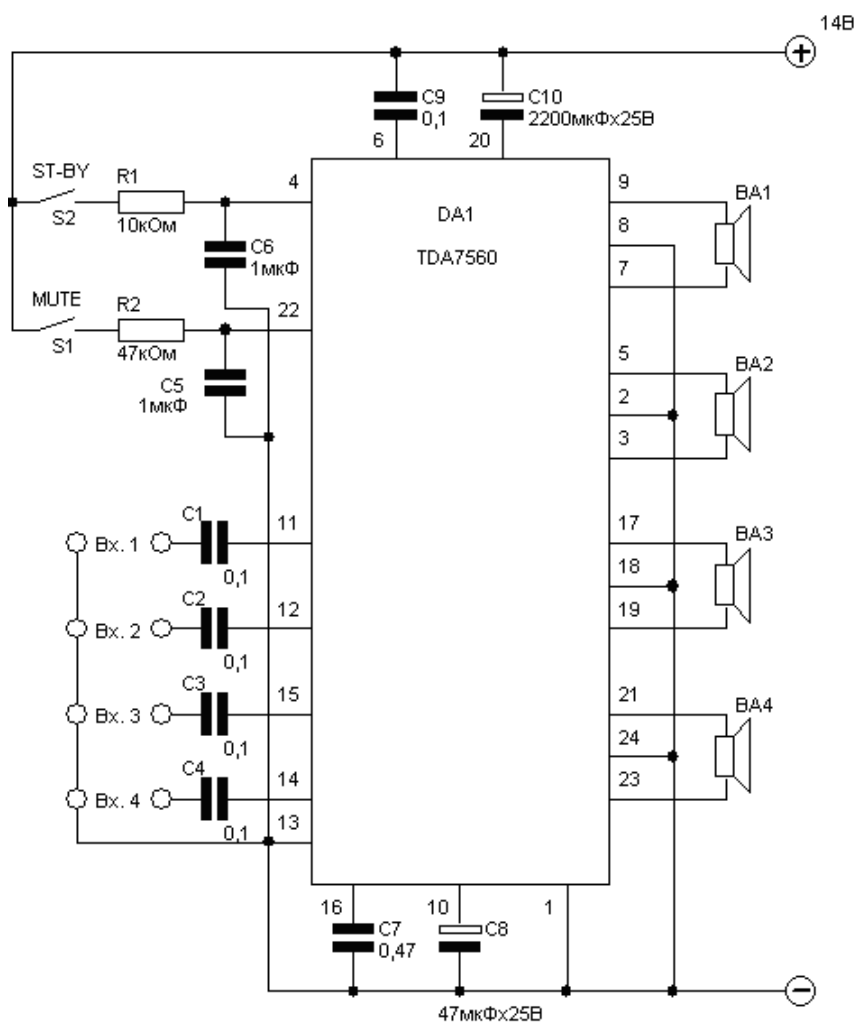


Рисунок 1.8 – Схема включення TDA7560

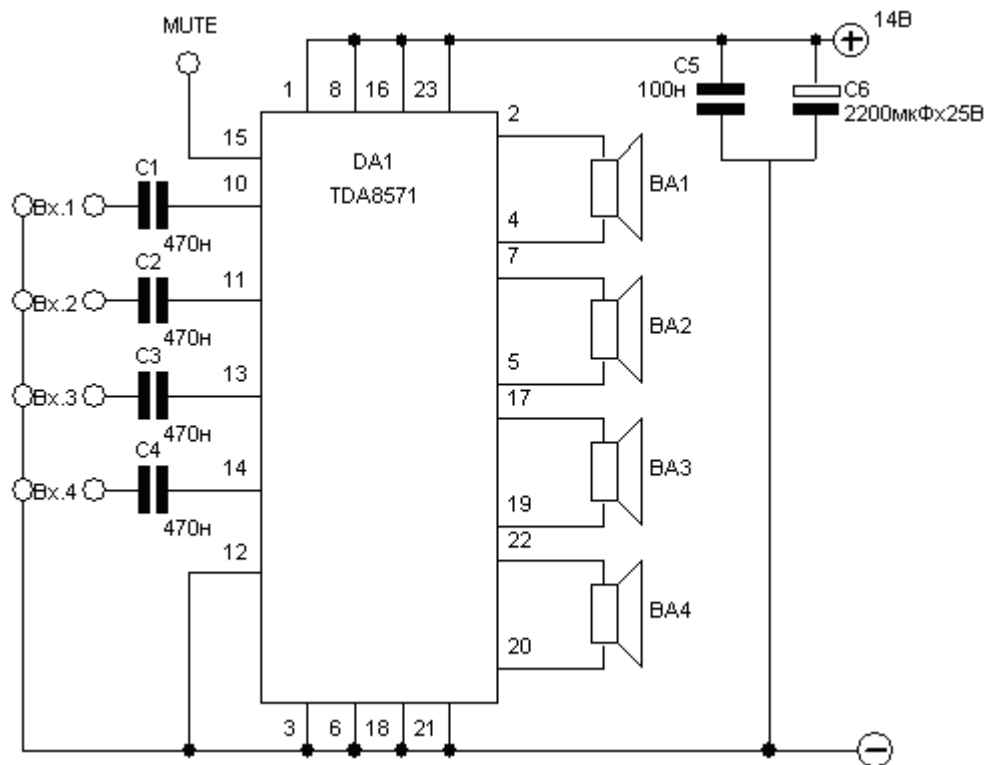


Рисунок 1.9 – Схема включення TDA8571

Мікросхема TDA8591, Philips Semiconductors. На відміну від попередньої мікросхеми, працює з 2-х Омним навантаженням та має більшу потужність.

Основні характеристики TDA8591:

Напруга живлення, В	8...18 (тип. 14,4)
Струм споживання за відсутності сигналу, мА	200
Вхідний опір, кОм	70
Максимальна вихідна потужність($K\Gamma=10\%$), Вт:	
$R_H = 4 \text{ Ом}$	28
$R_H = 2 \text{ Ом}$	47
Номінальна вихідна потужність($K\Gamma=0,5\%$), Вт:	
$R_H = 4 \text{ Ом}$	22
$R_H = 2 \text{ Ом}$	34
Діапазон відтворюваних частот, Гц	20...20000

Схема включення показана на рис.1.10.

Якщо схема знаходження постійної напруги на виході не потрібна, то будуть зайвими майже половина пасивних компонентів схеми (R1-R6, C14), а 26 вивід мікросхеми підключаємо до спільного проводу.

Мікросхема LM3886, сімейство Overture, фірма “National Semiconductor”. З її допомогою можна отримати 100 Вт миттєвої пікової синусоїдальної потужності, тобто 180 звукової.

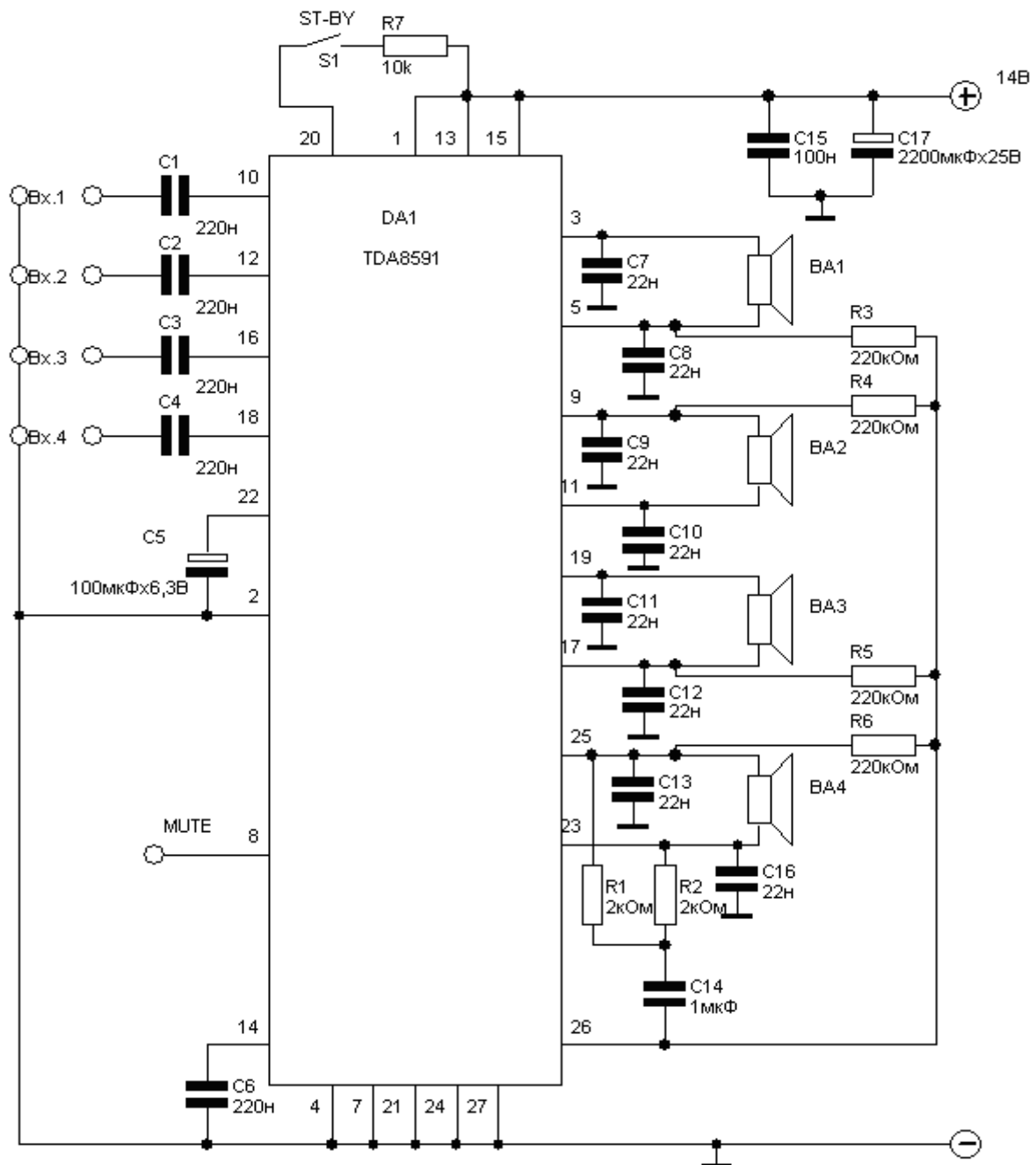


Рисунок 1.10 – Схема включення TDA8591

Основні характеристики LM3886:

Напруга живлення, В	8...18 (тип. 14,4)
Струм споживання за відсутності сигналу, мА	200
Захист: від перегріву, перенавантаження, перенапруги.	
Максимальна вихідна потужність($KГ=10\%$), Вт:	
$R_H = 4 \text{ Ом}$	180
Відношення сигнал/шум, дБ	98..120
Номінальна вихідна потужність($KГ=0,05\%$), Вт:	
$R_H = 4 \text{ Ом}$	100
Діапазон відтворюваних частот, Гц	20...20000

Схема включення показана на рис.1.11.

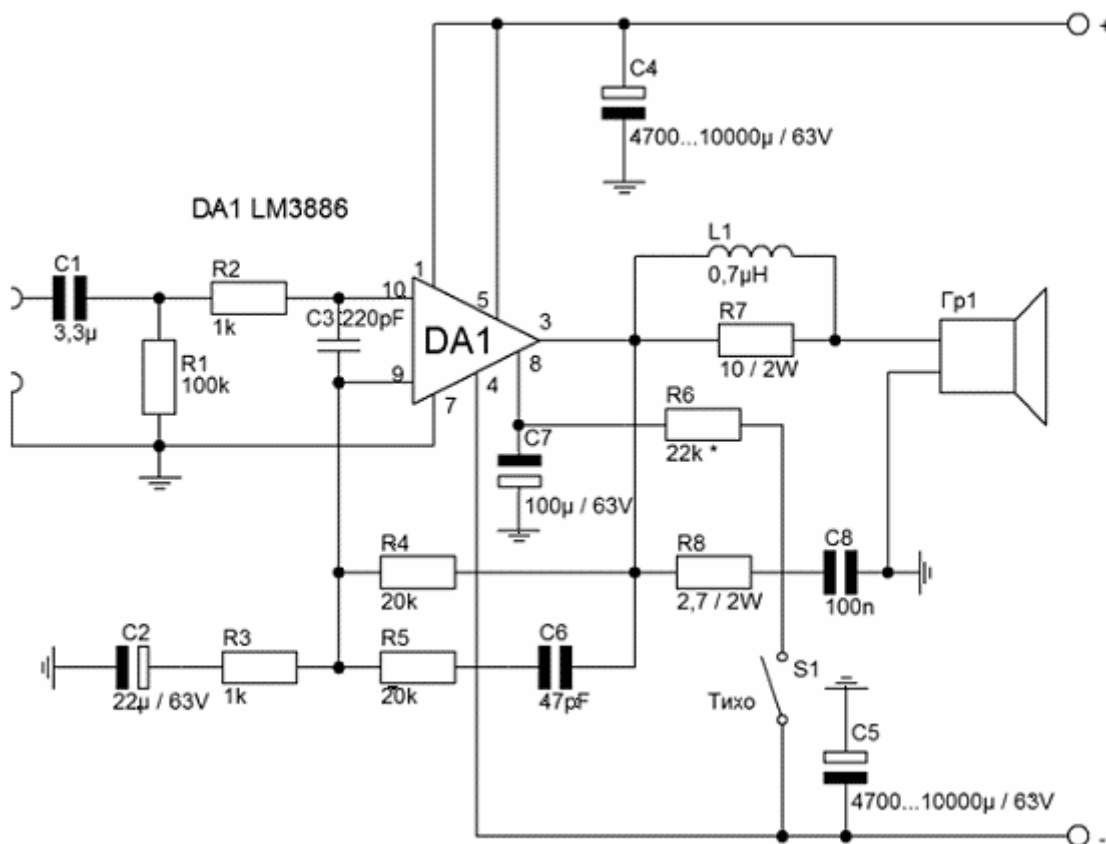


Рисунок 1.11 – Схема включення LM3886

1.6 Висновки до розділу

Класифікація підсилювачів потужності звукових частот є важливим етапом у виборі оптимального рішення для конкретного застосування. Вибір класу підсилювача, його конфігурації, вихідної потужності і типу елементів залежить від вимог до якості звуку, енергоефективності, розміру пристрою та інших факторів, що впливають на кінцеву продуктивність системи.

Вибір архітектури підсилювача потужності звукових частот є важливим етапом при проектуванні аудіосистеми, оскільки він визначає не тільки ефективність та якість звуку, але й енергоефективність, теплообмін, надійність і загальні габарити пристрою.

2 МОСТОВИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ НА ІМС

2.1 Технічні проблеми створення високоякісних мікроелектронних підсилювачів сигналів звукових частот

Мікроелектронні підсилювачі є важливими елементами сучасних аудіосистем, що базуються на використанні мікросхем для підсилення звукових сигналів. Їх основною перевагою є компактність, висока ефективність і здатність до інтеграції з іншими електронними компонентами, що дозволяє створювати складніші та багатофункціональні пристрої при збереженні мінімальних розмірів. Проте, при розробці таких підсилювачів існують і низка специфічних особливостей, які необхідно враховувати для забезпечення стабільної та високоякісної роботи.

Одна з основних особливостей мікроелектронних підсилювачів полягає в їх високій енергоефективності. Завдяки використанню сучасних технологій виготовлення мікросхем, таких як CMOS (комплементарні метал-оксидні напівпровідникові транзистори) та BiCMOS (біполярно-комплементарні метал-оксидні напівпровідники), можна досягти значних знижень в енергоспоживанні при збереженні високої ефективності підсилення сигналу. Це є важливою перевагою, особливо для мобільних і портативних пристроїв, де енергоспоживання має критичне значення.

Однак, незважаючи на високу ефективність, мікроелектронні підсилювачі можуть стикатися з проблемами перегріву. В умовах високих робочих частот і великих навантажень, що характерні для деяких звукових підсилювачів, надмірне тепловиділення може призвести до зниження надійності та терміну служби компонентів. Тому важливим аспектом є розробка ефективних методів теплообміну, включаючи використання спеціальних радіаторів і систем охолодження для мінімізації теплових втрат.

Ще однією особливістю є мінімізація спотворень і шумів, які можуть виникати при роботі мікроелектронних підсилювачів. Під час підсилення

звукових сигналів важливо зберігати чистоту сигналу, уникаючи введення нелінійних спотворень, що можуть погіршити якість відтворення звуку. Сучасні мікроелектронні підсилювачі використовують різноманітні методи компенсації та фільтрації, щоб знизити рівень шумів і спотворень, таких як використання диференціальних схем, активних фільтрів і схем із зворотнім зв'язком. Це дозволяє досягти високої якості звуку, навіть при використанні компактних мікросхем.

В області техніки високоякісного звуковідтворення є ряд проблем, що досі не розв'язані на сучасному етапі розвитку:

- існують системи, які за якістю звуковідтворення цілком задовольняють споживачів, як аматорів так і професіоналів, однак вартість таких систем значна і недоступна багатьом бажаючим;
- при незначному покращенні якості вартість систем зростає значно більшими темпами; ця невідповідність примушує виробників шукати компроміс між якістю і ціною;
- особливості конструкції промислових зразків підсилювачів містять в собі протиріччя, які компромісно розв'язуються конструкторами;
- останніми роками увага приділяється розробці нових принципів побудови підсилювачів звукової частоти, що дають можливість розв'язати існуючі конструктивні та економічні протиріччя.

Основною проблемою при розробці та проектуванні сучасних підсилювальних пристроїв є покращення їх частотних та часових характеристик і зменшення до мінімуму габаритних розмірів та ваги.

Мікроелектронні підсилювачі мають ще одну важливу особливість — можливість цифрового регулювання параметрів. Це особливо актуально для систем, які потребують точного налаштування гучності, еквалізації та інших характеристик. Цифрове регулювання дозволяє автоматизувати налаштування, зробити їх більш зручними і точними, а також інтегрувати мікроелектронні підсилювачі з іншими електронними пристроями через різні інтерфейси, такі як I2C або SPI. Це дає можливість створювати системи з віддаленим керуванням,

налаштовувати їх через мобільні додатки або комп'ютерні програми.

Серед важливих характеристик мікроелектронних підсилювачів є їх здатність до масштабування та інтеграції. Сучасні мікроелектронні технології дозволяють інтегрувати в одну мікросхему безліч функцій, що дозволяє зменшити кількість зовнішніх компонентів, знизити вартість і спростити виробничі процеси. Це дозволяє розробляти компактні та багатофункціональні пристрої, що включають в себе не тільки підсилювач, але й інші необхідні елементи, такі як фільтри, процесори цифрової обробки сигналів (DSP) і схеми управління.

Важливою особливістю мікроелектронних підсилювачів є їх високий рівень інтермодуляційних спотворень та зворотних впливів на інші електронні компоненти. Це особливо актуально в умовах щільної інтеграції компонентів на одній платі, коли магнітні та електричні поля можуть впливати на роботу інших мікросхем. Для вирішення цієї проблеми розробники використовують технології екранізації, а також ретельне проектування розташування компонентів для зменшення взаємних впливів.

Мікроелектронні підсилювачі дозволяють реалізувати нові функціональні можливості, зокрема підтримку бездротових технологій, таких як Bluetooth і Wi-Fi. Це дає змогу розробляти бездротові аудіосистеми, де підсилювачі можуть бути вбудовані в різноманітні пристрої без необхідності проводів. Цей аспект є важливим у сучасних аудіосистемах, що сприяє розвитку портативних і мобільних пристроїв, а також систем "розумного будинку", де аудіообладнання повинно бути інтегроване з іншими компонентами через бездротові канали зв'язку.

Отже, мікроелектронні підсилювачі відрізняються від традиційних підсилювачів як завдяки своїй компактності, так і завдяки високій ефективності, точності регулювання та можливостям для інтеграції з іншими технологіями. Вони дозволяють створювати аудіосистеми нового покоління, що відповідають вимогам до якості звуку, енергоефективності та компактності, забезпечуючи зручність використання і можливість розширення функціональності.

2.2 Вибір елементної бази для мостового підсилювача

Для виконання мостового підсилювача потужності на ІМС вибираємо мікросхему TDA7294, виробник – SGS-THOMSON Microelectronics. Інтегральні мікросхеми TDA7293, TDA7294 представляють собою підсилювачі потужності НЧ, різні за параметрами та однакові по цоколювці. Мають вбудований захист від короткого замикання в навантаженні та термозахист, який спрацьовує при нагріві до 145°C. Кінцевий каскад виконаний на польових транзисторах. Основні характеристики TDA7294 наведені в таблиці 2.1.

При погляді на графік залежності коефіцієнта гармонік від потужності стає ясно, що при максимальній потужності спотворення мають неприпустимо велику величину (досягають 10%). Вказаний графік наведений на рисунку 2.1.

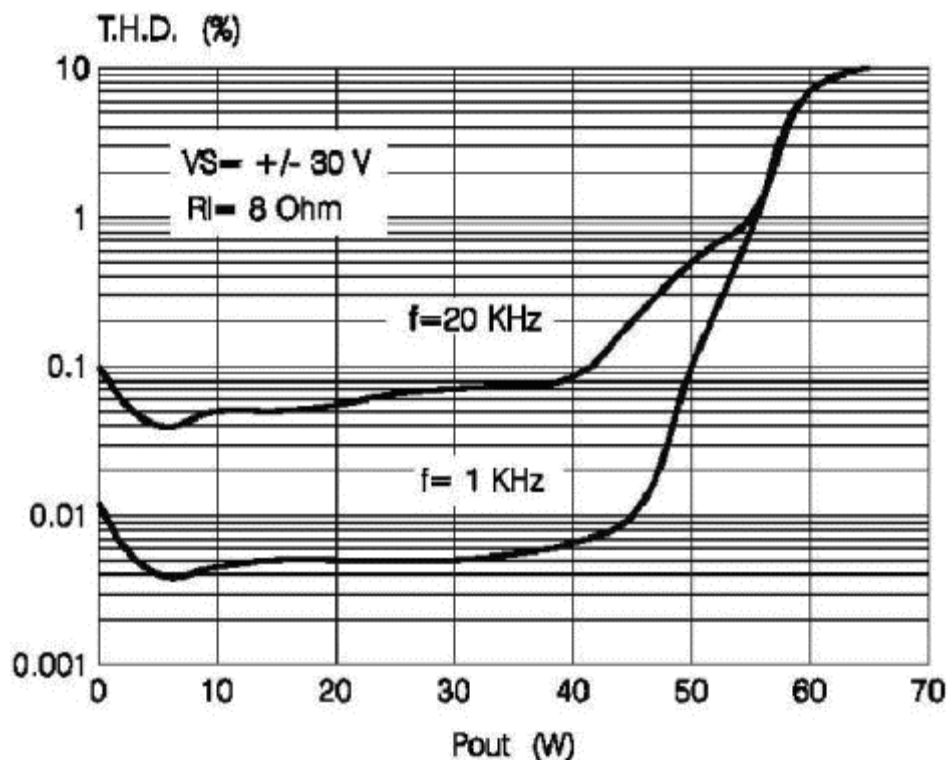


Рисунок 2.1 – Графік залежності спотворень від вихідної потужності

АЧХ без негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) показує, де насправді знаходиться перший полюс підсилювача. Річ у тому, що якщо узяти підсилювач із спочатку вузьким діапазоном частот і охопити його ланцюгом НЗЗ, то

діапазон частот розшириться. На високих частотах підсилення початкового підсилювача помітно знижується, тому глибина НЗЗ там виходить невисокою, а спотворення великими. Отримати в підсилювачі, що працює з великими струмами і напругами добре підсилення на високих частотах важко – потужні транзистори, які при цьому використовуються порівняно низькочастотні. І потрібно використовувати дорогі елементи і складну схемотехніку. Крім того, ускладнюється індивідуальна настройка підсилювача і його схильність до самозбудження.

Таблиця 2.1 – Основні характеристики TDA7294

Параметр	Умови	Мінімальне	Типове	Максимальне	Одиниці
Напруга живлення		± 10		± 40	В
Діапазон відтворюваних частот	сигнал 3db Вихідна потужність 1Вт	20-20000			Гц
Довгочасна вихідна потужність (RMS)	Коеф. гармонік 0,5%: $U_{\text{п}} = \pm 35 \text{ В}, R_{\text{н}} = 8 \text{ Ом}$ $U_{\text{п}} = \pm 31 \text{ В}, R_{\text{н}} = 6 \text{ Ом}$ $U_{\text{п}} = \pm 27 \text{ В}, R_{\text{н}} = 4 \text{ Ом}$	60 60 60	70 70 70		Вт
Пікова музикальна вихідна потужність (RMS, тривалість 1 сек.)	Коеф. гармонік 10%: $U_{\text{п}} = \pm 38 \text{ В}, R_{\text{н}} = 8 \text{ Ом}$ $U_{\text{п}} = \pm 33 \text{ В}, R_{\text{н}} = 6 \text{ Ом}$ $U_{\text{п}} = \pm 29 \text{ В}, R_{\text{н}} = 4 \text{ Ом}$		100 100 100		Вт
Загальні гармонічні спотворення	$P_o = 5 \text{ Вт}; 1 \text{ кГц}$ $P_o = 0,1-50 \text{ Вт}; 20-20000 \text{ Гц}$		0,005	0,1	%
	$U_{\text{п}} = \pm 27 \text{ В}, R_{\text{н}} = 4 \text{ Ом};$ $P_o = 5 \text{ Вт}; 1 \text{ кГц}$ $P_o = 0,1-50 \text{ Вт}; 20-20000 \text{ Гц}$		0,01	0,1	%

Продовження таблиці 2.1 – Основні характеристики TDA7294

Температура спрацьовування захисту		145			$^{\circ}\text{C}$
Струм в режимі спокою		20	30	60	мА
Вхідний опір		100			кОм
Коефіцієнт підсилення по напрузі		24	30	40	дБ
Пікове значення вихідного струму		10			А
Робочий діапазон температур		0		70	$^{\circ}\text{C}$
Термоопір корпусу				1,5	$^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$

В наш час можна визначити декілька основних підходів до побудови підсилювача звукових частот:

Тому в недорогих системах використовують більш просту схемотехніку і елементи, а стійкість підсилювача забезпечують великим зниженням частоти зрізу одного з каскадів. Тому АЧХ підсилювача без НЗЗ і дозволяє оцінити його роботу в області високих частот.

АЧХ підсилювача на TDA7294 показана на рисунку 2.2. Червоною лінією показана частота зрізу (першого полюса), рівна 300-350 Гц. На більш низьких частотах нижче 100 Гц відбувається спад АЧХ.

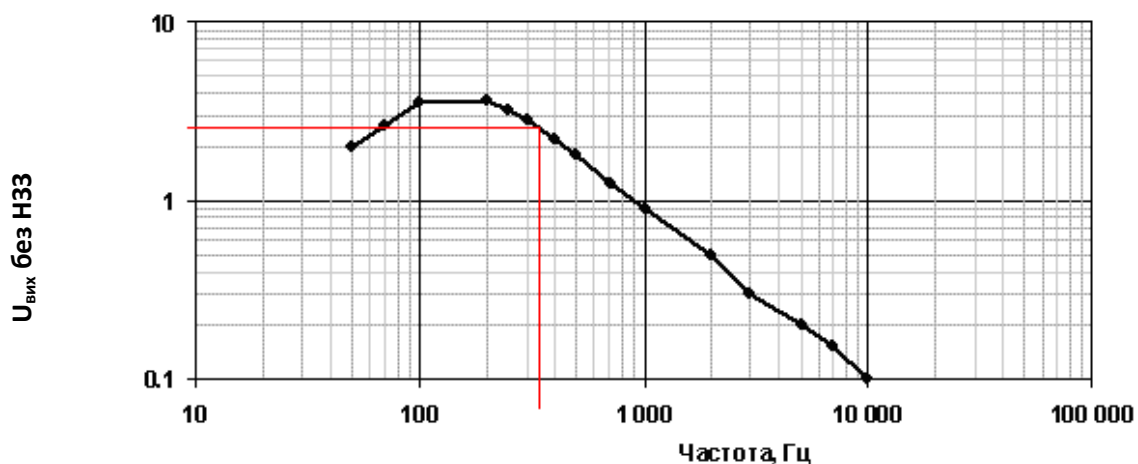


Рисунок 2.2 – АЧХ підсилювача на TDA7294 без НЗЗ

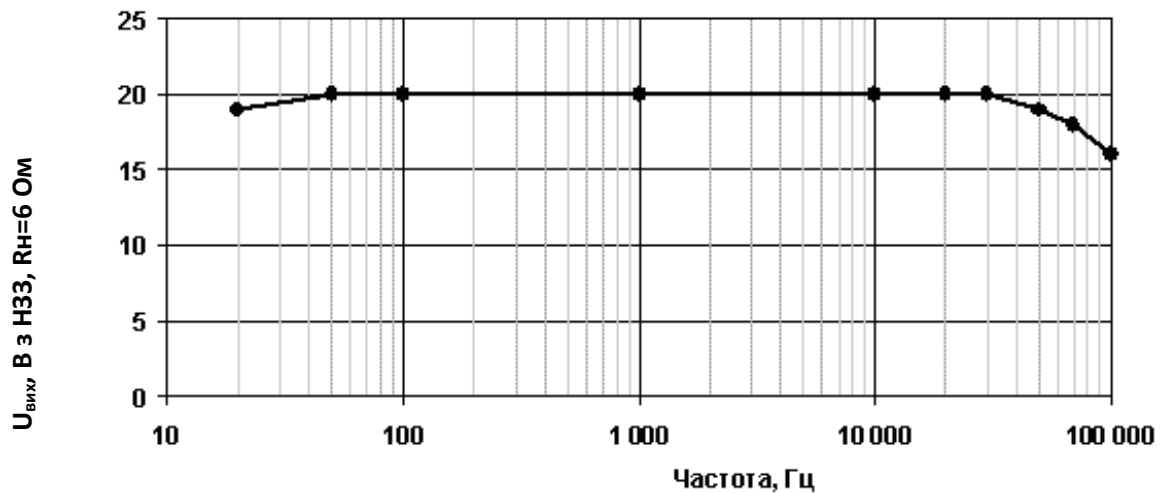


Рисунок 2.3 – Потужна АЧХ підсилювача на TDA7294

Вхідна напруга менше мілівольта, опір навантаження 1 кОм.

Дана характеристика – смуга пропускання по потужності. Зазвичай АЧХ підсилювача при малій і великій вихідній напрузі розрізняються. При великому рівні сигналу потрібна більша швидкодія, ніж при малому (коливання відбуваються з тією ж частотою, а їх розмах більше) – тут якраз використовуються частотні/швидкісні властивості. Крім того, в деяких випадках оперувати великими вихідними струмами на високих частотах складніше, ніж маленькими.

Схема, рекомендована виробником, зображена на рисунку 2.4.

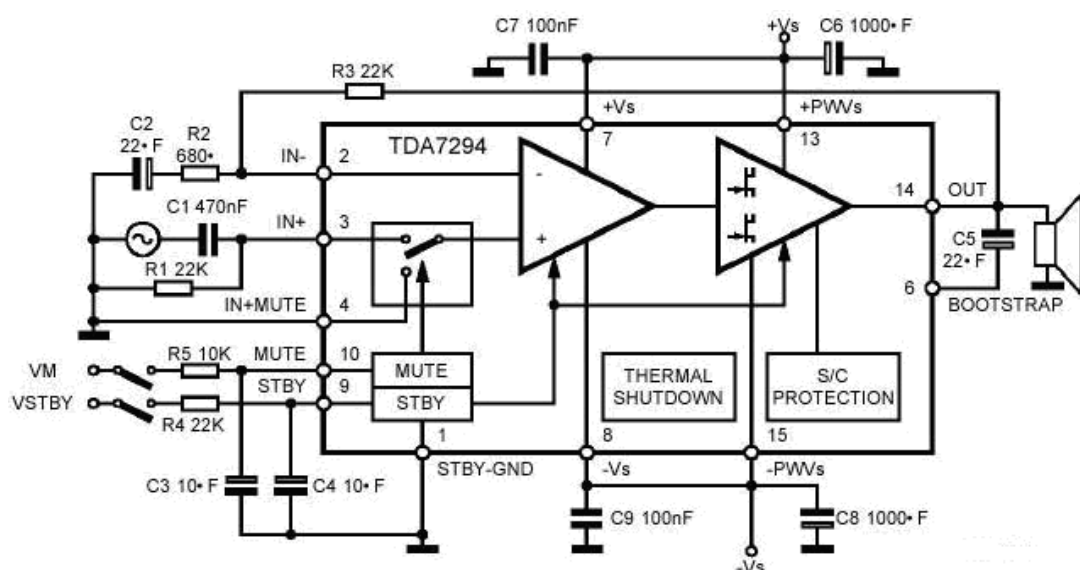


Рисунок 2.4 – Простий підсилювач на TDA7294

Опис виводів мікросхеми TDA7294:

1. Сигнальна земля.
2. Інверсний вхід мікросхеми.
3. Неінверсний вхід мікросхеми, в цю точку подається сигнал через розділовий конденсатор C1.
4. Сигнальна земля.
5. Не використовується.
6. Вольтодобавка (Bootstrap).
7. “+” живлення.
8. “-“ живлення.
9. St-By. Для переводу мікросхеми в режим очікування.
10. Mute. Призначений для послаблення вхідного сигналу.
11. Не використовується.
12. Не використовується.
13. “+” живлення.
14. Вихід мікросхеми.
15. “-“ живлення.

Таблиця 2.2 – Елементна база

Елемент	Назва	Кількість	Тип
C1	0,22 мкФ, 0,47 мкФ або 1 мкФ	1	K73-17
C2	100 пФ	1	
C3,C4.C5,C9	10 мкФ/50 В 22 мкФ/50 В	4	K50-35
C6,C7	220 мкФ/50 В	2	K50-35
C8,C10	0,1 мкФ	2	K73-17
DA1	TDA 7294	1	
R1	680 Ом	1	МЛТ-0,25

Продовження таблиці 2.2 – Елементна база

R2.....R4	22 кОм	3	МЛТ-0,25
R5	10 кОм	1	МЛТ-0,25
R6	47 кОм	1	МЛТ-0,25
R7	15 кОм	1	МЛТ-0,25

МЛТ – резистори (металізовані лаковані теплостійкі), мають деяку паразитну ємність, індуктивність та нелінійність вольт-амперної характеристики. Однак ці величини не є великими і, зважаючи на клас приладу, ними можна знехтувати.

Таблиця 2.3 – Габаритні розміри в залежності від потужності

Потужність, Вт	Опір, Ом	Діаметр, мм	Довжина мм	Діаметр монтажного отвору мм
0,125	от 1 до 3*10	2	6	20
0,25	от 1 до 5,1*10	3	7	20
0,5	от 1 до 5,1*10	4,2	10	25
1	от 1 до 10*10	6,6	13	25
2	от 1 до 10*10	8,6	18	25

Рекомендована фірмою-виробником схема включення має ряд певних недоліків. До них слід віднести: відсутність на вході мікросхеми ФНЧ з частотою зрізу (50..100) кГц, здатного захистити вхідні кола підсилювача від завад телерадіостанцій, використання оксидних конденсаторів С2-С4, що може знизити надійність підсилювача, неможливість суттєвого збільшення вхідного

опору підсилювача при збереженні необхідного запасу його стійкості до виникнення генерації на високих частотах, запасу стійкості при роботі на навантаження з ємнісною складовою. Тому вибирається мостова схема включення, позбавлена цих недоліків.

2.3 Обґрунтування схеми мостового підсилювача потужності на TDA7294

Елементами зворотного зв'язку в даній схемі є резистори R2, R3, а також конденсатор C2. Відношенням R3/R2 визначається коефіцієнт підсилення мікросхеми. Мостова схема включення TDA7294 дозволяє збільшити потужність на високоомному навантаженні. Для будь-якого підсилювача потужність в навантаженні можна порахувати таким чином

$$P = \frac{U^2}{R}, \quad (2.1)$$

де U - напруга на навантаженні,

R - опір навантаження.

Це якщо використовувати так зване діюче значення напруги. Якщо говорити про максимально можливу вихідну потужність підсилювача, яка обмежується напругою живлення, то краще користуватися формулою для амплітудних (максимальних) значень

$$P = \frac{U_m^2}{2R}, \quad (2.2)$$

де R - опір навантаження,

U_m - максимальна вихідна напруга підсилювача, яка на кілька вольт менша за його напругу живлення.

Користуватися амплітудним значенням тут зручніше, тому що саме воно

виходить з напруги живлення. А якщо врахувати падіння напруги на вихідних транзисторах підсилювача і напруги живлення, одержуємо досить близьку до реальності формулу

$$P_{\max} = \frac{\left(\frac{U_{\text{дж}}}{1,2} - 3 \right)}{2R_{\text{н}}}. \quad (2.3)$$

Схема мостового включення дозволяє практично подвоїти напругу на навантаженні. В звичайному підсилювачі один кінець навантаження "прив'язаний" до землі. І напруга на навантаженні рівна вихідній напрузі підсилювача. В мостовому включенні додається ще один точно такий же підсилювач, але працюючий в протифазі з першим: коли у першого на виході "+", у другого на виході точно така ж напруга, тільки із знаком "-" і навпаки. Навантаження підключене між виходами обох підсилювачів. Тому в порівнянні з одиночним підсилювачем, який "розгойдує" навантаження "тільки з одного боку", мостовий "гойдає" його "з двох сторін в протилежних напрямках".

Наприклад на одному кінці навантаження щодо землі напруга +26 В, а на іншому -26 В також щодо землі. Значить між двома кінцями навантаження напруга (вона рівна різниці напруг на її кінцях)

$$U_{\text{нав}} = +26 - (-26) = 52 \text{ (В)}.$$

Раз напруга на навантаженні збільшилась у 2 рази, то потужність в навантаженні зросте в 4 рази в порівнянні з формулою (2.3).

Насправді, зростання потужності буде дещо нижче через збільшення падіння напруги на мікросхемі і просіли напруги живлення. Але підвищення вихідної потужності в 3...3,5 рази - це реально. Раз напруга на навантаженні підвищується удвічі, то і струм навантаження зростає в стільки ж разів. Тому, щоб не перенавантажувати мікросхему струмом, мостове включення можна

використовувати тільки для навантаження з опором від 8 Ом і вище. З 6-ти Омним навантаженням мікросхеми перевантажуватимуться на великій потужності і якість звуку може сильно впасти. На навантаженні 4 Оми щось-небудь може і згоріти. А ось якщо опір навантаження 16 Ом, то таке включення вже можна і рекомендувати - по іншому на такому навантаженні велику потужність не отримаєш.

Схема мостового включення, рекомендована виробником розміщена на рисунку 2.5.

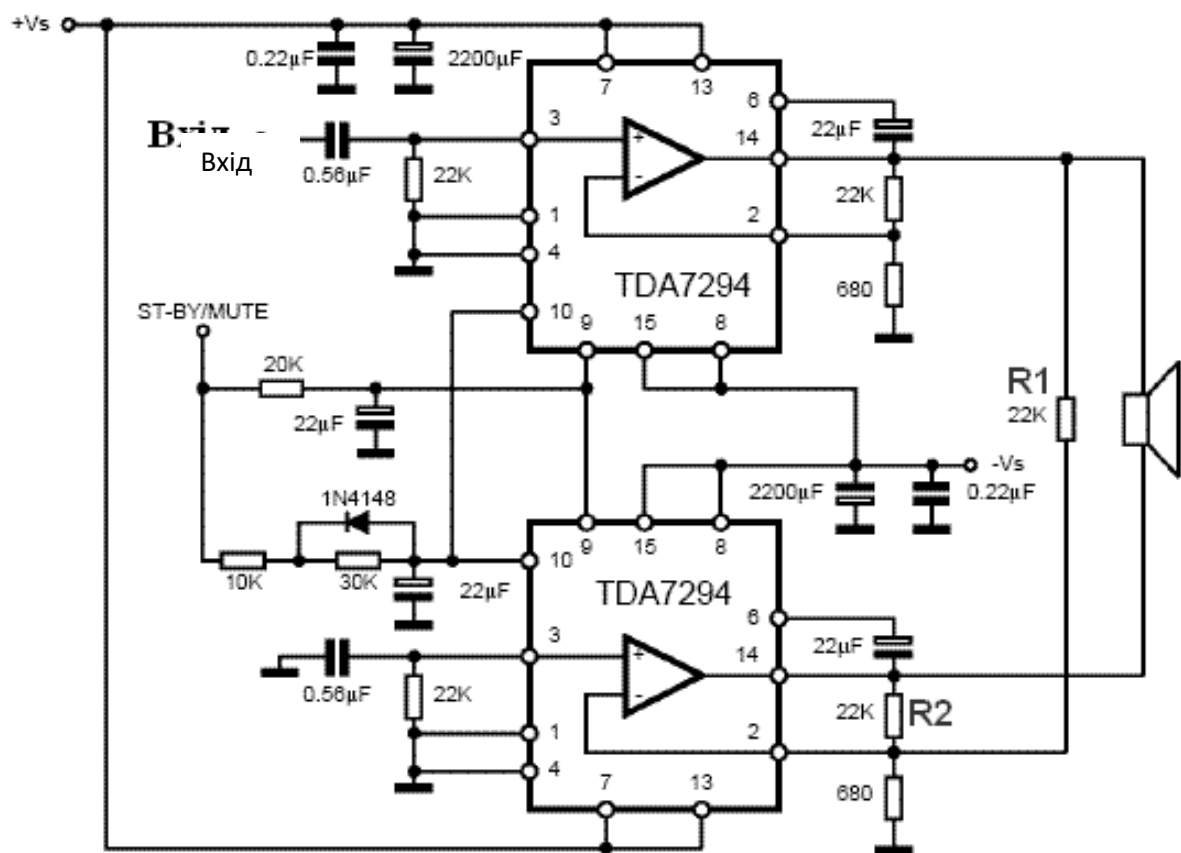


Рисунок 2.5 – Схема мостового включення

Цифрами 1 и 2 позначені монтажні точки для підключення джерела живлення. 4 и 5 – точки підключення системи керування вхідним сигналом та живленням підсилювача, а сама система конструктивно розміщена в блоці живлення. До точок 6 та 7 підключається акустична колонка. Для роботи в парі з комп'ютером підсилювач підходить ідеально.

На вході джерела живлення включений високочастотний фільтр, який складається з двох конструктивно об'єднаних конденсаторів K75-37, кожен з яких включає один шунтуючий (0,22 мкФ) та два прохідних (по 0,022 мкФ) конденсатора. Крім того, для ослаблення високочастотних завад шнур живлення пропущений крізь феритову втулку (на схемі не показана) так, що він є витком високочастотного дроселя.

2.4 Висновки до розділу

Створюючи сучасні мікроелектронні підсилювачі, елементною базою яких є мікросхеми, можливо досягти необхідних результатів з мінімально можливими затратами.

Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот, що розробляється, має ряд суттєвих переваг перед існуючими аналогами. Створення такого приладу на сучасній елементній базі закордонного виробництва є не дуже складним, при цьому забезпечуються високі технічні та конструктивні показники апаратури та порівняно низька ціна.

3 ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ КАСКАДІВ ПРИСТРОЮ

3.1 Електричний розрахунок вузла змішування

В лінійному тракті даний каскад встановлено після лінійних регуляторів тембру. В мікрофонному – після мікрофонного. Навантаженням для нього є лінійні буферний та попередній підсилювачі з входними опорами 47 кОм. Схемотехніка попередніх каскадів дозволяє ввімкнення вузла змішування без розділових ємностей, що сприятливо відзначається на рівні частотних спотворень в області НЧ.

Наведемо електричну схему вузла (рисунок 3.1).

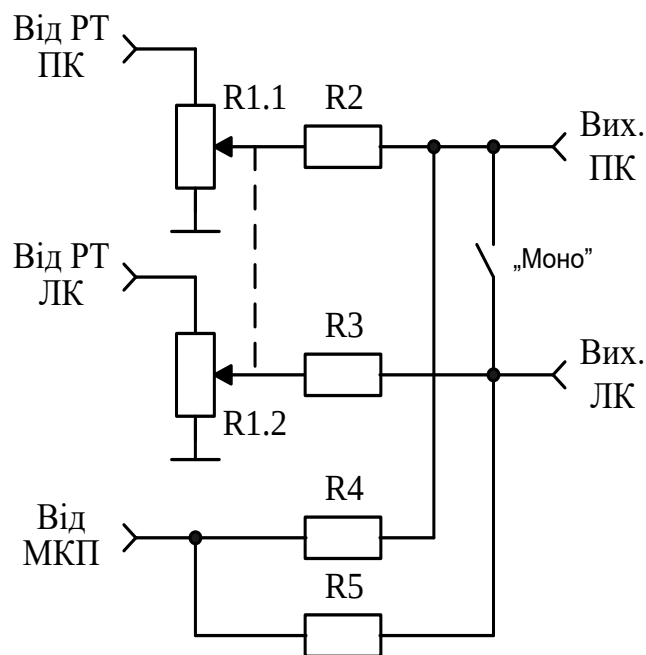


Рисунок 3.1 – Схема електрична вузла змішування

Значення опорів резисторів $R2 - R5$ доцільно прийняти однаковими та рівними входному опору наступних каскадів. Тоді, оскільки навантаженням для вузла змішування є каскади з входними опорами по 47 кОм, видно, що при верхньому (за схемою) положенні регуляторів рівня каскад являтиме собою

подільник вхідних сигналів на 3, що необхідно буде враховувати при розрахунку вхідного лінійного та мікрофонного підсилювача.

Щоб можна було знехтувати впливом резистора $R1$, значення його опору має бути якомога меншим відносно опорів $R2 - R5$. Попередні каскади побудовані на мікросхемах, що допускають мінімальний опір навантаження до 2 кОм. Отже, приймаємо значення $R1 = 2,2 \text{ кОм}$.

За прийнятими значеннями резисторів виберемо згідно ряду E24 стандартні елементи:

$R1 - \text{СПЗ-2а} - 0,125 \text{ Вт} - 2,2 \text{ кОм} \pm 10\%$,

$R2-R5 - \text{MF} - 0,125 \text{ Вт} - 47 \text{ кОм} \pm 5\%$.

3.2 Електричний розрахунок вхідного лінійного підсилювача

Вихідні дані для розрахунку:

- Коефіцієнт передачі, дБ – 15,3 (5,81 p.);
- Діапазон робочих частот, Гц – 20...20000;
- Частотні спотворення, дБ – 0;
- Вхідний опір, кОм – 47;
- Напруга живлення, В – ± 15 .

Даний каскад призначений для доведення рівня вхідної напруги 0,5 В до рівня 0,775 В на вході попереднього лінійного підсилювача. Оскільки, як було зазначено в п.3.1, у вузлі змішування, що являє собою подільник, сигнал послаблюється у 3 рази, вхідний підсилювач має це послаблення компенсувати. Слід також врахувати, що рівень сигналу 0,775 В з вузла змішування має забезпечуватись при 75%-му положенні регулятора рівня від максимального положення, тобто отримане значення коефіцієнта передачі вхідного підсилювача слід збільшити в 1,25 рази. Отже

$$K_U = \frac{0,775}{0,5} \cdot 3 \cdot 1,25 = 5,81 \text{ p} (\approx 15,3 \text{ дБ}).$$

Каскад має бути побудований за схемою неінвертувального.

В якості ОП в даній схемі застосуємо швидкодіючий ОП СА3130.

Наводимо електричну схему підсилювача (рисунок 3.2).

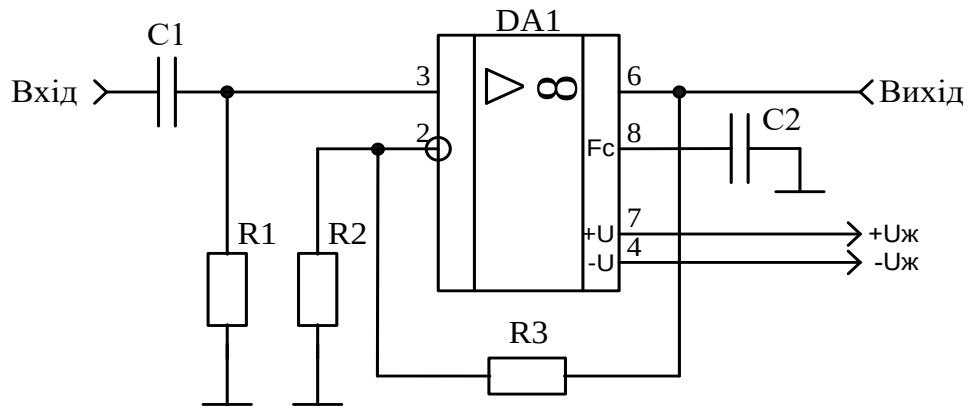


Рисунок 3.2 – Схема електрична вхідного лінійного підсилювача

Перевіримо можливість використання даного ОП в схемі регулятора.

Максимальне підсилення, що здатний забезпечити обраний ОП на верхній межі робочого діапазону

$$\frac{f_{1оп}}{F_B} \geq K_U; \quad \frac{15 \cdot 10^6}{20000} = 750 > 5,81.$$

Отже, обраний ОП підходить. Розрахуємо елементи схеми.

Резистор $R1$ визначає вхідний опір каскаду і приймається рівним 47 кОм.

Задаємось величиною резистора $R2 = 27 \text{ кОм}$. Тоді

$$R3 = (K_U - 1) \cdot R2 [\text{Ом}],$$

$$R3 = (K_U - 1) \cdot R2 = (5,81 - 1) \cdot 27000 = 129938 (\text{Ом}).$$

Приймаємо значення $R3 = 130 \text{ кОм}$.

Величину ємності конденсатора $C1$ при однакових умовах було розраховано в п.3.2. Отже, $C1 = 2,0 \text{ мкФ}$.

Проведемо перевірку на можливість нехтування частотними спотвореннями каскаду. Визначимо частотні спотворення, що вносить ІМС у схему

$$M_B = \frac{K_U}{K_\beta}; \quad K_\beta = \frac{K_0}{1 + K_0 \cdot \beta};$$

$$K_0 = \frac{f_1}{F_B} = \frac{15 \cdot 10^6}{20000} = 750; \quad \beta = \frac{1}{K_U} = \frac{1}{5,81};$$

$$K_\beta = \frac{750}{1 + \left(\frac{750}{5,81}\right)} = 5,8; \quad M_B = \frac{5,81}{5,77} = 1,007 \approx 0,06 \text{ дБ}.$$

Отже, оскільки значення M_B значно менше за допустиме, ним можна знехтувати.

Ємність конденсатора $C2$ вибирається виходячи з ТУ на мікросхему і приймається рівною 20 пФ.

За розрахованими значеннями резисторів і конденсаторів виберемо згідно Е рядів стандартні елементи:

R1 – MF - 0,125 Вт – 47 кОм $\pm 5\%$;

R2 – MF - 0,125 Вт – 20 кОм $\pm 5\%$;

R3 – MF - 0,125 Вт – 11 кОм $\pm 5\%$;

C1 – X7R – 25 В – 2,0 мкФ $\pm 5\%$;

C2 – X7R – 25 В – 20 пФ $\pm 5\%$.

3.3 Електричний розрахунок лінійного регулятора тембру

Вихідні дані для розрахунку:

- Коефіцієнт передачі, дБ – 0;
- Діапазон робочих частот, Гц – 20...20000;

- Частотні спотворення, дБ – 0;
- Вхідний опір, кОм, не менше – 10;
- Глибина регулювання на краях діапазону, дБ – ± 12 ;
- Напруга живлення, В – ± 15 .

Наведемо електричну схему регулятора (рисунок 3.3).

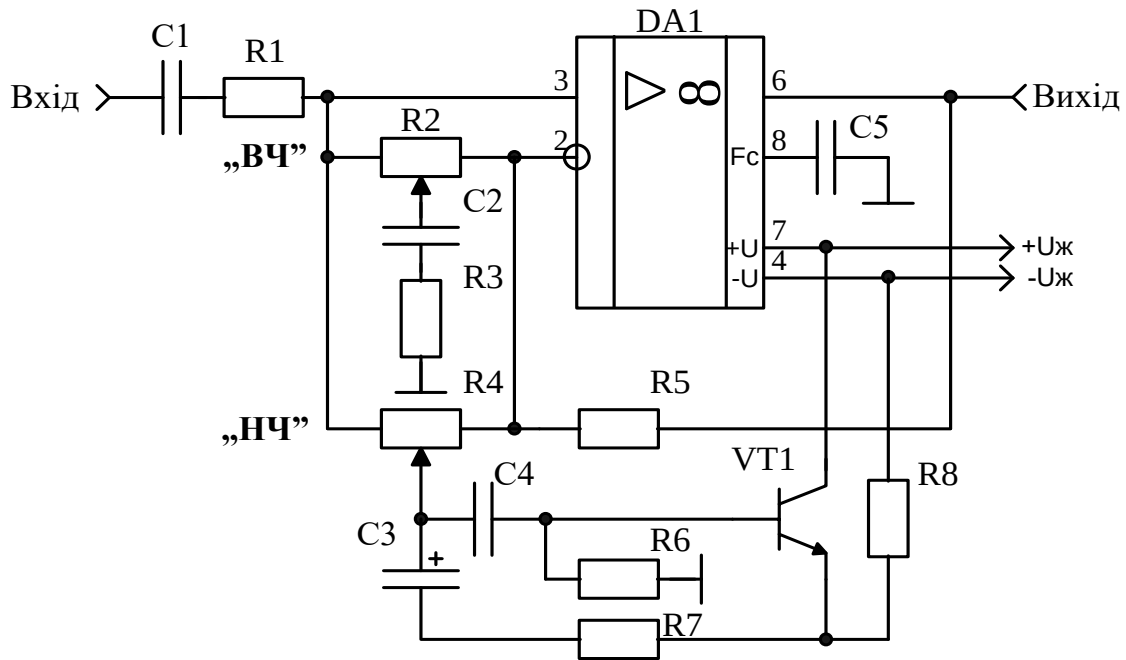


Рисунок 3.3 – Схема електрична регулятора тембру

В якості ОП в даній схемі застосуємо швидкодіючий ОП CA3130 з основними параметрами:

- Коефіцієнт передачі без кола ЗЗ – 20000;
- Частота одиничного підсилення, МГц – 15;
- Вхідний опір, МОм – 10;
- Мінімальний опір навантаження, кОм – 2;
- Номінальна напруга живлення, В – ± 15 .

Максимальний коефіцієнт передачі каскаду +12 дБ (≈ 4 р.) в режимі підйому АЧХ. Даний ОП було перевірено в п.3.2 на можливість використання

при коефіцієнті передачі, рівному 5,81 р., отже він підходить і для даного каскаду з коефіцієнтом передачі 4.

Для забезпечення одиничного коефіцієнта передачі при середніх положеннях регуляторів необхідно виконання рівності $R1 = R5$. Опори резисторів $R2$ та $R4$ також мають бути однаковими, а для спрощення розрахунків доцільно прийняти $R1 = R2 = R3 = R4$.

Приймаємо значення резисторів $R1 = R2 = R3 = R4 = R_{BX} = 47 \text{ кОм}$.

Знехтувавши на даному етапі частотозадавальними колами та прийнявши, що повзунки регуляторів знаходяться у середньому положенні, отримаємо таку еквівалентну схему каскаду (рис.3.4).

Особливість даної схеми – незалежність коефіцієнта передачі від величини опорів резисторів $R2'$ та $R3'$, що суттєво спрощує розрахунки.

Нехай $R1' = R2' = R5' \gg R3'$. Тоді, знехтувавши опором останнього ($R3' = 0$), визначаємо коефіцієнт передачі

$$K_U = \frac{0,5 \cdot R2'}{R1' + 0,5 \cdot R2'} \cdot \frac{R5' + 0,5 \cdot R2'}{0,5 \cdot R2'}.$$

Але, оскільки $R1' = R5'$, то після відповідних скорочень виразу отримаємо, що при середньому положенні регуляторів коефіцієнт передачі каскаду дорівнюватиме одиниці.

В положеннях регулятора, відмінних від середнього, на величину коефіцієнта передачі впливатиме резистор $R3'$. В практичній схемі він визначає глибину регулювання тембру. Для визначення його номіналу складемо еквівалентну схему каскаду для режиму максимального коефіцієнта передачі (рисунок 3.5).

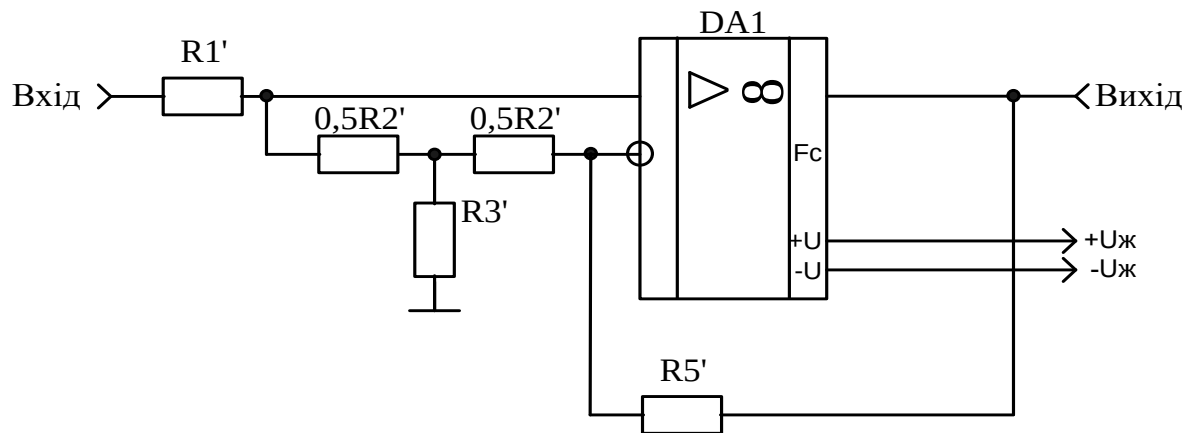


Рисунок 3.4 – Еквівалентна схема блоку без частотозадавальних кіл

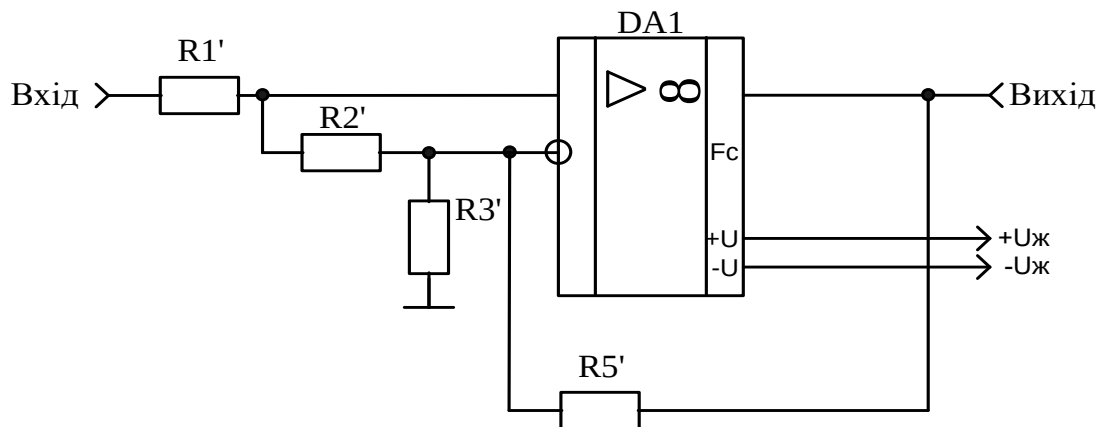


Рисунок 3.5 – Еквівалентна схема каскаду в режимі максимального коефіцієнта передачі

Якщо $R1' = R2' = R5' \gg R3'$, то можна спростити схему (рисунок 3.6).

Для неї легко визначити коефіцієнт передачі

$$K_U = \frac{R1'}{R1' + R2'} \cdot \frac{R5' + R3'}{R3'} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R5' + R3'}{R3'} = \frac{R5' + R3'}{2R3'}.$$

З отриманого співвідношення визначаємо $R3'$

$$R3' = \frac{R5'}{2K_U}.$$

За умовою ТЗ глибина регулювання має становити ± 12 дБ, тобто 4 рази.
Тоді

$$R3' = \frac{47000}{2 \cdot 4} = 5875 (\text{Ом}).$$

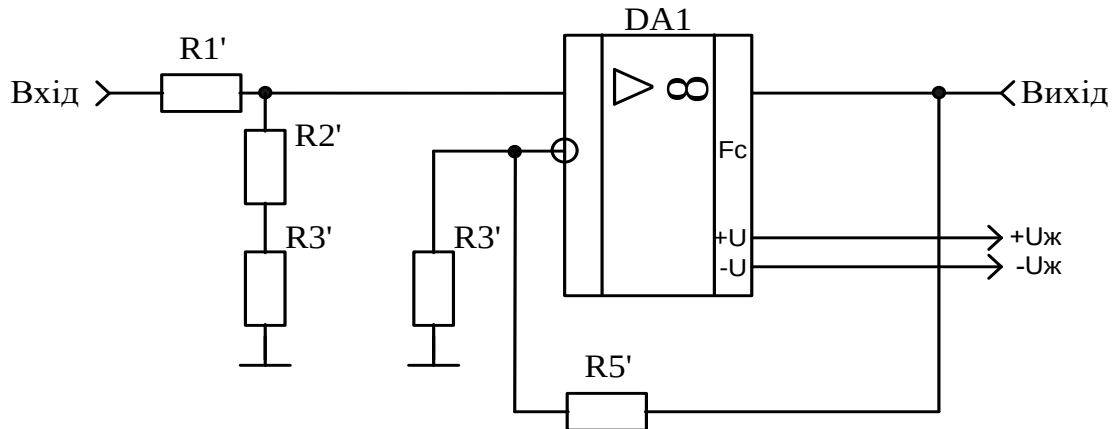


Рисунок 3.11 – Спрощена еквівалентна схема каскаду в режимі максимального коефіцієнта передачі

Найближче стандартне значення номіналу – 5,6 кОм.

Повертаючись до повної схеми каскаду (рисунок 3.8) видно, що опір $R3'$ еквівалентної схеми складається з опору резистора $R3$ та конденсатора $C2$ для ВЧ кола та резистора $R4$ для НЧ кола. Оскільки глибини регулювання по ВЧ та НЧ однакові, то, відповідно, рівні й величини опорів цих резисторів.

Дана схема забезпечує нахил АЧХ 5...6 дБ/окт., тому для отримання необхідної глибини регулювання на ВЧ частота перегину ВЧ ланки має становити 3...4 кГц. Верхня частота, на якій починається перегин АЧХ, визначається частотозадавальним подільником $R5C2$ в колі ВЗЗ і обчислюється за таким співвідношенням

$$F_B' = \frac{1}{2\pi \cdot R5 \cdot C2}.$$

Звідки

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot F_B' \cdot R5} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 3500 \cdot 47000} = 0,97 \cdot 10^{-9} \text{ (Ф)}.$$

Найближче стандартне значення номіналу – 1,0 нФ.

Для НЧ частотоподавального кола $R7 = R3 = 5,6 \text{ кОм}$. Тоді ємність розв'язувального конденсатора $C3$ через нижню частоту робочого діапазону розраховуємо за формулою

$$C2 > \frac{5 \dots 10}{2\pi \cdot F_H \cdot R7} \text{ [Ф]},$$

$$C2 > \frac{5 \dots 10}{2\pi \cdot F_H \cdot R7} = \frac{5}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 5600} > 7,1 \cdot 10^{-6} \text{ (Ф)}.$$

Найближче більше стандартне значення номіналу – 10 мкФ.

На відміну від ВЧ ланки при розрахунку частотоподавальної НЧ у формулу підставляється не ближча до СЧ частота перегину АЧХ, а частота перегину, що відповідає за формування „площинки”, що в даному разі є досить зручним. Вона визначається подільником $R6C4$ за співвідношенням

$$F_H' = \frac{1}{2\pi \cdot R6 \cdot C4} \text{ [Ф]}.$$

За змінним струмом перехід база-емітер ввімкнена паралельно резистору $R6$, який водночас є елементом зміщення, однак його впливом можна знехтувати, оскільки транзистор ввімкнений як повторювач, що охоплений 100%-ним послідовним ВЗЗ за напругою, а тому його вхідний опір може бути достатньо великим. Чисельно вхідний опір емітерного повторювача у β разів

більший за вихідний, тому в даному каскаді доцільно використовувати транзистор з якомога більшим даним параметром.

Вибираємо транзистор КТ3102Е з такими параметрами:

- Максимальна напруга колектор-емітер, В – 50;
- Максимальний струм колектора, мА – 100;
- Мінімальний коефіцієнт передачі струму – 400;
- Частота одиничного коефіцієнта передачі, МГц – 200.

Задаємося максимальним струмом колектора 1 мА. Через напругу живлення визначаємо номінал резистора $R8$

$$R8 = \frac{U_{\text{ж}}}{I_K} [\text{Ом}],$$

$$R8 = \frac{30}{0.001} = 30000 \text{ (Ом)}.$$

Приймаємо значення $R8 = 27 \text{ кОм}$.

Тоді

$$R6 \leq h_{21e} \cdot R8 = 400 \cdot 30000 \leq 12 \cdot 10^6 \text{ Ом}.$$

Приймаємо значення $R6 = 470 \text{ кОм}$ і через нижню частоту перегину АЧХ, що дорівнює нижній частоті робочого діапазону, знаходимо величину ємності $C4$

$$C4 = \frac{1}{2\pi \cdot F_H \cdot R6} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 470000} = 16,93 \cdot 10^{-9} \text{ (Ф)}.$$

Приймаємо значення $C6 = 18 \text{ нФ}$.

Ємність конденсатора $C1$ визначається за виразом

$$C1 > \frac{1}{2\pi \cdot F_H \cdot R1 \cdot \sqrt{M_H - 1}} \text{ [мкФ]}.$$

Для можливості нехтування частотними спотвореннями в області НЧ та зведення їх до нуля приймаємо значення ємності $C1$ в 10 разів більшим за розрахункове

$$C1 > \frac{10}{2\pi \cdot F_H \cdot R1} = \frac{10}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 47000} = 1,69 \text{ (мкФ)}.$$

Приймаємо значення $C1 = 2,0 \text{ мкФ}$.

Ємність конденсатора $C5$ вибирається виходячи з ТУ на мікросхему і приймається рівною 20 пФ.

За розрахованими значеннями резисторів і конденсаторів виберемо згідно Е рядів стандартні елементи:

$R1 - MF - 0,125 \text{ Вт} - 47 \text{ кОм} \pm 5\%$;

$R2 - СПЗ-2а - 0,125 \text{ Вт} - 47 \text{ кОм} \pm 10\%$;

$R3 - MF - 0,125 \text{ Вт} - 5,6 \text{ Ом} \pm 5\%$;

$R4 - СПЗ-2а - 0,125 \text{ Вт} - 47 \text{ кОм} \pm 10\%$;

$R5 - MF - 0,125 \text{ Вт} - 47 \text{ кОм} \pm 5\%$;

$R6 - MF - 0,125 \text{ Вт} - 470 \text{ кОм} \pm 5\%$;

$R7 - MF - 0,125 \text{ Вт} - 5,6 \text{ кОм} \pm 5\%$;

$R8 - MF - 0,125 \text{ Вт} - 27 \text{ кОм} \pm 5\%$;

$C1 - X7R - 25 \text{ В} - 2,0 \text{ мкФ} \pm 5\%$;

$C2 - X7R - 25 \text{ В} - 280 \text{ нФ} \pm 5\%$;

$C3 - K53-5 - 25 \text{ В} - 47 \text{ мкФ} \pm 10\%$.

$C4 - X7R - 25 \text{ В} - 280 \text{ нФ} \pm 5\%$;

$C5 - X7R - 25 \text{ В} - 20 \text{ нФ} \pm 5\%$.

3.4 Електричний розрахунок мікрофонного регулятора тембру

- Вихідні дані для розрахунку:
- Коефіцієнт передачі, дБ – 0;
- Діапазон робочих частот, Гц – 20...20000;
- Частотні спотворення, дБ – 0;
- Глибина регулювання на краях діапазону, дБ – ± 12 ;
- Напруга живлення, В – ± 15 .

Мікрофонний регулятор тембру від лінійного відрізняється лише узгодженням з попереднім каскадом.

Схемотехніка даного каскаду та попереднього мікрофонного підсилювача дозволяє обійтись без розділової ємності між ними, тому доцільно регулятор рівня ввімкнути безпосередньо на вхід регулятора тембру. Однак для даної схеми необхідно, щоб вихідний опір попереднього каскаду був якомога меншим ($R_{\text{вих.}} \ll R_1$). Мінімальний опір навантаження мікросхеми мікрофонного підсилювача складає 500 Ом, тому при введенні змінного резистора таким опором на вхід регулятора тембру його впливом можна знехтувати. В цьому випадку еквівалентний вихідний опір наступного каскаду для регулятора тембру не перевищуватиме 250 Ом, що задовольняє вищевказану умову.

Наведемо електричну схему регулятора (рисунок 3.7).

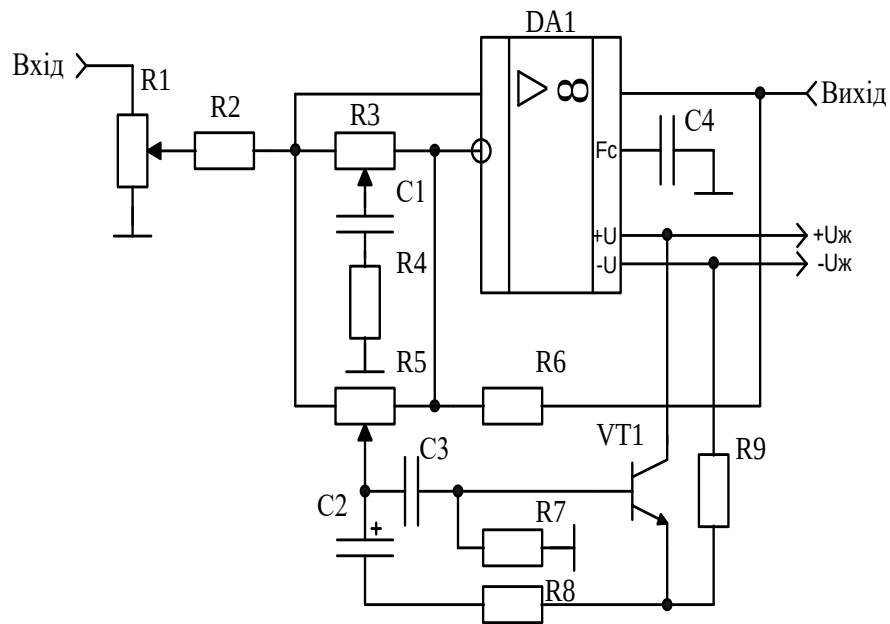


Рисунок 3.7 – Схема електрична регулятора тембру

Оскільки аналогічний розрахунок було проведено в п.3.3 при розрахунку лінійного регулятора тембру, то на його основі виберемо стандартні елементи:

R1 – СПЗ-2а - 0,125 Вт – 510 Ом $\pm 10\%$;

R2 – MF - 0,125 Вт – 47 кОм $\pm 5\%$;

R3 – СПЗ-2а - 0,125 Вт – 47 кОм $\pm 10\%$;

R4 – MF - 0,125 Вт – 5,6 Ом $\pm 5\%$;

R5 – СПЗ-2а - 0,125 Вт – 47 кОм $\pm 10\%$;

R6 – MF - 0,125 Вт – 47 кОм $\pm 5\%$;

R7 – MF - 0,125 Вт – 470 кОм $\pm 5\%$;

R8 – MF - 0,125 Вт – 5,6 кОм $\pm 5\%$;

R9 – MF - 0,125 Вт – 27 кОм $\pm 5\%$;

C1 – X7R – 25 В – 280 нФ $\pm 5\%$;

C2 – K53-5 – 25 В – 47 мкФ $\pm 10\%$.

C3 – X7R – 25 В – 280 нФ $\pm 5\%$;

C4 – X7R – 25 В – 20 нФ $\pm 5\%$.

3.5 Електричний розрахунок попереднього лінійного підсилювача

Оскільки даний каскад разом з підсилювачем потужності не мають інвертувати сигнал, а підсилювач потужності є інвертувальним, то даний каскад необхідно будувати також за схемою інвертувального.

Наводимо електричну схему підсилювача (рис.3.8).

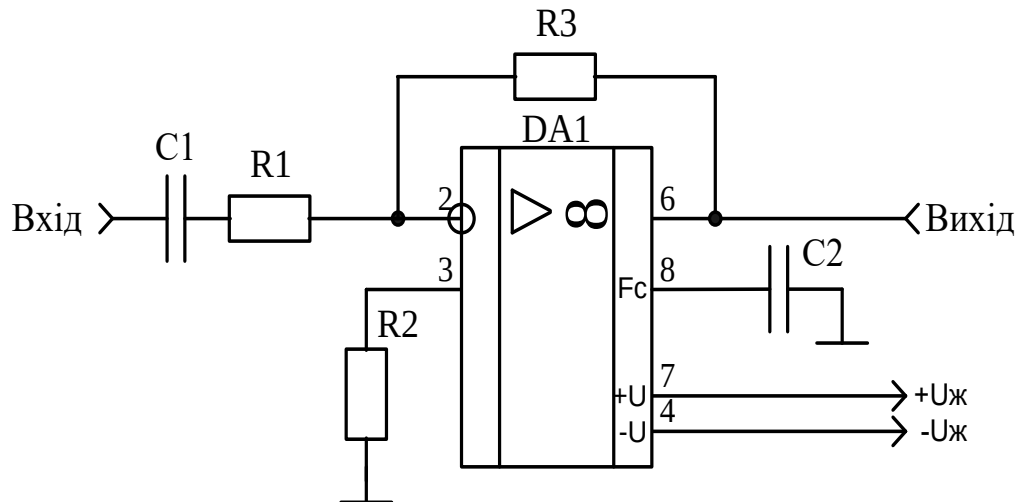


Рисунок 3.8 – Схема електрична попереднього лінійного підсилювача

Вихідні дані для розрахунку:

- Коефіцієнт передачі, дБ – 2,22 (1,29 р.);
- Діапазон робочих частот, Гц – 20...20000;
- Частотні спотворення, дБ – 0;
- Вхідний опір, кОм – 47;
- Напруга живлення, В – ± 15 .

В якості ОП в даній схемі застосуємо швидкодіючий ОП СА3130.

Даний ОП було перевірено в п.3.2 на можливість використання при коефіцієнті передачі, рівному 5,81. Отже, він підходить і для даного каскаду з коефіцієнтом передачі 1,29.

Розрахуємо елементи схеми. Для неї

$$K_U = \frac{R_3}{R_1}.$$

Резистор R_1 визначає вхідний опір каскаду і приймається рівним 47 кОм.
Тоді

$$R_3 = K_U \cdot R_1 = 1,29 \cdot 47000 = 60630 \text{ (Ом)}.$$

Оскільки стандартного резистора такого номіналу не існує, використовуємо два з'єднані паралельно резистори з опорами 100 кОм та 160 кОм.

Резистор R_2 призначений для зменшення дрейфу нуля ОП і орієнтовно вибирається зі співвідношення

$$R_2 \approx 0,05 \dots 0,5 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} = 0,05 \cdot \frac{47000 \cdot 60630}{47000 + 60630} = 1323 \text{ (Ом)}.$$

Приймаємо величину опору резистора $R_2 = 1,5 \text{ кОм}$.

Величину ємності конденсатора C_1 при однакових умовах було розраховано в п.3.1. Отже, $C_1 = 2,0 \text{ мкФ}$.

Перевірка частотних спотворень не проводиться, оскільки її було проведено в п.3.2 при рівних умовах.

Ємність конденсатора C_2 вибирається, виходячи з ТУ на мікросхему і приймається рівною 20 пФ.

За розрахованими значеннями резисторів і конденсаторів виберемо згідно Е рядів стандартні елементи:

R_1 – MF - 0,125 Вт – 47 кОм $\pm 5\%$;

R_2 – MF - 0,125 Вт – 1,5 кОм $\pm 5\%$;

R_3 – MF - 0,125 Вт – 100 кОм $\pm 5\%$;

MF – 0,123 Вт – 160 кОм $\pm 5\%$;

$C1 - X7R - 25 \text{ В} - 2,0 \text{ мкФ} \pm 5\%$;

$C2 - X7R - 25 \text{ В} - 20 \text{ пФ} \pm 5\%$.

3.6 Електричний розрахунок буферного підсилювача

Вихідні дані для розрахунку:

- Коефіцієнт передачі, дБ – 0 (1,0 р.);
- Діапазон робочих частот, Гц – 20...20000;
- Вхідний опір, кОм – 47;
- Частотні спотворення, дБ – 0;
- Напруга живлення, В – ± 15 .

Оскільки даний каскад не має інвертувати фазу, він виконується за схемою неінвертувального підсилювача.

В якості ОП в даній схемі застосуємо швидкодіючий ОП СА3130.

Наведемо електричну схему підсилювача (рисунок 3.9).

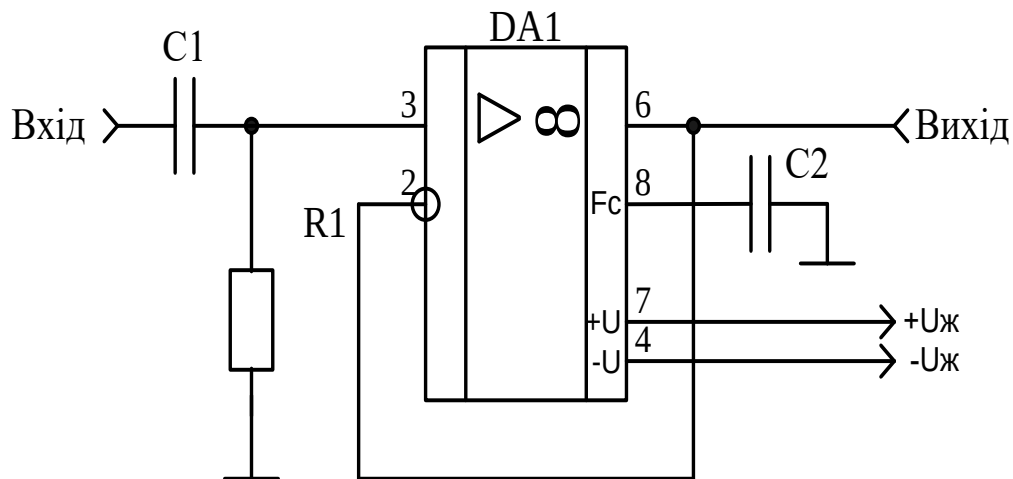


Рисунок 3.9 – Схема електрична буферного підсилювача

Даний ОП було перевірено в п.3.2 на можливість використання при коефіцієнті передачі, рівному 5,81, отже він підходить і для даного каскаду з коефіцієнтом передачі 1.

Електричний розрахунок даного каскаду зводиться до вибору розв'язуючої ємності $C1$ та резистора $R1$, що визначає вхідний опір схеми.

Величину ємності конденсатора $C1$ при однакових умовах було розраховано в п.3.3.1. Отже, $C1 = 2,0 \text{ мкФ}$.

З умов узгодження величина вхідного опору прийнята рівною 47 кОм , тоді $R1 = 47 \text{ кОм}$.

Ємність конденсатора $C2$ вибирається виходячи з ТУ на мікросхему і приймається рівною 20 пФ .

3.7 Електричний розрахунок мікрофонного підсилювача

Мікрофонний підсилювач доцільно виконати на спеціалізованій інтегральній мікросхемі SSM2017 фірми Analog Devices. Дана мікросхема являє собою надмалошумлячий підсилювач з програмованим коефіцієнтом підсилення.

Основні технічні характеристики мікросхеми:

- Коефіцієнт передачі, р. – $100 \dots 1000$;
- Відношення с/ш при $K_U=1000$, дБ – 60 ;
- Коефіцієнт гармонік при $K_U=1000$, % – $0,01$;
- Вхідний опір, кОм – 100 ;
- Мінімальний опір навантаження, Ом – 500 ;
- Максимальна вхідна напруга, В – $\pm 4,5$;
- Напруга живлення, В – ± 15 ;
- Максимальний споживаний струм, мА – 15 .

Наведемо електричну схему підсилювача на основі даної ІМС (рисунок 3.10).

Основою даного підсилювача є мікросхема SSM2017. Простота реалізації та високі показники роблять доцільним її застосування у конструкції. Навісні елементи складають вхідне коло ($VD1-VD4$, $L1-L2$, $R1-R2$ та $C1$) та коло

фільтрації напруги живлення ($C2-C5$ та $L3-L4$). Резистор $R3$ визначає коефіцієнт підсилення мікросхеми.

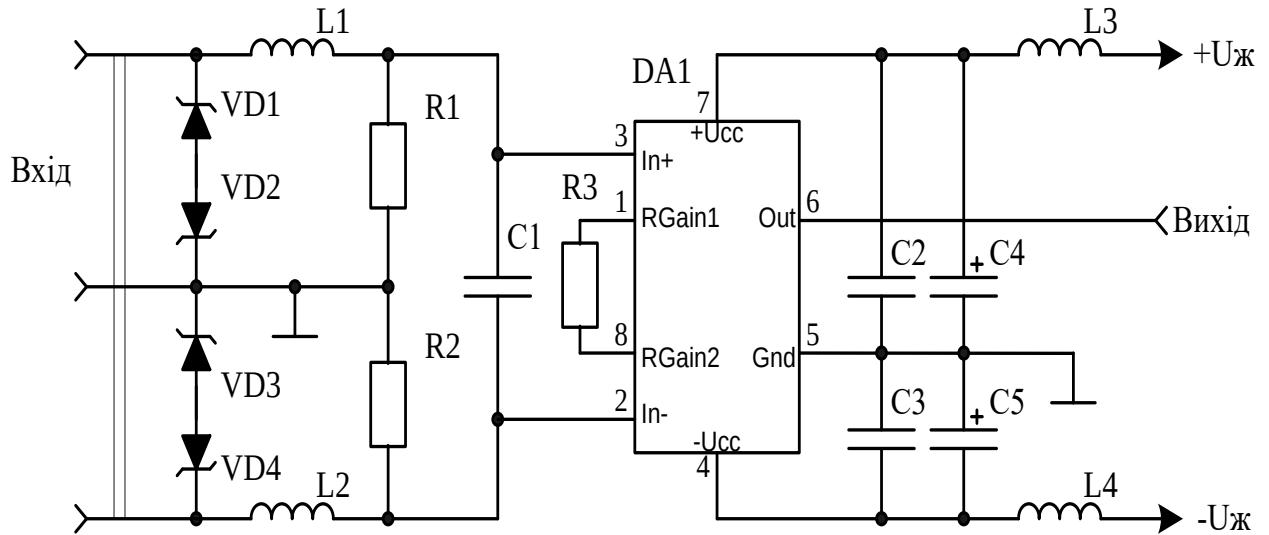


Рисунок 3.10 – Схема електрична мікрофонного підсилювача

Розрахунок даного каскаду зводиться до розрахунку вхідного фільтра $L1, L2-R1, R2-C1$, вибору захисних стабілітронів $VD1-VD4$ та розрахунку резистора $R3$.

Вхідний фільтр призначений для придушення радіозавад з частотами вище 1 МГц. Розрахунок проводиться за типовими співвідношеннями

$$L1 + L2 \approx \frac{1,41 \cdot (R1 + R2)}{2 \cdot \pi \cdot f_{зр}} [\text{Гн}],$$

$$C1 \approx \frac{1}{2,82 \cdot \pi \cdot f_{зр} \cdot (R1 + R2)} [\text{Ф}].$$

Резистори $R1$ та $R2$ визначають вхідний опір мікрофонного підсилювача. Задаємось значеннями $R1 = R2 = 1 \text{ кОм}$.

Тоді

$$L1 + L2 \approx \frac{1,41 \cdot (510 + 510)}{2 \cdot 3,14 \cdot 1 \cdot 10^6} = 228 \cdot 10^{-6} \text{ (Гн)},$$

$$C1 \approx \frac{1}{2,82 \cdot 3,14 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot (510 + 510)} = 0,11 \cdot 10^{-9} \text{ (Ф)}.$$

Приймаємо стандартні значення $L1=L2=100 \text{ мкГн}$, $C1=120 \text{ нФ}$.

Стабілітрони $VD1-VD4$ призначені для запобігання потрапляння високої напруги на вхід мікросхеми. За паспортом вхідна напруга не має перевищувати $\pm 4,5 \text{ В}$. Оскільки стабілітрони ввімкнені зустрічно-послідовно, слід врахувати спад напруги на відкритому прямозміщеному р-п-переході, що складає $0,7 \text{ В}$. Вибираємо стабілітрони КС133А з напругою стабілізації $3,3 \text{ В}$. Тоді підсумкова напруга стабілізації складе $3,3 + 0,7 = 4,0 \text{ В}$, що задовольняє ТУ на мікросхему.

3.8 Висновки до розділу

У розділі розроблені електричні схеми каскадів високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот. Здійснені необхідні електричні розрахунки номіналів пасивних і активних компонентів електричних схем каскадів високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот.

4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

4.1 Вибір моделюючої системи

Моделювання будемо здійснювати за допомогою схемного пакету Electronic Workbench 5.12. Дана версія схемного редактора набагато краща за попередні, і дуже проста у використанні. Єдиним їх недоліком, для нашого використання є те, що ця версія англійською.

Ми застосували цей редактор через його просте використання, порівняно широкі можливості: в режимі аналізу по змінному струму розраховуються амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), фазочастотна характеристика (ФЧХ) та груповий час затримки (ГЧЗ) між двома будь-якими вузлами з логарифмічним або лінійним масштабом по вісі частот; в режимі аналізу по постійному струму розраховується залежність постійної напруги на будь-якому вузлі схеми як функції постійної напруги на іншому вузлі.

Пакет програм Electronic Workbench 5.12 має менше функціональних можливостей ніж MicroCap V, але він набагато якісніше показує шукані характеристики у вигляді графіків та характеристик, можливість самостійному проектуванню моделей компонентів, що в певних умовах є більш доцільним застосування цього пакету програм.

При роботі в пакеті Electronic Workbench 5.12 схема складається з певних елементів, що вибираються у відповідних компонентних вікнах. Після складення певної схеми, нумеруються вузли схеми, для того щоб при аналізі можливо було продивитись характеристики певної ланки пристрою, а не всього разом. Щоб аналізувати пристрій чи певну ланку пристрою вибирається в меню пункт аналізу, в ньому є можливість робити аналіз пристрою як за постійним струмом, так і за змінним, а також використовуючи різні функції, отримувати графічні зображення, наприклад, частотного спектру, на основі якого визначається коефіцієнт гармонік.

Отож для подальшого дослідження пристрою буде використовуватись

пакет моделюючих програм Electronic Workbench 5.12.

4.2 Моделювання регулятора тембру

Набрана у схемному редакторі Electronic Workbench 5.12 схема має вигляд, наведений на рис.4.1.

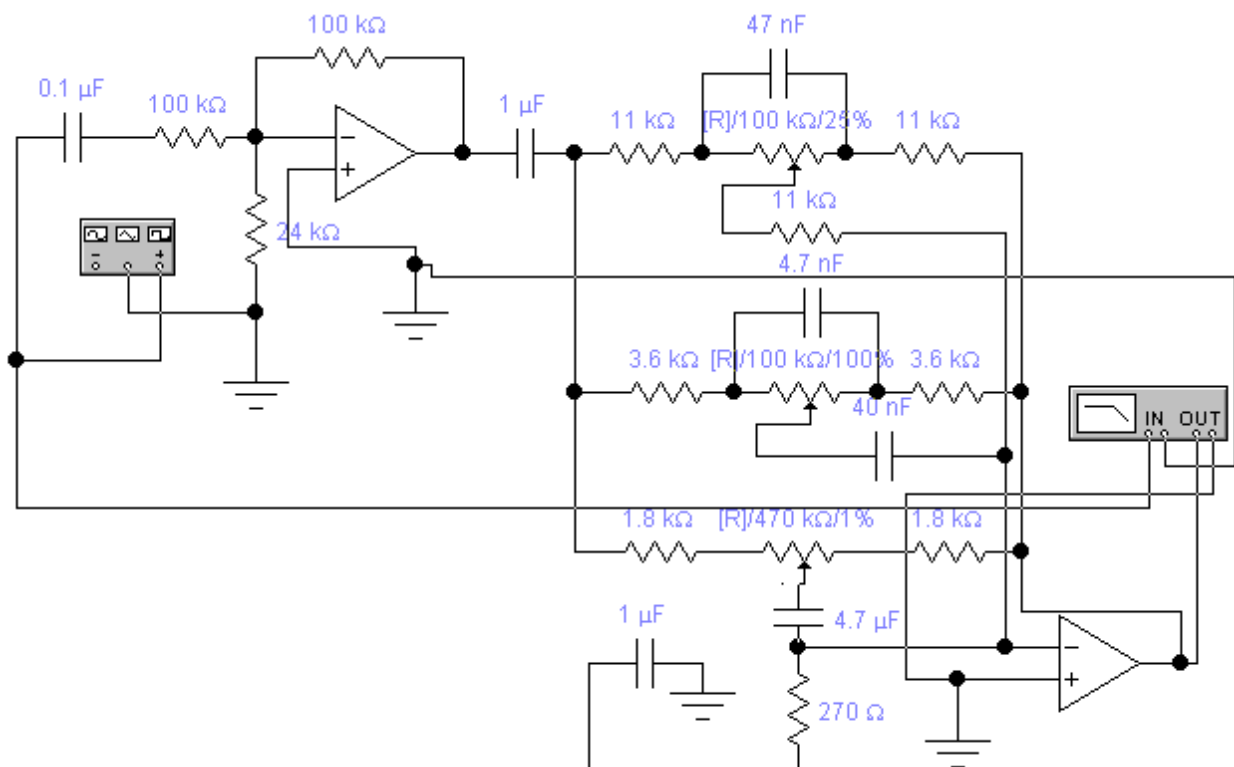


Рисунок 4.1 – Модель регулятора тембру в схемному редакторі Electronic Workbench 5.12

Дослідження будемо здійснювати для різних значень номіналів змінних резисторів схеми регулятора тембру.

Результати моделювання для різних значень номіналів потенціометрів схеми регулятора тембру наведені на рис.4.2, рис.4.3, рис.4.4, рис.4.5 та рис.4.6.

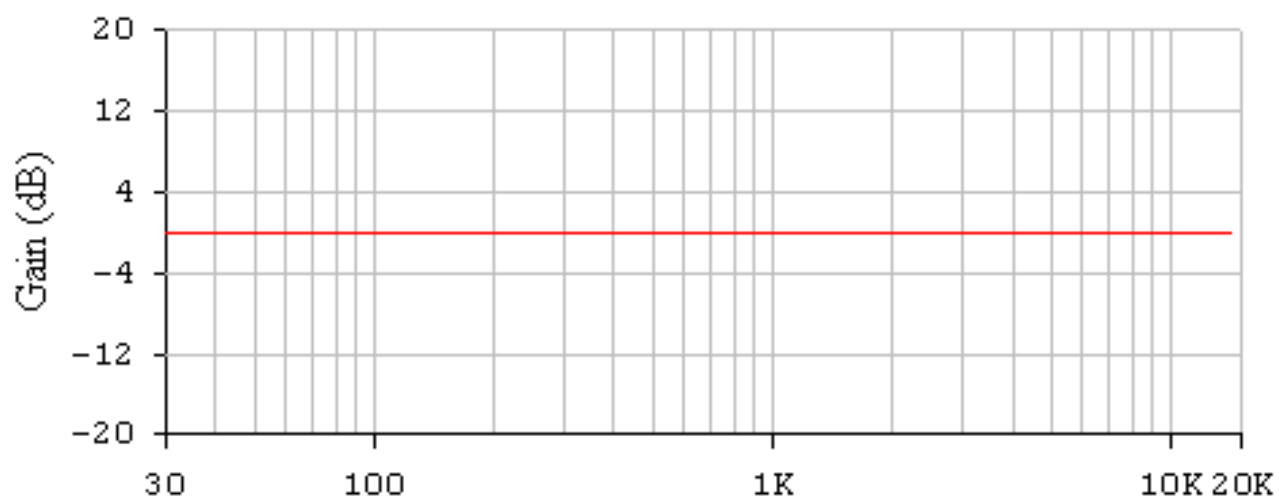


Рисунок 4.2 – Амплітудно-частотна характеристика регулятора тембру при середньому положенні потенціометрів

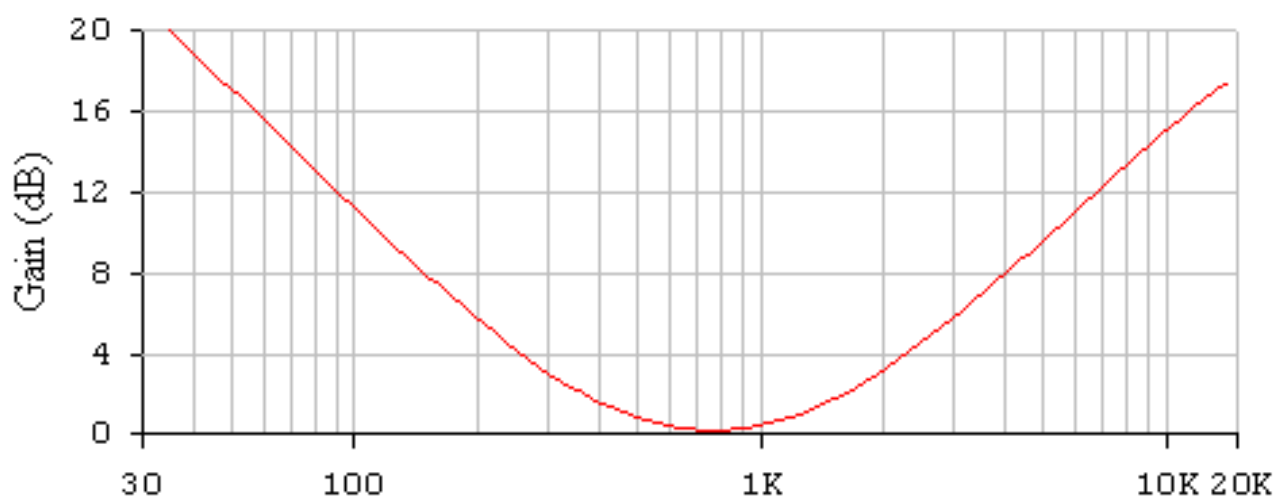


Рисунок 4.3 – Амплітудно-частотна характеристика регулятора тембру при:
 $R_{сч}$ – середнє положення; $R_{нч}$ – мінімальний опір; $R_{вч}$ – мінімальний опір

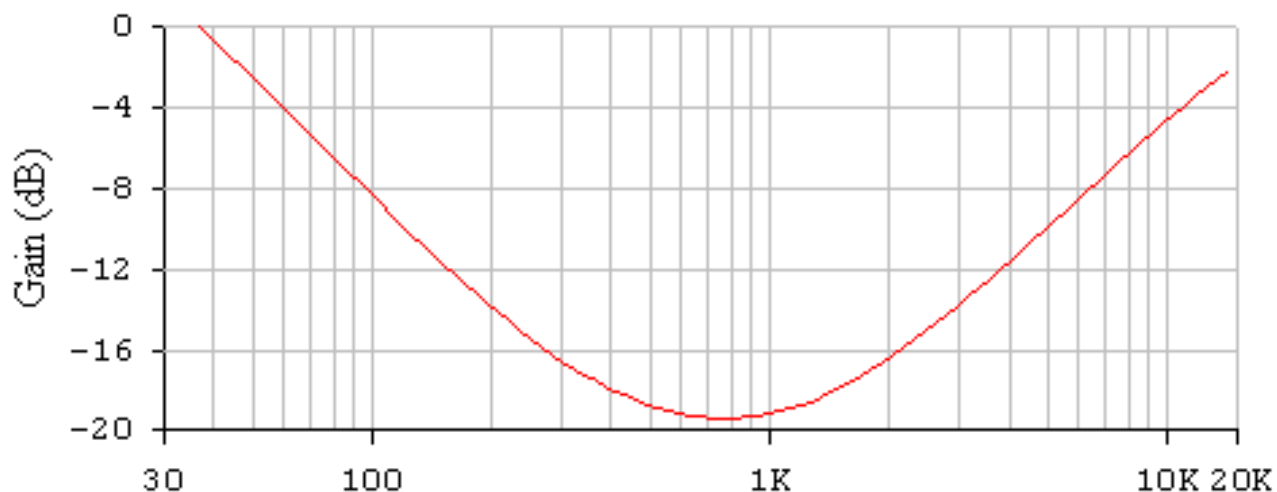


Рисунок 4.4 – Амплітудно-частотна характеристика регулятора тембру при:

$R_{СЧ}$ – максимальний; $R_{НЧ}$ – середнє положення; $R_{ВЧ}$ – середнє положення

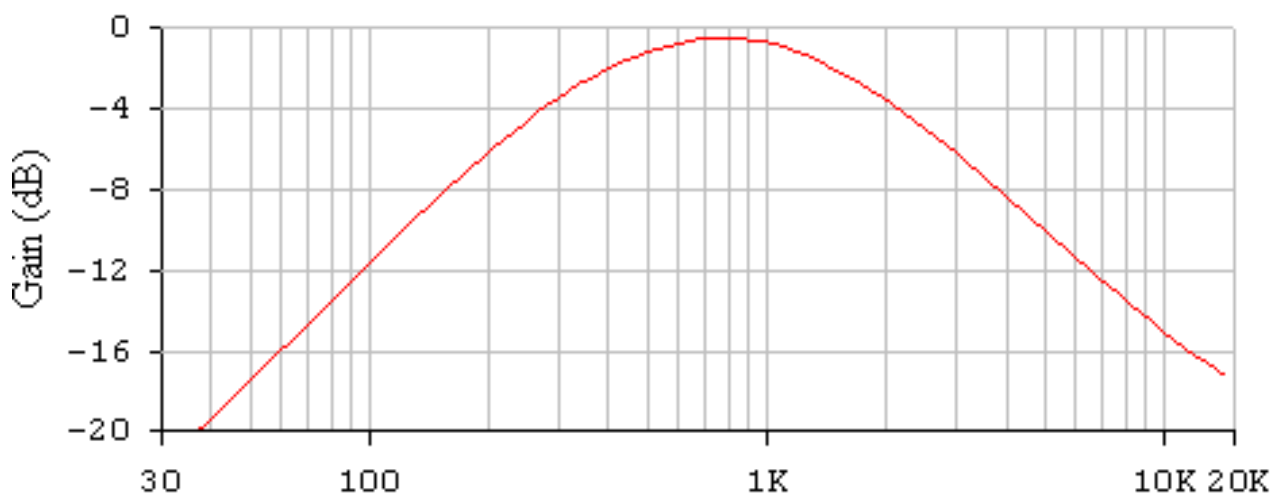


Рисунок 4.11 – Амплітудно-частотна характеристика регулятора тембру при:

$R_{СЧ}$ – середнє положення; $R_{НЧ}$ – максимальний опір; $R_{ВЧ}$ – максимальний опір

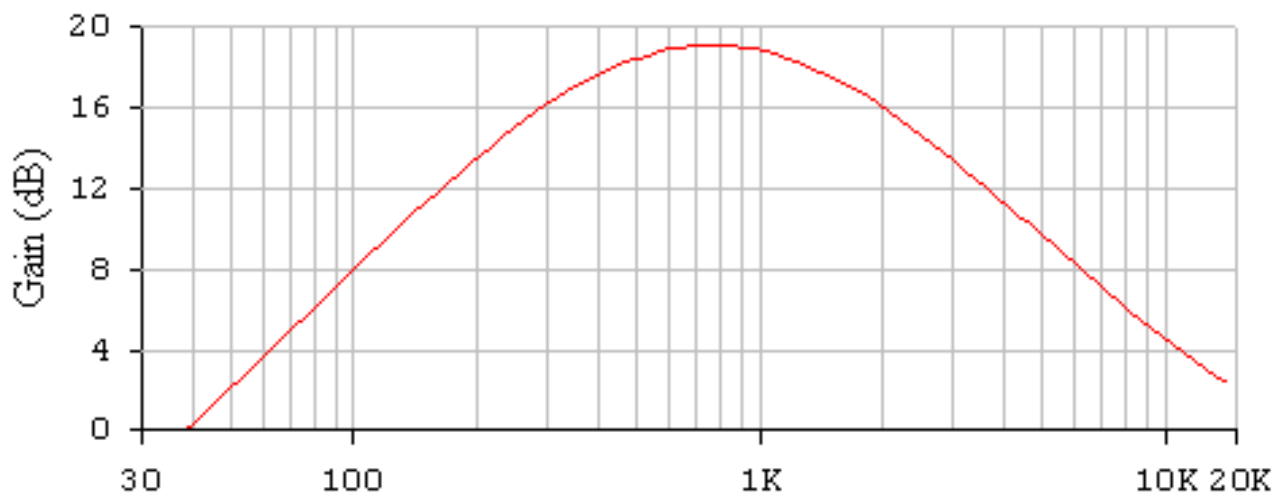


Рисунок 5.12 – Амплітудно-частотна характеристика регулятора тембру при: $R_{СЧ}$

– мінімальний опір; $R_{НЧ}$ – середнє положення; $R_{ВЧ}$ – середнє положення

Розрахунок АЧХ і ФЧХ вхідного підсилювача на ЕОМ, проведений за допомогою програми Electronics Workbench підтвердив відповідність отриманих результатів теоретичним і вимогам технічного завдання, а саме: коефіцієнт підсилення та діапазон робочих частот підсилювача. Частотні спотворення в області верхніх і нижніх частот зійшлися з розрахунковими значеннями.

4.3 Висновки до розділу

У розділі отримані результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання активного регулятора тембру високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот. Порівняння основних параметрів розробленого пристрою із заданими і ІЗ наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Порівняння результатів розрахунків і моделюванні із заданими в індивідуальному завданні

Параметр	Отримані в ДП		
	Згідно ТЗ	Розрахунок	Моделювання
Діапазон робочих частот	20Гц...20кГц	20Гц...20кГц	20Гц...20кГц
Коефіцієнт нелінійних спотворень	0,005 %	0,00413 %	0,00428 %
Номінальна вихідна потужність	70 Вт	70 Вт	70 Вт
Глибина регулювання тембру по ВЧ та НЧ смугах	±12 дБ	±12 дБ	±12 дБ
Регулятор гучності (підсилення)	26 дБ	26 дБ	26 дБ

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.

5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки

Метою проведення комерційного і технологічного аудиту дослідження за темою «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот» є оцінювання науково-технічного рівня та рівня комерційного потенціалу розробки, створеної в результаті науково-технічної діяльності.

Мікроелектронні підсилювачі є важливими елементами сучасних аудіосистем, що базуються на використанні мікросхем для підсилення звукових сигналів. Їх основною перевагою є компактність, висока ефективність і здатність до інтеграції з іншими електронними компонентами, що дозволяє створювати складніші та багатофункціональні пристрої при збереженні мінімальних розмірів. Проте, при розробці таких підсилювачів існують і низка специфічних особливостей, які необхідно враховувати для забезпечення стабільної та високоякісної роботи.

Одна з основних особливостей мікроелектронних підсилювачів полягає в їх високій енергоефективності. Завдяки використанню сучасних технологій виготовлення мікросхем, таких як CMOS (комплементарні метал-оксидні напівпровідникові транзистори) та BiCMOS (біполярно-комплементарні метал-оксидні напівпровідники), можна досягти значних знижень в енергоспоживанні при збереженні високої ефективності підсилення сигналу. Це є важливою перевагою, особливо для мобільних і портативних пристроїв, де енергоспоживання має критичне значення.

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням 5-ти бальної системи оцінювання за 12-ма критеріями [34].

Таблиця 5.1 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1. Технічна здійсненність концепції	5	4	5
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	4	4	3
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	3	4	3
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	4	3	4
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	3	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	40	41	40
Середньоарифметична сума балів $СБ_c$	40,3		

За результатами розрахунків, наведених в таблиці 5.1, зробимо висновок щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки. При цьому використаємо рекомендації, наведені в [34].

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот» становить 40,3 бала, що, відповідно до [34], свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий).

Сучасні мікроелектронні технології дозволяють інтегрувати в одну мікросхему безліч функцій, що дозволяє зменшити кількість зовнішніх компонентів, знизити вартість і спростити виробничі процеси. Це дозволяє розробляти компактні та багатофункціональні пристрої, що включають в себе не тільки підсилювач, але й інші необхідні елементи, такі як фільтри, процесори цифрової обробки сигналів (DSP) і схеми управління.

Важливою особливістю мікроелектронних підсилювачів є їх високий рівень інтермодуляційних спотворень та зворотних впливів на інші електронні компоненти. Це особливо актуально в умовах щільної інтеграції компонентів на одній платі, коли магнітні та електричні поля можуть впливати на роботу інших мікросхем. Для вирішення цієї проблеми розробники використовують технології екранізації, а також ретельне проектування розташування компонентів для зменшення взаємних впливів.

Мікроелектронні підсилювачі дозволяють реалізувати нові функціональні можливості, зокрема підтримку бездротових технологій, таких як Bluetooth і Wi-Fi. Це дає змогу розробляти бездротові аудіосистеми, де підсилювачі можуть бути вбудовані в різноманітні пристрої без необхідності проводів. Цей аспект є важливим у сучасних аудіосистемах, що сприяє розвитку портативних і мобільних пристроїв, а також систем "розумного будинку", де аудіообладнання повинно бути інтегроване з іншими компонентами через бездротові канали зв'язку.

Отже, мікроелектронні підсилювачі відрізняються від традиційних підсилювачів як завдяки своїй компактності, так і завдяки високій ефективності, точності регулювання та можливостям для інтеграції з іншими технологіями. Вони дозволяють створювати аудіосистеми нового покоління, що відповідають

вимогам до якості звуку, енергоефективності та компактності, забезпечуючи зручність використання і можливість розширення функціональності.

Отже, будуючи сучасні підсилювачі, елементною базою яких є мікросхеми, можливо досягти необхідних результатів з мінімально можливими затратами.

Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот, що розробляється, має ряд суттєвих переваг перед існуючими аналогами. Створення такого приладу на сучасній елементній базі вітчизняного виробництва є не дуже складним, при цьому забезпечуються високі технічні та конструктивні показники апаратури та порівняно низька ціна.

5.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [35]

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

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.

Результати порівняння зведемо до таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Порівняння основних параметрів розробки та аналога

Показники (параметри)	Одиниця вимірю- вання	Аналог	Проектований продукт	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Номінальна вихідна потужність	Вт	200	250	1,25	0,15
Коефіцієнт нелінійних спотворень	%	0,05	0,04	1,25	0,3
Швидкість наростання вихідної напруги	В/мкс	20	25	1,25	0,2
Співвідношення сигнал/шум	дБ	65	70	1,08	0,1
Вхідний опір	кОм	39	47	1,2	0,25

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення складе

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 1,25 \cdot 0,15 + 1,25 \cdot 0,3 + 1,25 \cdot 0,2 + 1,08 \cdot 0,1 + 1,2 \cdot 0,25 = 1,22.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,22 рази.

5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових

частот», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.3.1 Витрати на оплату праці

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників ($З_o$) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [34]

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

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

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

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=24$ дні.

$$З_o = 18400,00 \cdot 24 / 24 = 18545,52 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Науковий керівник дослідної роботи	18400,00	772,73	24	18545,52
Інженер-дослідник мікроелектронної апаратури	17600,00	750,00	24	18000,00
Науковий співробітник	17600,00	681,82	10	6818,20
Провідний фахівець	9000,00	375,00	15	5625,00
Всього				48988,72

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників ($З_p$) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот» розраховуємо за формулою

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

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

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

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

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

де M_M – розмір мінімальної місячної заробітної плати, прийmemo $M_M=8000,00$ (грн.);

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення (табл. Б.2, додаток Б) [34];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 24$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_l = 8000,00 \cdot 1,10 \cdot 1,15 / (24 \cdot 8) = 52,71 \text{ (грн.)}.$$

$$З_{pl} = 52,71 \cdot 4,50 = 237,19 \text{ (грн.)}.$$

Таблиця 5.4 – 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
Переналаштування робочого місця інженера-дослідника	4,50	2	1,10	52,71	237,19
Інсталяція програмного забезпечення математичного моделювання	6,20	3	1,35	64,69	401,06
Формування (введення) бази даних дослідження моделі	12,00	4	1,50	71,88	862,50
Відлагодження інтерполяційних модулів	3,50	5	1,70	81,46	285,10
Підготовка цифрової експериментальної моделі	6,25	4	1,50	71,88	449,22
Формування бази даних підсистеми	90,00	3	1,35	64,69	5821,88
Формування бази даних для підсистеми аналізу потужності сигналів звукових частот	8,00	3	1,35	64,69	517,50
Узгодження параметрів системи обробки даних	4,00	5	1,70	81,46	325,83
Всього					8900,28

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$З_{\text{доп}} = (З_o + З_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

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

$$З_{\text{доп}} = (48988,72 + 8900,28) \cdot 11 / 100\% = 6367,79 \text{ (грн.)}.$$

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

$$З_n = (З_o + З_p + З_{\text{доп}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%} \quad (5.6)$$

де $H_{\text{зн}}$ – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$З_n = (48988,72 + 8900,28 + 6367,79) \cdot 22 / 100\% = 14136,49 \text{ (грн.)}.$$

5.3.3 Сировина та матеріали

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

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot Ц_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot Ц_{\text{с}j}, \quad (5.7)$$

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

n – кількість видів матеріалів;

$Ц_j$ – 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.).

$$M_1 = 4,0 \cdot 165,00 \cdot 1,12 - 0 \cdot 0 = 739,20 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір Офісний А4 500	165,00	4,0	0	0	739,20
Папір для записів А4 250	96,00	4,0	0	0	430,08
Органайзер офісний	187,00	4,0	0	0	837,76
Канцелярське приладдя	169,00	4,0	0	0	757,12
Картридж для принтера	1055,00	4,0	0	0	4726,40
Диск оптичний CD-R	27,50	5,0	0	0	154,00
Flesh-пам'ять 128 GB	269,00	1,0	0	0	301,28
Дріт монтажний	21,75	0,1	0	0	2,19
Бензосуміш	52,50	0,1	0	0	4,70
Лак	380,00	0,1	0	0	27,66
Склотекстоліт	160,00	0,1	0	0	25,09
Смола поліамідна	240,00	0,0600	0	0	16,13
Пресматеріал	185,00	0,0400	0	0	8,29
Стержні текстолітові	180,00	0,0200	0	0	4,03
Стрічка полі-хлорвініло ва ізоляційна	210,00	0,0300	0	0	7,06
Корпус	280,00	1,0	0	0	313,60
Всього					8354,59

5.3.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_{ϵ}), які використовують при проведенні НДР на тему «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

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

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

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

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

$$K_{\epsilon} = \dots \cdot 1,12 = 0,00 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Резистори			0,00
MF-50 0,125 ± 10%	72	4,35	350,78
СПЗ-16 0,125 ± 10%	8	8,20	73,47
Конденсатори			0,00
K50-25 ± 20%	6	6,25	42,00
CL11 ± 10%	14	5,30	83,10
СВВ81 ± 4%	2	3,45	7,73
X7R ± 10%	10	4,20	47,04
K75-3 ± 10%	4	4,15	18,59
Котушки індуктивності	5	5,40	30,24

Продовження таблиці 5.6 – Витрати на комплектуючі

Діоди			0,00
1N4001	10	7,50	84,00
BZX55C3V3	1	8,40	9,41
Реле РС 4.590.218	1	13,20	14,78
Комутаційні пристрої ТВ1-4	3	15,00	50,40
Транзистори			0,00
BUZ307	4	165,00	739,20
BC547B	5	18,40	103,04
BC178AP	6	20,10	135,07
2N4124	1	12,40	13,89
Всього			1802,75

5.3.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

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

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

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

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

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 15399,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 19338,00 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Вимірювач частотних характеристик	1	15399,00	19338,00
Осцилограф	1	8600,00	24640,00
Цифровий вольтметр	1	6800,00	7548,00
Всього			51526,00

5.3.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

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

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

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

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

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прог}} = 360,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 399,60 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Доступ до мережі Internet (високошвидкісний) грн/місяць	1	360,00	399,60
Програмний засіб IDE - Visual Studio Code	1	9830,00	10911,30
Математичне середовище розробки MatLab	1	9680,00	10744,80
Всього			22055,70

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

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

де $Ц_{б}$ – 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;

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

$$A_{обл} = (6520,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 181,11 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
ОС Windows	6520,00	3	1	181,11
Прикладний пакет Microsoft Office	6600,00	3	1	183,33
Прикладне програмне забезпечення проектування мікроелектронних систем	8620,00	3	1	239,44
Прикладне програмне забезпечення моделювання електронних схем	7650,00	3	1	212,50
Приміщення лабораторії досліджень	450000,00	25	1	1500,00
Робоче місце інженера-дослідника БМА	8500,00	7	1	101,19
Принтер Canon LBP-isiience8500	6600,00	5	1	110,00
Всього				2527,58

5.3.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

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

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

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; прийmemo $C_e = 10,98$ (грн.);

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

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

$$B_e = 0,35 \cdot 210,0 \cdot 10,98 \cdot 0,95 / 0,97 = 807,03 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Програмно-аналітичний комплекс	0,35	210,0	807,03
Робоче місце інженера-дослідника мікроелектронної техніки	0,10	210,0	230,58
Принтер Canon LBP-isiense8500	0,42	4,2	19,37
Вимірювач частотних характеристик	0,12	80,0	105,41
Осцилограф	0,14	80,0	122,98
Цифровий вольтметр	0,08	80,0	70,27
Всього			1355,63

5.3.9 Службові відрядження

Витрати за статтею «Службові відрядження» відсутні.

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

Витрати за статтею відсутні.

5.3.11 Інші витрати

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

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

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

$$I_{\text{г}} = (48988,72 + 8900,28) \cdot 50 / 100\% = 28944,50 \text{ (грн.)}.$$

5.3.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

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

$$B_{\text{нзв}} = (Z_{\text{о}} + Z_{\text{р}}) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.14)$$

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

$$B_{нзв} = (48988,72 + 8900,28) \cdot 100 / 100\% = 57889,00 \text{ (грн.)}.$$

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

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

$$B_{заг} = 48988,72 + 8900,28 + 6367,79 + 14136,49 + 8354,59 + 1802,75 + 51526,00 + 22055,70 + 2527,58 + 1355,63 + 0,00 + 0,00 + 28944,50 + 57889,00 =$$

$$= 252849,05 \text{ (грн.)}.$$

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

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

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

$$ЗВ = 252849,05 / 0,95 = 266156,89 \text{ (грн.)}.$$

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

Результати дослідження проведені за темою «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот» 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	400	400	400	400

N – кількість споживачів які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки, прийmemo 8100 осіб;

C_o – вартість пристрою у році до впровадження результатів розробки, прийmemo 7400,00 (грн.);

$\pm \Delta C_o$ – зміна вартості пристрою від впровадження результатів науково-технічної розробки, прийmemo 631,70 (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 [34]

$$\Delta \Pi_i = (\pm \Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{9}{100}\right), \quad (5.17)$$

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 $\rho = 40\%$;

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

Збільшення чистого прибутку 1-го року:

$$\Delta\Pi_1 = (631,70 \cdot 8100,00 + 8031,70 \cdot 400) \cdot 0,83 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 2267609,47 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року:

$$\Delta\Pi_2 = (631,70 \cdot 8100,00 + 8031,70 \cdot 800) \cdot 0,83 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 3142229,47 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року:

$$\Delta\Pi_3 = (631,70 \cdot 8100,00 + 8031,70 \cdot 1200) \cdot 0,83 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 4016849,47 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку 4-го року:

$$\Delta\Pi_4 = (631,70 \cdot 8100,00 + 8031,70 \cdot 1600) \cdot 0,83 \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 4891469,48 \text{ (грн.)}.$$

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

$$ПП = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (5.18)$$

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, $\tau = 0,1$;

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

$$\begin{aligned} ПП &= 2267609,47/(1+0,1)^1 + 3142229,47/(1+0,1)^2 + 4016849,47/(1+0,1)^3 + \\ &+ 4891469,48/(1+0,1)^4 = 2061463,15 + 2596883,86 + 3017918,46 + 3340939,47 = \\ &= 11017204,95 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

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

$$PV = k_{инв} \cdot 3B, \quad (5.19)$$

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 266156,89 (грн.).

$$PV = k_{инв} \cdot 3B = 2 \cdot 266156,89 = 532313,78 \text{ (грн.)}.$$

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

$$E_{абс} = ПП - PV \quad (5.20)$$

де $ПП$ – приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, 11017204,95 (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 532313,78 (грн.).

$$E_{абс} = ПП - PV = 11017204,95 - 532313,78 = 10484891,17 \text{ (грн.)}.$$

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

$$E_g = \sqrt[T_{жс}]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1, \quad (5.21)$$

де $E_{абс}$ – абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, 10484891,17 (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 532313,78 (грн.);

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

$$E_g = \sqrt[T_{жс}]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1 = (1 + 10484891,17/532313,78)^{1/4} = 1,13.$$

Мінімальна внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій $\tau_{мін}$

$$\tau_{мін} = d + f, \quad (5.22)$$

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 0,3.

$\tau_{мін} = 0,1 + 0,3 = 0,4 < 1,13$ свідчить про те, що внутрішня економічна дохідність інвестицій E_g , вища мінімальної внутрішньої дохідності. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот» доцільно.

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

$$T_{ок} = \frac{1}{E_{\epsilon}}, \quad (5.23)$$

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

$$T_{ок} = 1 / 1,13 = 0,88 \text{ р.}$$

$T_{ок} < 3$ -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 «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот» становить 40,3 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий).

При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,22 рази.

Отже можна зробити висновок про доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот».

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі розроблено високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот. Здійснено аналіз сучасних методів і засобів підсилення потужності сигналів звукових частот. Виконано огляд сучасних інтегральних мікросхем підсилювачів потужності звукових сигналів. Вибрано мостову схему включення. Головною перевагою при виборі мостової схеми підсилювача над стандартною є збільшена вчетверо максимальна вихідна потужність. За рахунок створення симетричних струмових пульсацій у колах живлення з подвоєною частотою сигналу спрощується побудова джерел живлення (відповідної потужності), виключаючи можливі умови появи перекосів вихідних двополярних напруг. Крім того симетричні мостові схеми можна без переробки їх можуть використовуватись в схемах як з балансним, так і небалансним входом, і вони відрізняються зменшеним рівнем парних гармонік. Недоліками є збільшення коефіцієнта гармонік, рівня шумів та необхідність точного підбору номіналів схеми.

В першому розділі магістерської кваліфікаційної роботи розглянуто особливості мостових підсилювачів потужності, наведені основні схеми підсилювачів потужності, проаналізовані мостові схеми з різними типами з'єднання каскадів, наведений огляд сучасних інтегральних мікросхем підсилювачів потужності.

В другому розділі магістерської кваліфікаційної роботи проведено аналіз можливостей в досягненні максимальної потужності в каскаді кінцевого підсилення. У третьому розділі магістерської кваліфікаційної роботи проведено вибір елементної бази та обґрунтування схеми мостового підсилювача потужності на ІМС. Обрано ІМС TDA7294 SGS-THOMSON Microelectronics. Здійснено електричні розрахунки регулятора гучності та схеми вхідного підсилення. Правильність електричних розрахунків перевірена шляхом комп'ютерного схемотехнічного моделювання каскадів високоякісного

мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот, що здійснено в четвертому розділі.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини. Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот» становить 40,3 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий). При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,22 рази.

Результати порівняння основних параметрів розробленого підсилювача із заданими в індивідуальному завданні наведені в таблиці 1.

Таблиця 1 – Результати отримані при проектуванні

Параметр	Отримані в МКР		
	Згідно ІЗ	Розрахунок	Моделювання
Діапазон робочих частот	20Гц...20кГц	20Гц...20кГц	20Гц...20кГц
Коефіцієнт нелінійних спотворень	0,005 %	0,00413 %	0,00428 %
Номінальна вихідна потужність	70 Вт	70 Вт	70 Вт
Глибина регулювання тембру по ВЧ та НЧ смугах	±12 дБ	±12 дБ	±12 дБ
Регулятор гучності (підсилення)	50 дБ	50 дБ	50 дБ
Час напрацювання на відмову	≥30000	30213	32000

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Які існують класи підсилювачів звуку [Електронний ресурс], - Режим доступу: <https://130.com.ua/uk/kakie-sushhe-stvuj-ut-klassy-usilitelej-zvuka/>
2. Як працюють трансляційні підсилювачі звуку [Електронний ресурс], - Режим доступу: <https://www.alfazvuk.ru/articles/kak-vybrattranslyacionnyj-usilitel-moshchnosti.html>
3. Трансляційний підсилювач потужності АМС ДМРА 120 [Електронний ресурс], - Режим доступу: <https://upsound.com.ua/dmpa120>
4. Трансляційний підсилювач потужності SKY SOUND SA-60U [Електронний ресурс], - Режим доступу: <https://prom.ua/pl258926230-translyatsionnyj-usilitel-moschnosti.html>
5. Трансляційний підсилювач потужності РА-1050 [Електронний ресурс], - Режим доступу: <https://slight.com.ua/pa-1050-50wtranslyatsionnyj-usilitel-sd-usb-bt-fm>
6. Трансляційний підсилювач потужності ARCTIC HENTR XDU0802 [Електронний ресурс], - Режим доступу: <https://jam.ua/ua/arctic-usiliteltranslacionniy-xdu0802>
7. Принцип намотки акустичного трансформатора [Електронний ресурс], - Режим доступу: https://elektrosat.ru/news/lampovyj_usilitel_svoimi_rukami/2014-11-07-865
8. Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2. edition, Kluwer Academic Publishers, 2001, ISBN 0- 7923-7270-0
9. Power Conversion & Line Filter Applications, Micrometals, January 2001
10. Poulsen, S., Andersen, M. A. E., Hystersis Controller with constant switching frequency, NORPIE2004, Trondheim, 2004
11. An asynchronous switching high-end power amplifier; Paul van der Hulst, Andre Veltman, Rene Groenenberg, AES 112th Conversion preprint 5503, Munich 2002.

12. Ljusev, P. , Andersen, M. A. E. , Switching-mode Audio Power Amplifiers with Direct Energy Conversion, 118th AES Convention, 2005
13. Ljusev, P. , Andersen, M. A. E. , Approaches to building single-stage AC/AC conversion switchmode audio power amplifiers, 11th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2004
14. Poulsen, S. , Andersen, M. A. E. , Single conversion audio amplifier DC-AC converters with high performance and low complexity control scheme, EPE-PEMC2004, Riga, 2004
15. Ljusev, P. , Andersen, M. A. E. , Safecommutation principle for direct single-phase AC-AC converters for use in audio power amplification, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics NORPIE 2004
16. Poulsen, S. , Andersen, M. A. E. , Single conversion audio amplifier and DC-AC converters with high performance and low complexity control scheme, NORPIE2004, Trondheim, 2004
17. Poulsen, S. , Andersen, M. A. E. , Single conversion audio amplifier and DC-AC converters with high performance and low complexity control scheme, PESC2004, Aachen, Germany, 2004
18. Poulsen, S., Single Conversion Isolated Impedance Transformation Amplifier, WO2004/001960, 2003
19. R.L. Kelly, M. S. Mazzola, W. A. Draper, J. Casady, Inherently safe DC/DC converter using a normally-on SiC JFET, APEC 2005, pages 1561-1565, Austin, 2005
20. D. Chang, M. Lee, D. Chen, V. Liva, Power junction FETs (JFETs) for very low-voltage applications, APEC 2005, pages 1419-1423, Austin, 2005
21. Fully Integrated Amplified Loudspeaker, Frank Albert Bilan, Jules Joseph Jelinek, Int. patent, US 6,243,472 B1, June 2001
22. Apparatus for Electric to Acoustic Conversion, Karsten Nielsen, WO02/093973, 2002
23. The Active pulse modulated Transducer (AT), A novel audio power conversion system architecture, Karsten Nielsen, Lars Michael Fenger, Audio Engineering Society, 115th Conction, 2003

24. Integrating switch mode audio power amplifiers and electro dynamic loudspeakers for a higher power efficiency, Søren Poulsen, Michael A. E. Andersen, PESC 2004
25. Poulsen, S. , Andersen, M. A. E. , Integrating switch mode audio power amplifiers and electro dynamic loudspeakers for a higher power efficiency, PESC2004, Aachen, Germany, 2004
26. Poulsen, S., Andersen, M. A. E. , Practical considerations for integrating switch mode audio amplifiers and loudspeakers for a higher power efficiency, 116th AES Convention, Berlin, Germany, 2004
27. Jin-Woo Jung. Control of boost inverter using zsource for fuel cells systems. The Ohio State University, 26. Sep. 2003.
28. Poh Chiang Loh. Pulse-width modulation for zsource inverter. IEEE Industry Applications Conference, 1:148–155, 3-7 Oct. 2004.
29. "Universal Class D" UCD 150W IP Cell, Bruno Putzeys, Data sheet, Philips Digital System Laboratories, July 2002
30. Power Amplifier, Bruno Putzeys, Int. Patent WO 03/090343, October 2003
31. PWM Amplifier with Feedback Loop Integrator, Eise C. Dijkmans, Johannes A. T. M. Van Den Homberg, US. patent US6,300,825B1, October 2001
32. Pedersen, M.S. et al. " All digital Power Amplifier Based on Pulse Width Modulation" 96th Convention of the AES. Feb. 1994. Amsterdam. Preprint 3809.
33. Nielsen, K. " PEDEC - A Novel Pulse Referenced Control Method for High Quality Digital PWM Switching Power Amplification" IEEE PESC '98. May 1998. Japan.
34. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
35. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепка – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

ВИСОКОЯКІСНИЙ МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ

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

(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

 Сухов Р.Б.
(прізвище та ініціали)

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

 Семенов А.О.
(прізвище та ініціали)

«10» 12 2024 р.

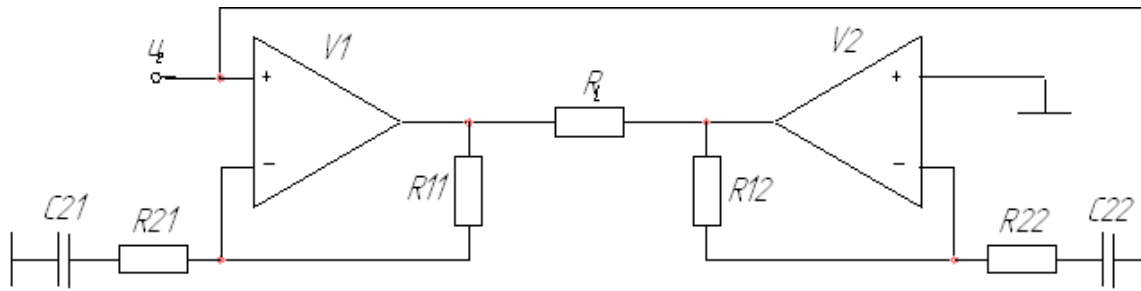


Рисунок 1 – Мостова схема підсилювача з послідовним збудженням

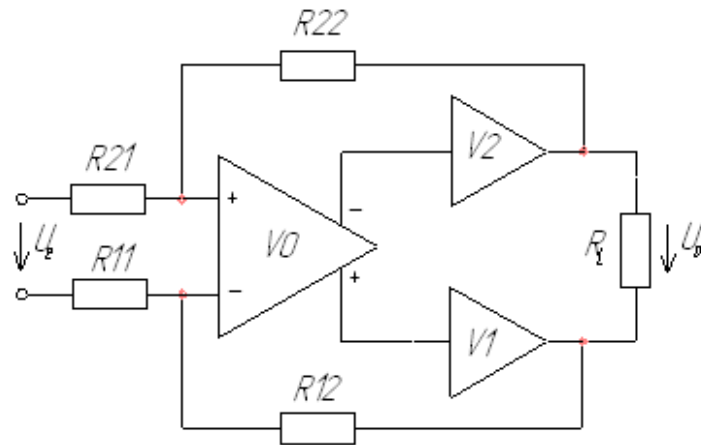


Рисунок 2 – Мостова схема підсилювача з паралельним збудженням

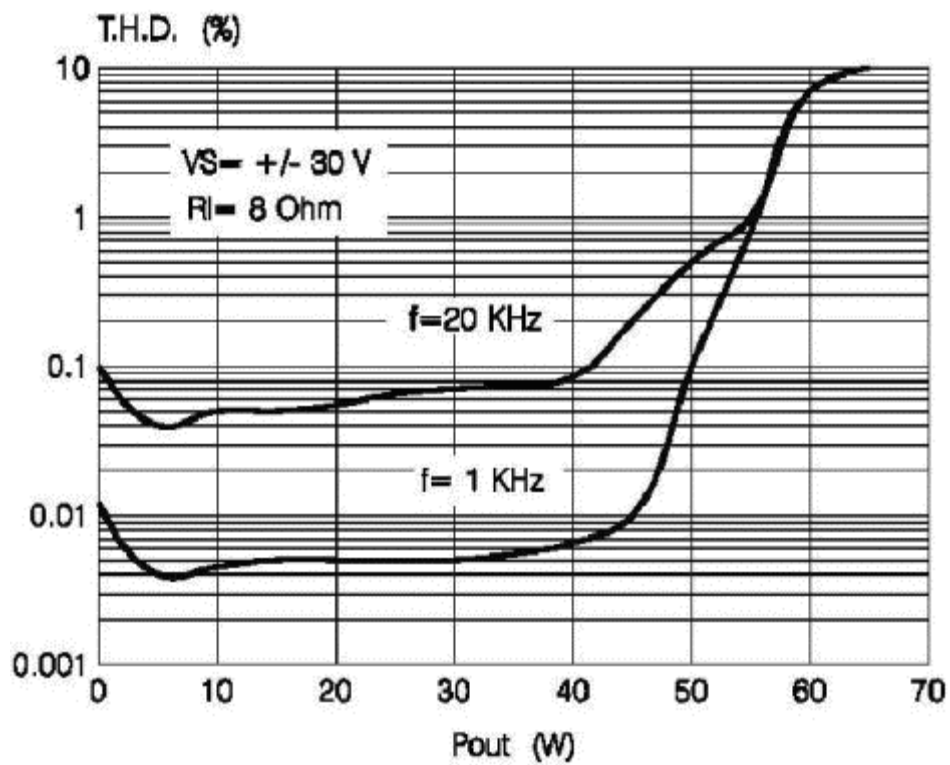


Рисунок 3 – Графік залежності спотворень від вихідної потужності

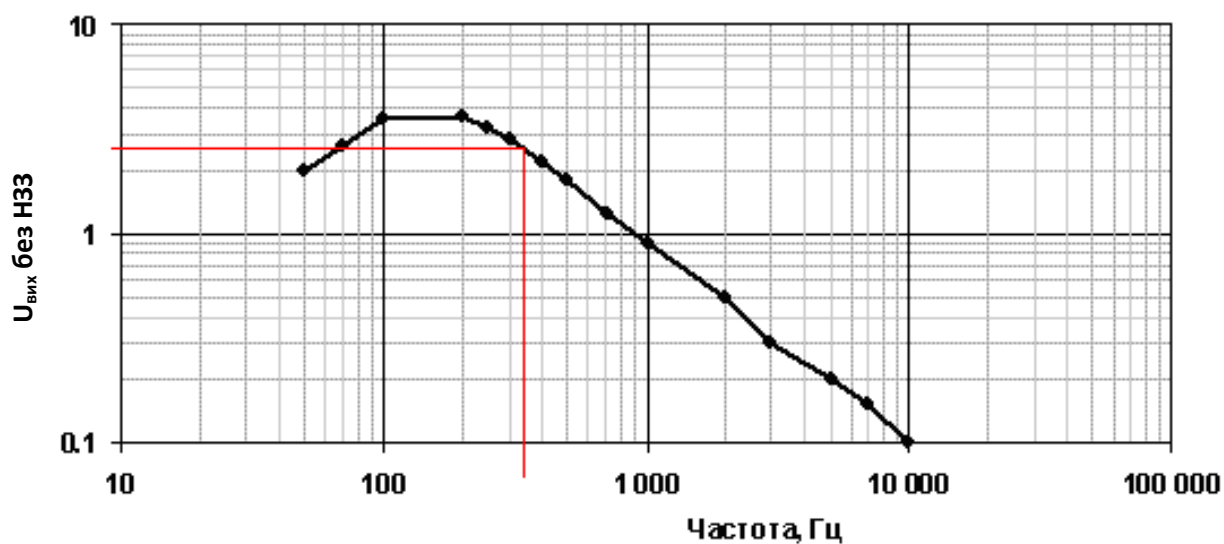


Рисунок 4 – АЧХ підсилювача на TDA7294 без H33

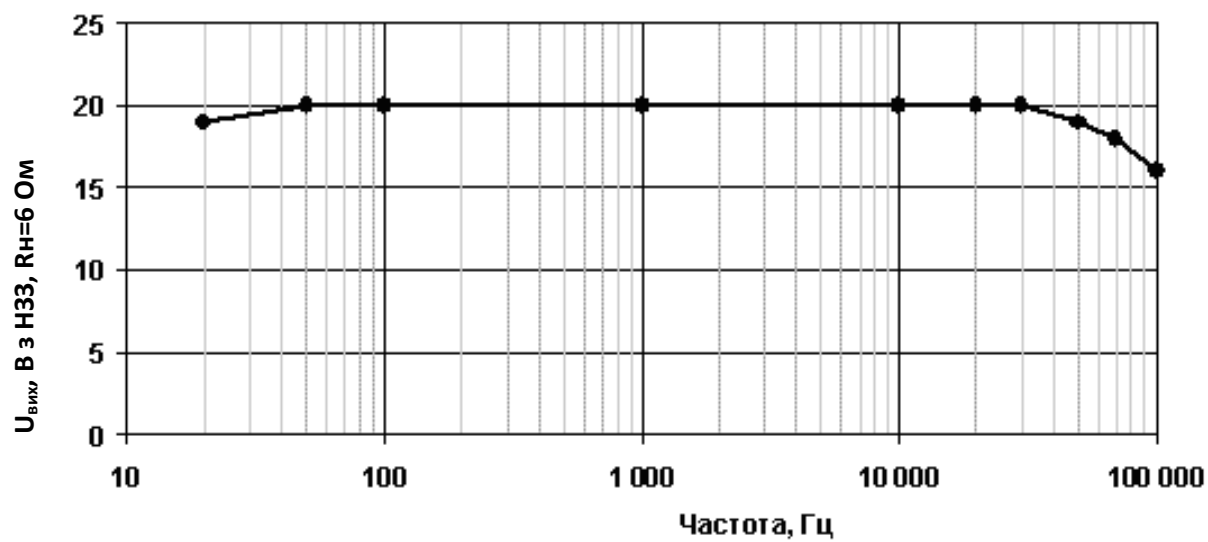


Рисунок 5 – Потужнісна АЧХ підсилювача на TDA7294

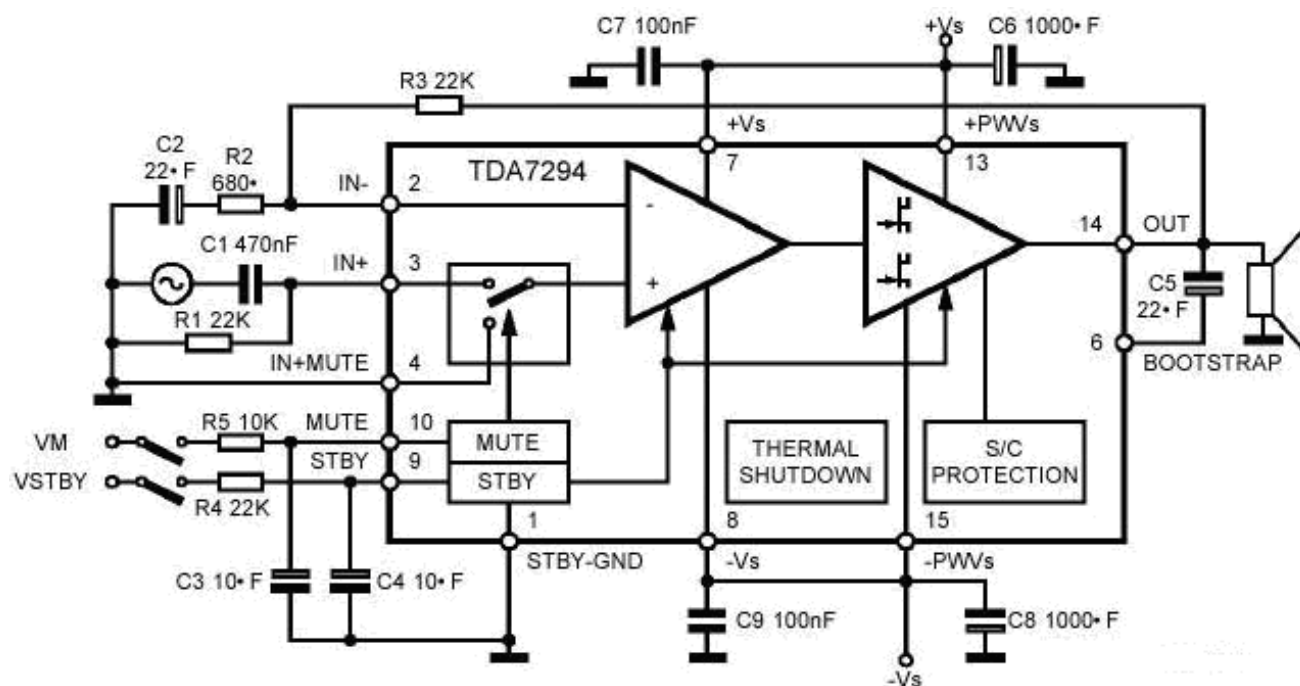


Рисунок 6 – Функціональна схема простого підсилювача потужності звукових частот на TDA7294

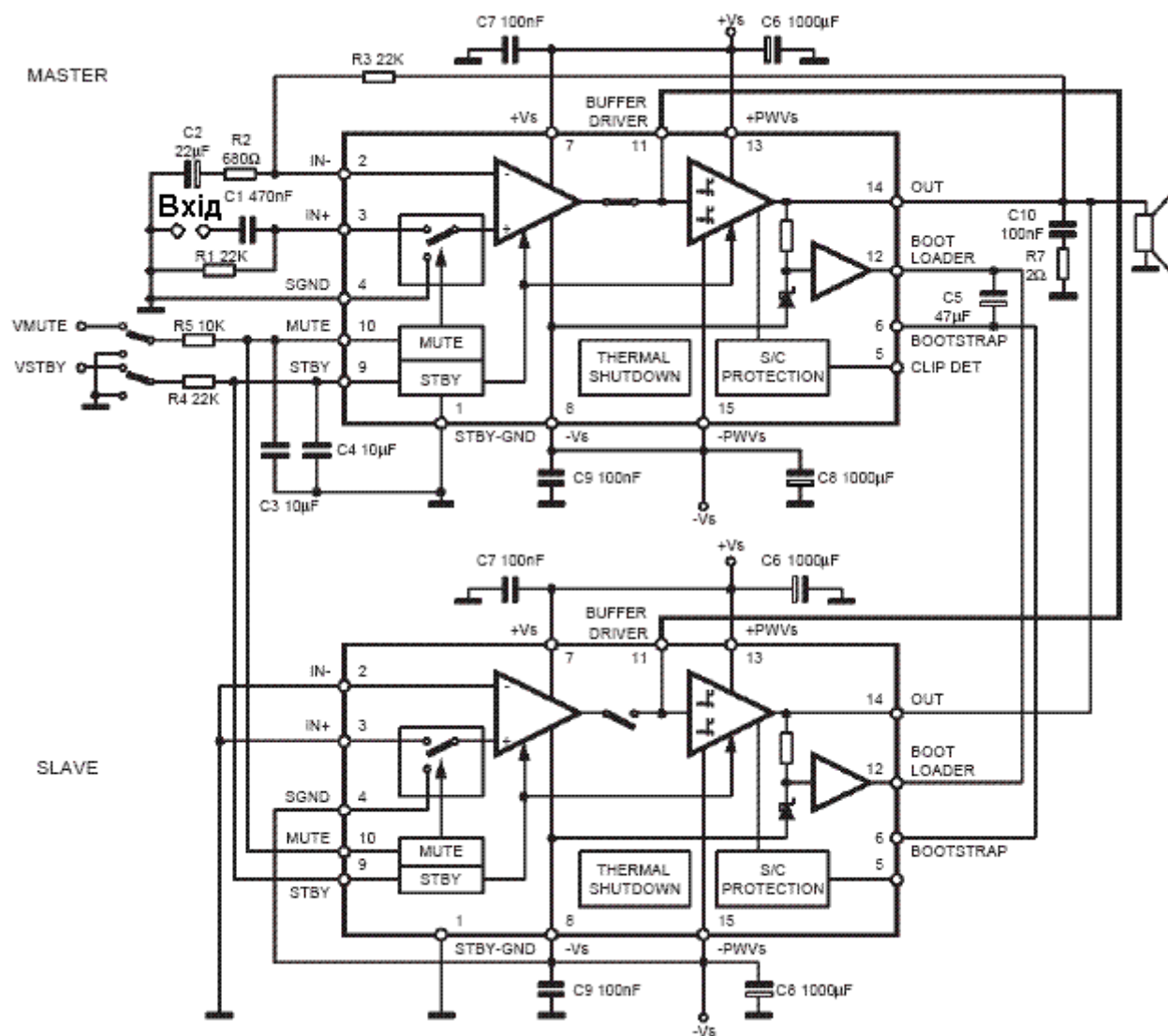


Рисунок 7 – Функціональна схема мостового включення ІМС TDA7294

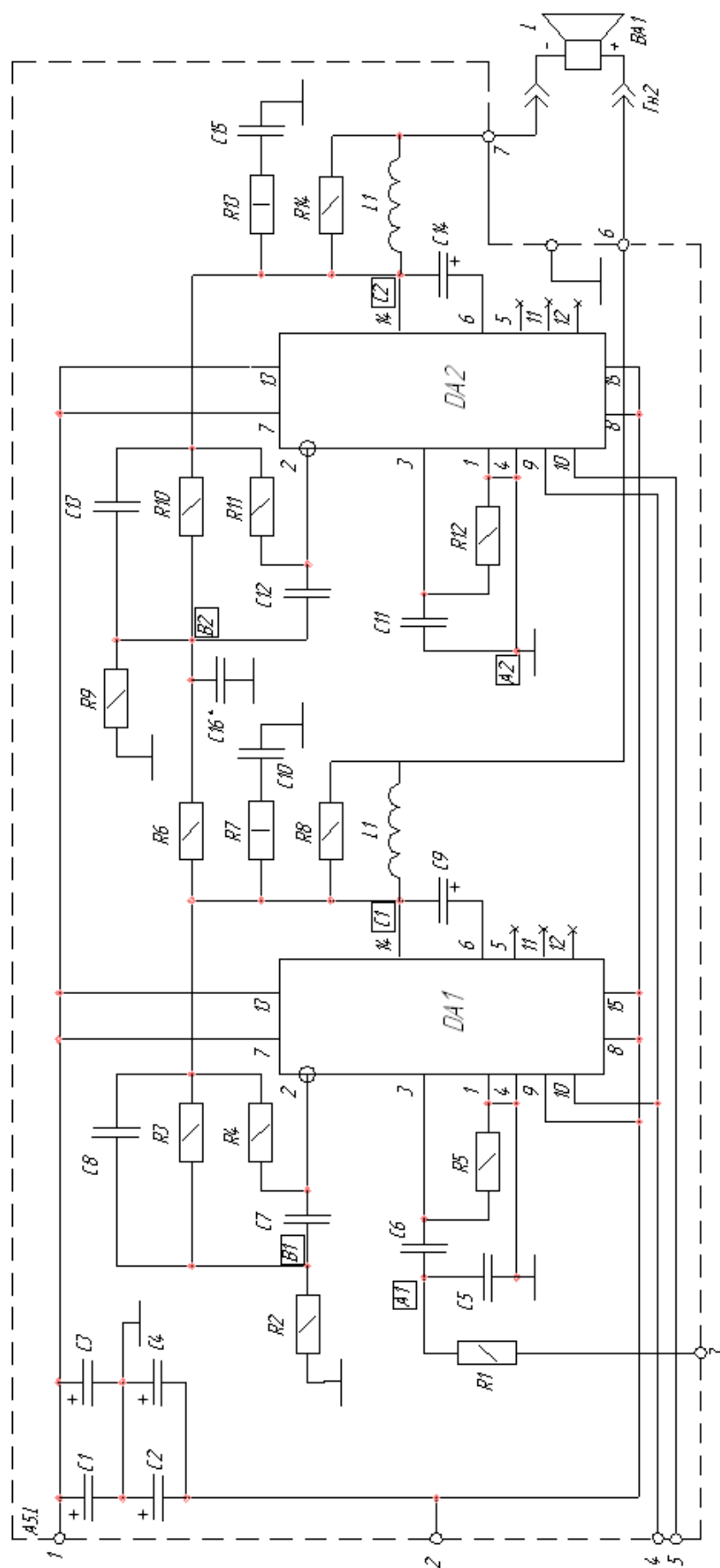


Рисунок 8 – Схема електрична принципова блоку вихідного підсилення високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот

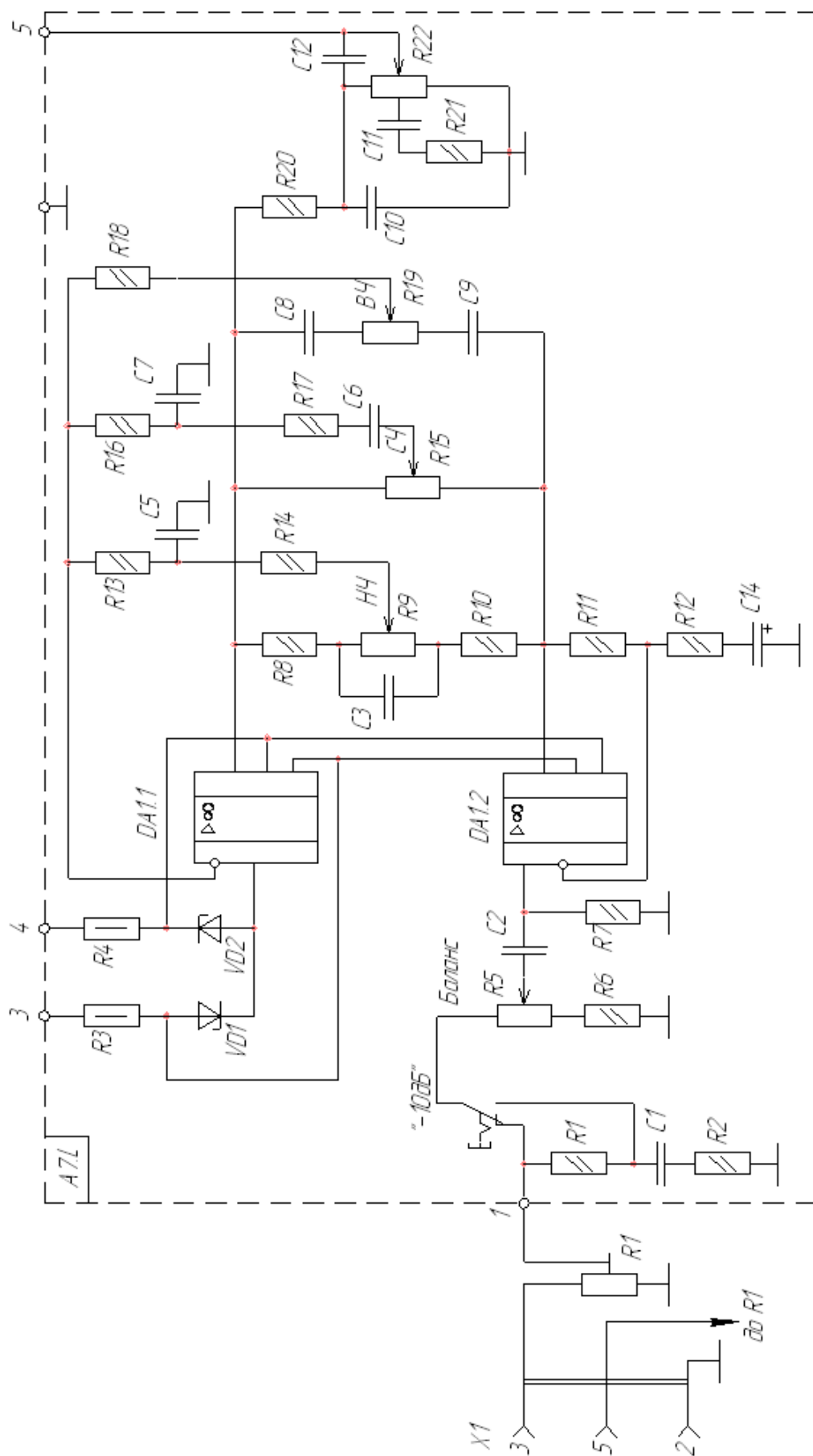


Рисунок 9 – Схема електрична принципова блоку регулювання тембру високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот

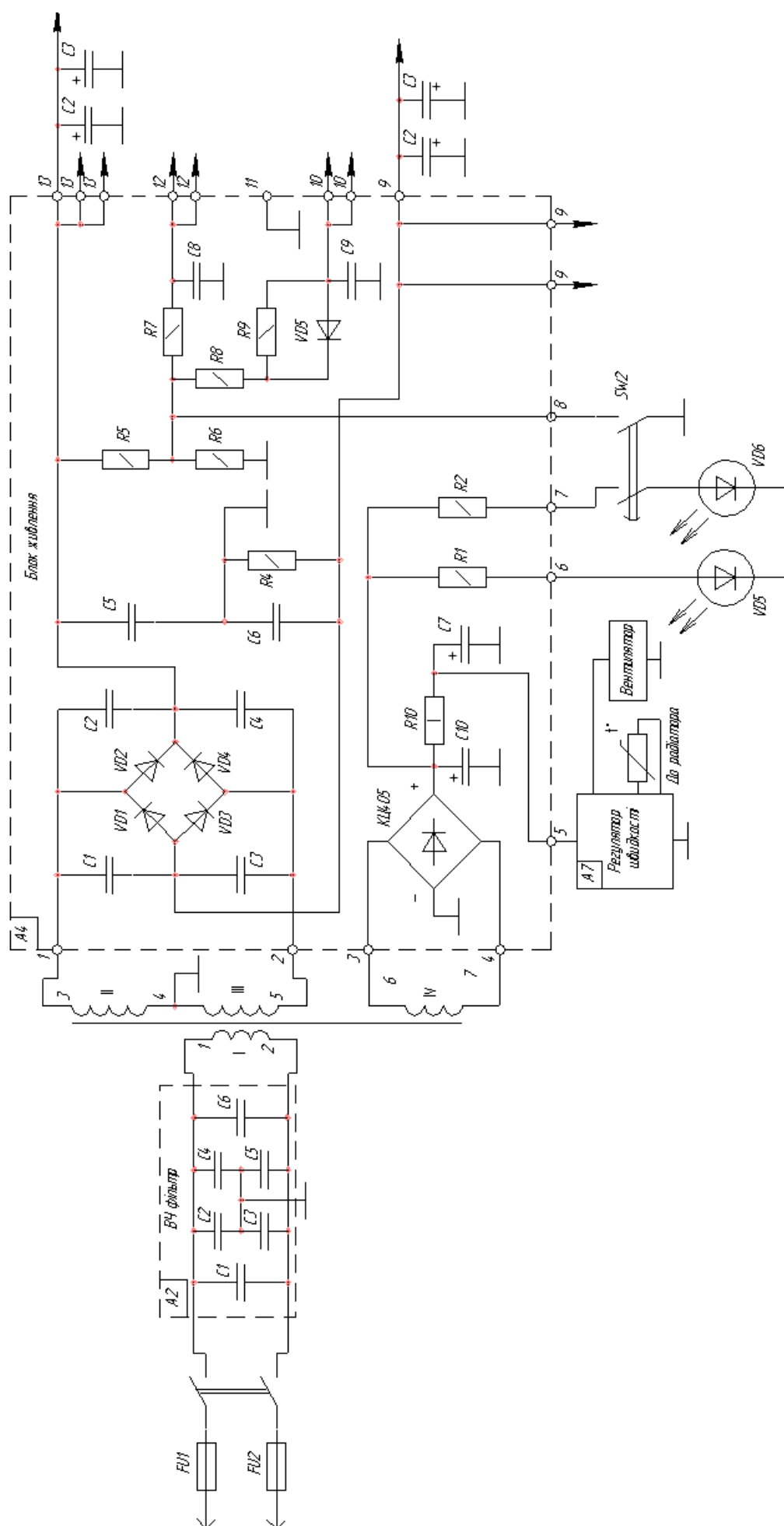


Рисунок 10 – Схема електрична принципова блоку живлення високоякісного мікроселектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот

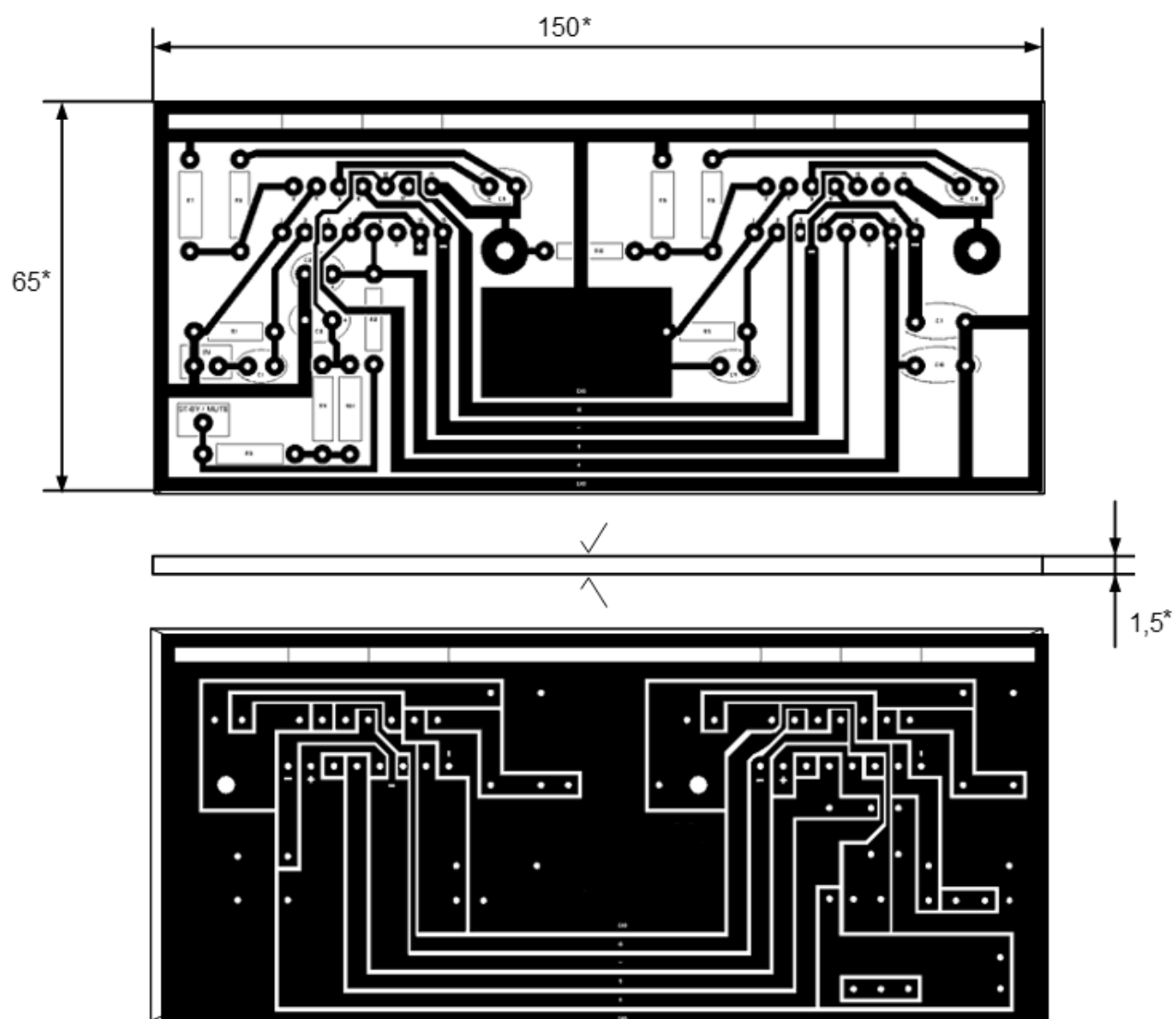


Рисунок 11 – Топологія друкованої плати блоку вихідного підсилення
високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових
частот

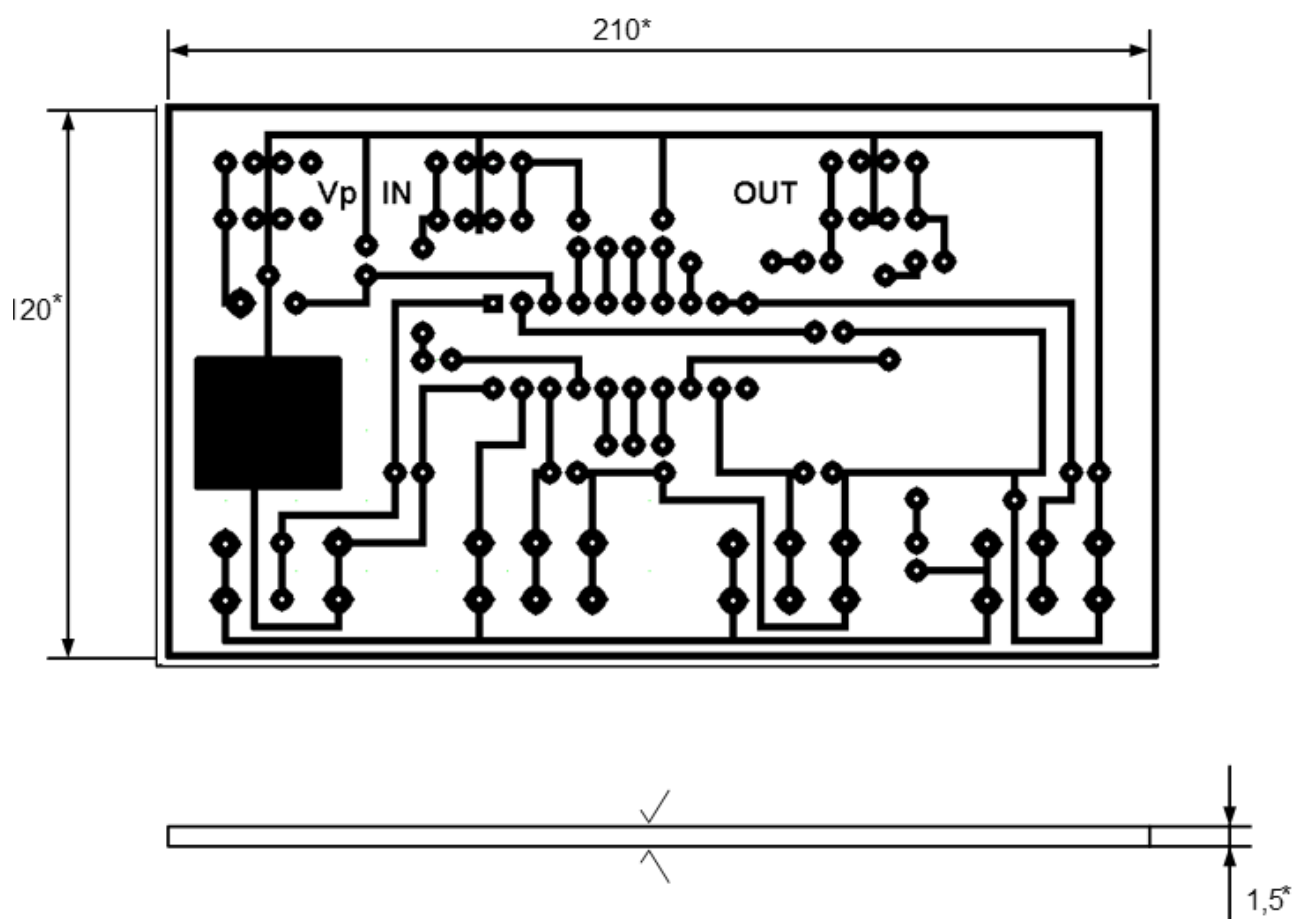


Рисунок 12 – Топологія друкованої плати блоку регулювання тембру
високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових
частот

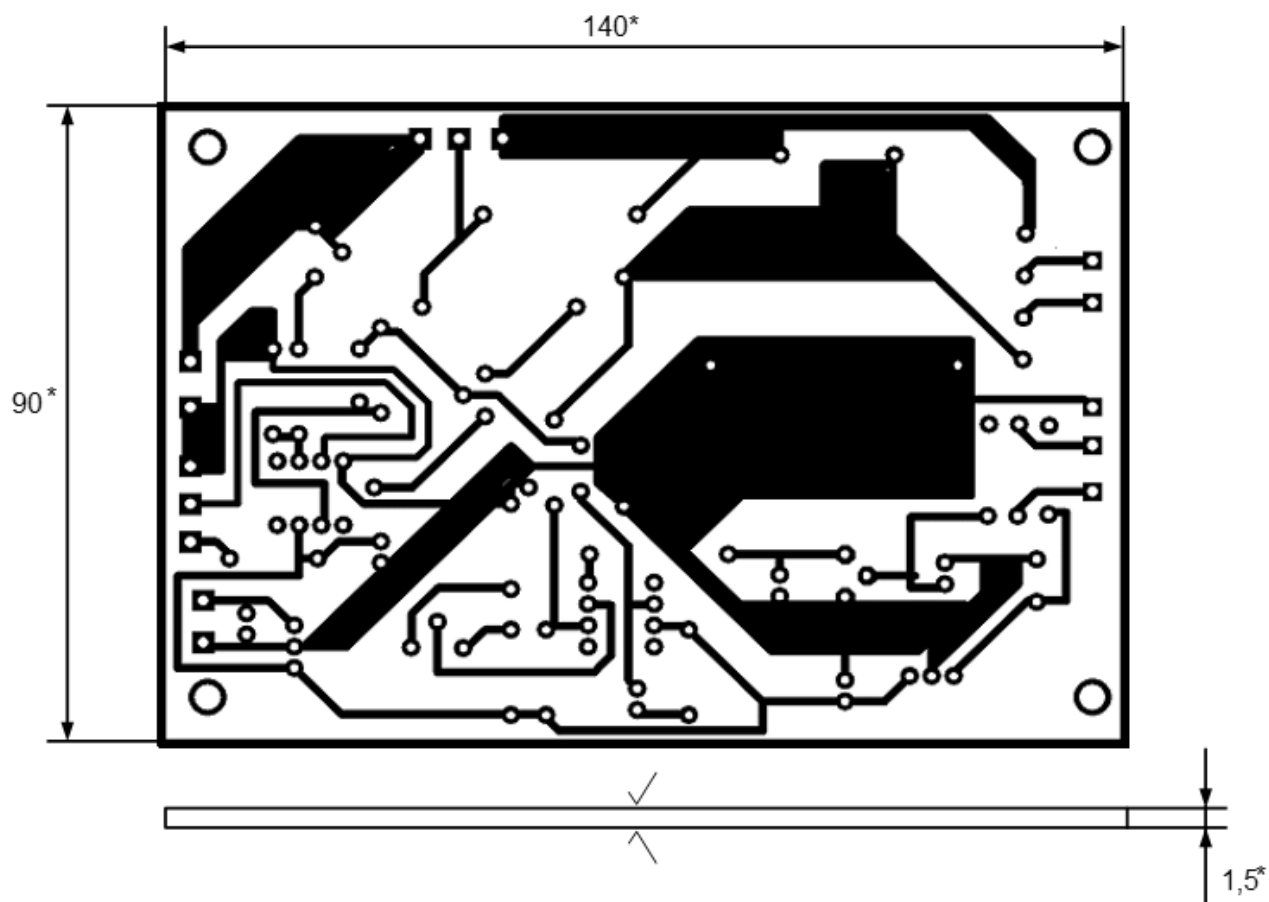


Рисунок 13 – Топологія друкованої плати блоку живлення високоякісного мікроелектронного підсилювача потужності сигналів звукових частот

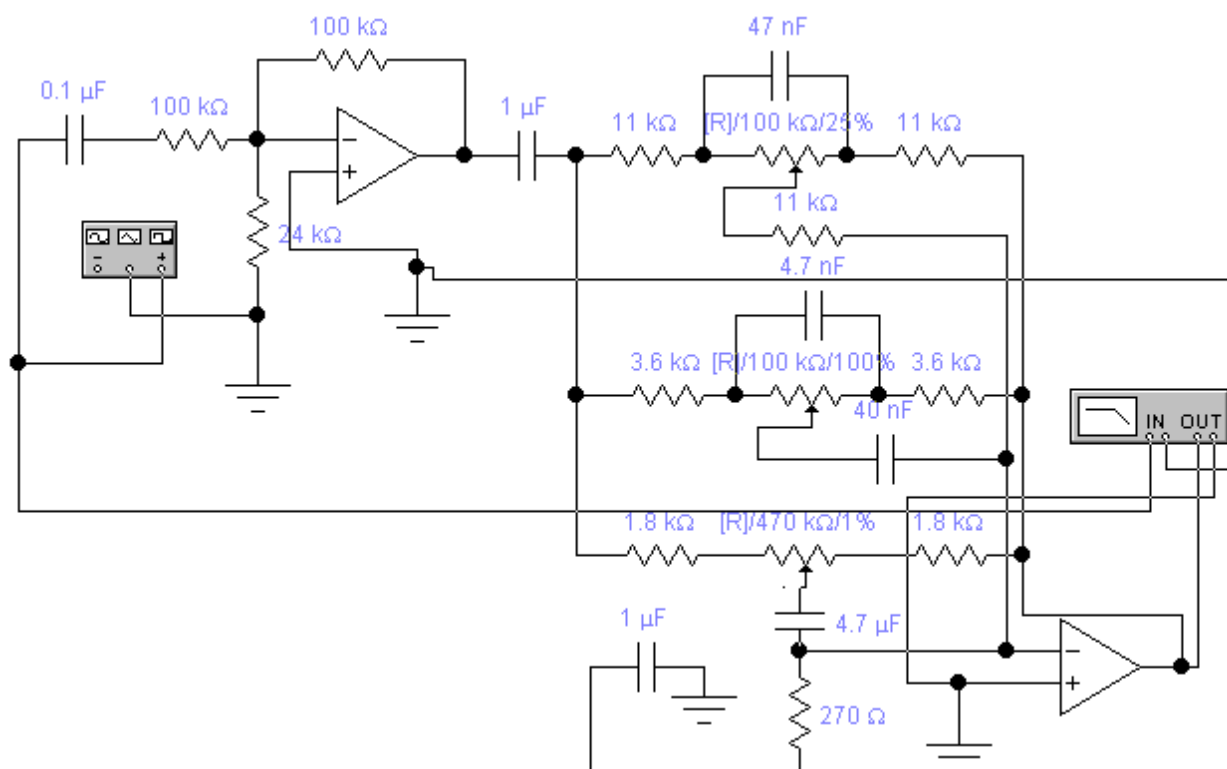


Рисунок 14 – Модель активного регулятора тембру в схемному редакторі
Electronic Workbench 5.12

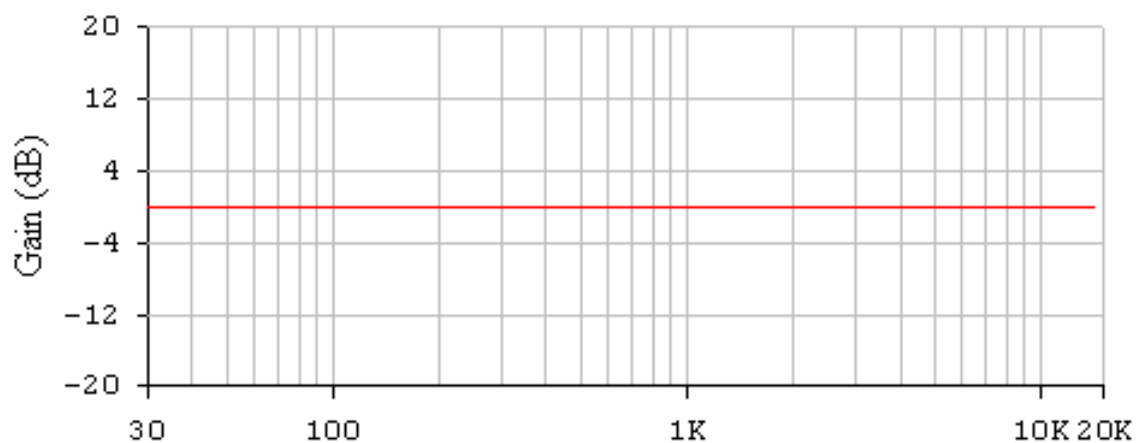


Рисунок 15 – АЧХ регулятора тембру при
середньому положенні потенціометрів

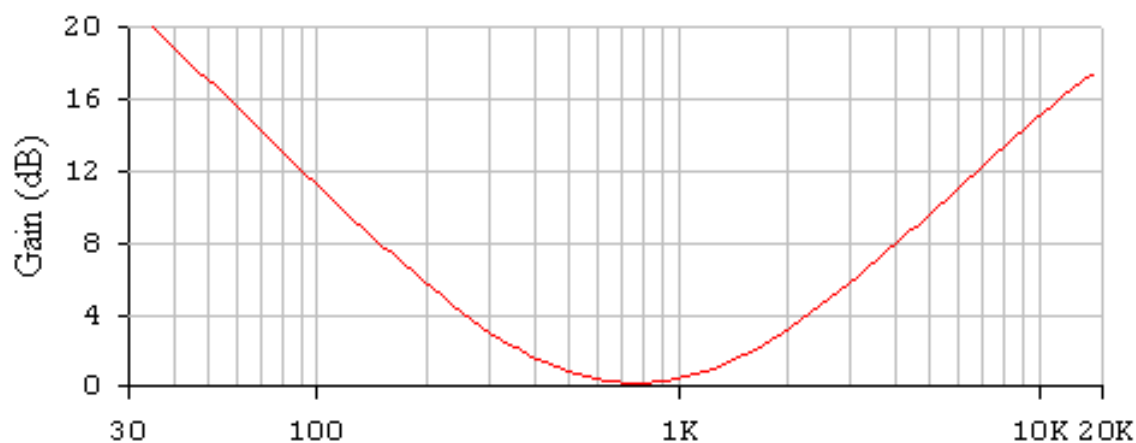


Рисунок 16 – АЧХ регулятора тембру при: $R_{сч}$ – середнє положення;
 $R_{нч}$ – мінімальний опір; $R_{вч}$ – мінімальний опір

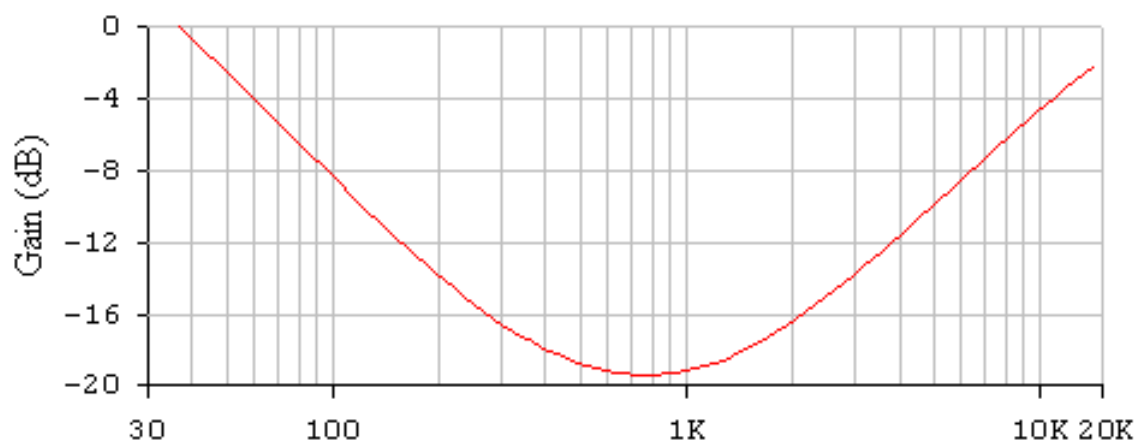


Рисунок 17 – АЧХ регулятора тембру при: $R_{сч}$ – максимальний;
 $R_{нч}$ – середнє положення; $R_{вч}$ – середнє положення

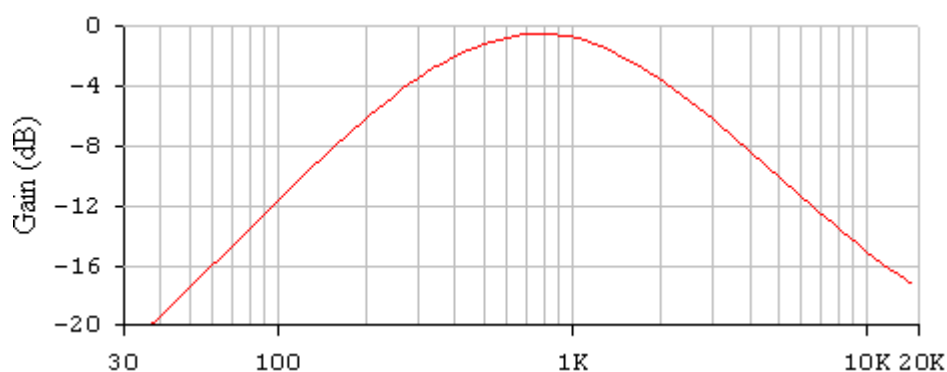


Рисунок 18 – АЧХ регулятора тембру при: $R_{сч}$ – середнє положення;
 $R_{нч}$ – максимальний опір; $R_{вч}$ – максимальний опір

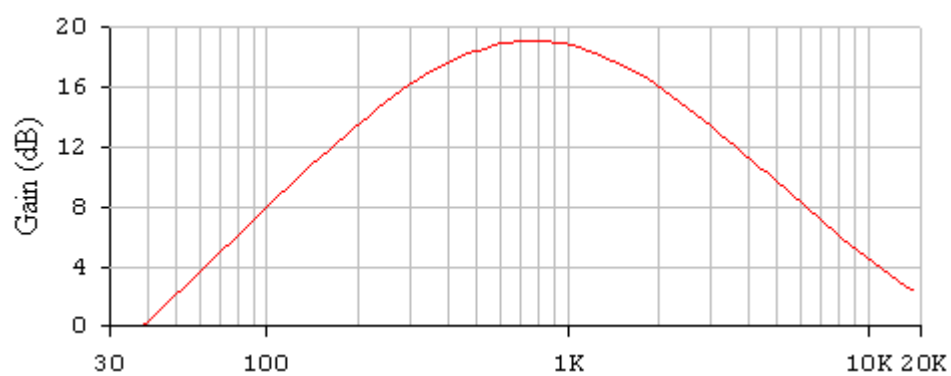


Рисунок 19 – АЧХ регулятора тембру при: $R_{сч}$ – мінімальний опір;
 $R_{нч}$ – середнє положення; $R_{вч}$ – середнє положення

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
ВИСОКОЯКІСНИЙ МІКРОЕЛЕКТРОННИЙ ПІДСИЛЮВАЧ
ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Високоякісний мікроелектронний підсилювач потужності сигналів звукових частот»

Тип роботи: _____ МКР _____
(БДР, МКР)

Підрозділ _____ ІРТС, ІЕС _____
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Turnitin

Оригінальність _____ 74,0% _____ Схожість _____ 26,0% _____

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)

Ростислав СУХОВ
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)