

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

**«ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ ЗВУКОВИХ
ЧАСТОТ КЛАСУ D ІЗ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-23м
спеціальності 172 – Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Джуган В.М.
(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц., доцент каф. ІРТС

Осадчук Я.О.
(прізвище та ініціали)

«12» 12 2024 р.

Опонент: к.т.н., доц., доцент каф. ІКСТ

Семенова О.О.
(прізвище та ініціали)

«13» 12 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«13» 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 – 172 Електронні комунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ІРТС
д.т.н., проф. Осадчук О.В.
«16» вересня 2024 року

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Джугану Василю Михайловичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією»

керівник роботи к.т.н., доц., доцент кафедри ІРТС Осадчук Я.О.

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

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

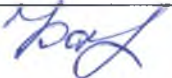
2. Строк подання студентом роботи 13.12.2024р.

3. Вихідні дані до роботи: діапазон робочих частот 20...20000 Гц; режим роботи D; вихідна потужність 300 Вт; коефіцієнт нелінійних спотворень не більше 2%, коефіцієнти частотних спотворень в області низьких і високих частот не більше 3 дБ; інтервал робочих температур – -40 +80 °С.

4. Зміст текстової частини: Аналіз сучасного стану підсилювачів потужності звукових сигналів. Огляд основних ключових методів підсилення сигналів. Схемні рішення до побудови підсилювача з ШІМ. Електричні розрахунки. Математичне моделювання Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): структурна схема підсилювача; структурна схема модулятора ШІМ; спектральний аналіз основних видів ШІМ; електрична схема підсилювача; топологія друкованої плати підсилювача; встановлення елементів на друкованій платі пристрою; комп'ютерна схемотехнічна модель підсилювача; результати моделювання часових характеристик сигналів модулятора ШІМ.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	доцент каф. ІРТС, доцент к.т.н. Осадчук Я.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.	02.12.2024-07.12.2024	
10.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	09.12.2024-12.12.2024	
11.	Захист МКР ЕК.	14.12.2024-17.12.2024	

Студент


(підпис)

Джуган В.М.

Керівник роботи


(підпис)

Осадчук Я.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Джуган В. М. Підсилювач потужності звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма - радіотехніка. – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 144 с. На українській мові. Бібліогр.: 39 назв; Табл. 15; Рис. 43.

У магістерській кваліфікаційній роботі здійснено розроблення та дослідження підсилювача потужності звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією. Підсилювачі класу D є важливими компонентами в сучасній аудіотехніці завдяки своїй високій енергоефективності та компактності. Основною особливістю цього типу підсилювачів є використання імпульсної модуляції, що дозволяє суттєво зменшити теплові втрати та підвищити ККД до 90% і більше. У роботі розглянуто основні принципи роботи підсилювачів класу D, включаючи процеси широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) та фільтрації вихідного сигналу. Здійснено аналіз умов експлуатації та виконано комп'ютерне моделювання електричної схеми пристрою. Виконані електричні розрахунки усіх каскадів підсилювача потужності звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією. Розроблено нові електричну функціональну та електричну принципову схеми, а також складальне креслення та друковану плату підсилювача потужності звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією. Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини.

Ключові слова: підсилювач потужності, звукові частоти, широтно-імпульсна модуляція (ШІМ), частотні спотворення, нелінійні спотворення.

ABSTRACT

Zhugan V. M. Class D audio frequency power amplifier with pulse width modulation. Master's thesis on specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - radio engineering. – Vinnytsia: VNTU, 2024. – 144 p. In Ukrainian. Bibliography: 39 titles; Table 15; Rice. 43.

In the master's thesis, the development and research of a class D audio frequency power amplifier with pulse-width modulation was carried out. Class D amplifiers are important components in modern audio equipment due to their high energy efficiency and compactness. The main feature of this type of amplifier is the use of pulse modulation, which significantly reduces heat losses and increases efficiency to 90% or more. The paper discusses the basic principles of class D amplifiers, including the processes of pulse width modulation (PWM) and output signal filtering. The operating conditions are analysed and the electrical circuit of the device is computer modelled. The electrical calculations of all stages of the class D audio frequency power amplifier with pulse-width modulation were performed. New electrical functional and electrical schematic diagrams, as well as assembly drawing and printed circuit board of a class D audio frequency power amplifier with pulse-width modulation were developed. Also, calculations of the economic part were performed in the master's qualification work.

Keywords: power amplifier, sound frequencies, pulse width modulation (PWM), frequency distortion, nonlinear distortion.

ВСТУП

Актуальність теми.

Розробка і використання мікроелектронних підсилювачів потужності класу D для звукових сигналів є надзвичайно актуальним напрямом сучасної електроніки та аудіотехніки. Сучасні аудіосистеми, включаючи мобільні пристрої, портативні колонки, автомобільну аудіотехніку та професійне звукове обладнання, вимагають компактних, енергоефективних і високопродуктивних рішень для обробки та підсилення звукових сигналів. У порівнянні з іншими класами підсилювачів (A, B, AB), підсилювачі класу D мають набагато вищий коефіцієнт корисної дії (ККД), що дозволяє суттєво знизити енергоспоживання і тепловиділення, забезпечуючи високу якість звуку.

Завдяки використанню широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), підсилювачі класу D мають можливість зменшити втрати потужності до мінімуму, що робить їх ідеальними для пристроїв із живленням від акумуляторів. Ця енергоефективність дозволяє продовжити час роботи портативних пристроїв без підзарядки, що є важливим для сучасних мобільних технологій. Крім того, розвиток мікроелектронних компонентів, зокрема потужних MOSFET транзисторів, сприяє створенню підсилювачів із високою точністю і мінімальними викривленнями, що важливо для відтворення якісного звуку.

У зв'язку з цим, дослідження принципів роботи, особливостей конструкції, а також переваг і обмежень мікроелектронних підсилювачів класу D має практичне значення для подальшого розвитку індустрії аудіотехніки.

В даній роботі розробляється підсилювач НЧ потужністю 300 Вт, який використовується з узгоджуючим пристроєм. Даний підсилювач може також використовуватись в студійній апаратурі для відтворення музики на великій потужності.

Одним з методів зниження енергоспоживання є розробка потужних кінцевих каскадів в ключовому режимі, які мають високий ККД (більше 90%). Розробка такого підсилювача проводиться в даній магістерській кваліфікаційній роботі [2].

Огляд сучасного стану

Останні дослідження у сфері мікроелектронних підсилювачів класу D показують значний прогрес у вдосконаленні їхніх технічних характеристик, зокрема підвищення ефективності, зменшення розмірів і покращення якості звуку. Дослідники зосереджуються на розробці нових методів управління транзисторами, таких як інтелектуальні схеми керування та вдосконалені алгоритми широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), які забезпечують кращу стабільність і точність вихідного сигналу.

Особлива увага приділяється використанню сучасних високошвидкісних MOSFET транзисторів, які здатні працювати на високих частотах з мінімальними втратами енергії. Окрім цього, актуальними є дослідження в галузі фільтрації вихідного сигналу, де нові методи фільтрації дозволяють знизити рівень гармонічних викривлень і шумів, що позитивно впливає на якість звуковідтворення. Розробки у сфері високочастотних пасивних компонентів, таких як індуктивності та конденсатори, також сприяють поліпшенню параметрів підсилювачів класу D.

У науковій літературі активно обговорюється питання інтеграції підсилювачів класу D у побутову та професійну аудіотехніку. Дослідження показують, що новітні рішення у цій сфері дозволяють створювати компактні, недорогі та економічні підсилювачі, які підходять для широкого спектра застосувань – від портативної аудіотехніки до висококласних домашніх аудіосистем.

Важливими є також роботи, присвячені тепловому менеджменту підсилювачів класу D. Розробка ефективних методів відведення тепла сприяє підвищенню надійності та тривалості експлуатації цих підсилювачів, що є важливим фактором для комерційного використання. Таким чином, останні

дослідження у сфері мікроелектронних підсилювачів класу D орієнтовані на створення ефективних і високоякісних рішень, які відповідають сучасним вимогам аудіотехніки.

Мета, об'єкт і предмет дослідження.

Метою роботи є зменшення основних втрат енергії в каскадах підсилювача потужності звукових частот з частотою слідування імпульсів ШІМ-напруги вхідного сигналу і підвищення загального ККД підсилювача.

Об'єкт дослідження – процеси перетворення потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією.

Предмет дослідження – параметри та характеристики підсилювачів потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією.

Задачі дослідження

- Здійснити вибір та обгартування структурної схеми пристрою.
- Виконати розрахунок елементної бази.
- Здійснити вибір ключового транзистора в підсилювачі.
- Виконати електричні та конструкторські розрахунки.
- Виконати комп'ютерне схемотехнічне моделювання каскадів підсилювача.
- Здійснити розрахунки економічної частини.

Методи дослідження

Для вирішення проблеми були використані теоретичні та експериментальні дослідження. Теоретичний – на основі аналізу писемних джерел і вибору найбільш ефективних методів. Експериментальні – шляхом комп'ютерного схемотехнічного моделювання.

Новизна одержаних результатів

- Удосконалені методи керування ШІМ-контролером імпульсного живлення.
- Вихідний каскад розрахований в ключовому режимі, що позитивно відображається на енергозбереженні, хоча ускладнює схему підсилювача (наявністю модулятора і ФНЧ).

В роботі виконано вибір типу підсилювального елементу, вибрано модулятор, виходячи з його стабільності, надійності і складності схеми. Модулятор побудований на мікроконтролері, до якого розроблена відповідна програма, який також виконує роль регулятора гучності, а також індикатора вихідного рівня у вигляді двох семирозрядних індикаторів.

Обсяг і структура роботи

Магістерська кваліфікаційна робота складається зі вступу, шести розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Робота містить 15 таблиць, 43 рисунка та 39 літературних джерел.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ЗВУКОВИХ СИГНАЛІВ

1.1 Загальні вимоги до підсилювачів потужності звукових частот

Останнім часом велика увага приділяється таким показникам підсилювачів потужності, як енергоспоживання, маса й габаритні розміри. Оскільки енергоспоживання практично повністю визначається ККД кінцевого каскаду, то в якості кінцевих каскадів з високим ККД почали застосовувати підсилювальні каскади з ключовим режимом роботи. У цих каскадах потужні вихідні транзистори працюють у граничному активному режимі, що дозволяє знизити втрати енергії в потужних вихідних транзисторах до мінімально можливих, не збільшуючи коефіцієнт нелінійних спотворень підсилюваного сигналу, як це має місце в підсилювачах класу Д.

Як відомо, масогабаритні показники підсилювачів збільшуються при використанні силових трансформаторів джерел живлення, вихідних трансформаторів кінцевих каскадів і охолоджуючих радіаторів вихідних транзисторів. У зв'язку із цим стали застосовуватися імпульсні джерела живлення, які складаються з випрямляча сіткової напруги, імпульсного трансформатора й вторинного випрямляча. Оскільки імпульсне джерело живлення працює на порівняно високих частотах, то маса й габаритні розміри його трансформатора значно зменшуються, інші елементи, що саме головне, можуть бути реалізовані в мікроелектронному виконанні.

Однак, при імпульсному джерелі живлення потрібно ретельне екранування з метою придушення імпульсних перешкод. Крім того, виникає серйозна проблема правильного електромагнітного компонування елементів підсилювальної апаратури. Щоб зменшити масу й габаритні розміри кінцевих каскадів, їх роблять безтрансформаторними, а в охолоджувальній апаратурі, виконаній на основі алюмінієвих сплавів, використовують теплові трубки, що значно підвищує ефективність радіаторів систему охолодження.

Однак, широке застосування теплових трубок у підсилювальних пристроях поки стримується їхньою вартістю й порівняно малим обсягом випуску.

Підвищення надійності підсилювальних пристроїв пов'язане з їхньою реалізацією за мікроелектронною технологією й застосуванням інтегральних схем (ІС), які дозволяють забезпечувати керування основними функціями підсилювачів (регулюваннями гучності й тембру, дистанційним керуванням і ін.). Впровадження найближчим часом у підсилювальну техніку мікропроцесорів і мікроЕОМ дозволить ефективно керувати функціями підсилювальної апаратури, забезпечуючи безпечні режими роботи її елементів, здійснюючи корекцію й синтез посилюваних сигналів [4].

Спільне використання різних від'ємних і додатніх ЗЗ у підсилювальних пристроях дає можливість створювати потужні кінцеві каскади з регульованим вихідним опором, що дозволяє краще погоджувати підсилювач із навантаженням і одержувати оптимальну АЧХ підсилювального тракту, особливо в області нижніх частот. Наприклад, для поліпшення якості підсилювальної апаратури використовуються багатополосні коректори й випрямлячі (еквалайзери). Ідея застосування еквалайзерів полягає в тому, що, спотворюючи певним чином АЧХ електричного тракту й вносячи попередні спотворення, можна компенсувати спотворення акустичних систем.

1.2 Уточнення технічних вимог до розробки підсилювачів класу D

Підсилювачі класу D складаються з кількох ключових елементів, які забезпечують їхню ефективну роботу. Кожен з цих елементів виконує специфічні функції, спрямовані на підвищення якості виходу та енергоефективності. Ось основні компоненти конструкції підсилювача класу D.

1. Вхідний каскад. Це перший етап підсилювача, який приймає вхідний звуковий сигнал. Вхідний каскад може включати попередній підсилювач, що підвищує амплітуду сигналу до рівня, необхідного для подальшої обробки.

2. Модулятор (ШІМ). Основною функцією модулятора є перетворення вхідного аналогового сигналу в сигнал широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Цей етап включає в себе порівняння вхідного сигналу з трикутним або пилоподібним сигналом, щоб генерувати імпульси з різною шириною, які відображають амплітуду вхідного сигналу.

3. Керуючий елемент (транзистори). У підсилювачах класу D зазвичай використовуються транзистори, найчастіше типу MOSFET, які виконують роль ключів. Ці транзистори перемикаються між "ввімкнено" та "вимкнено" в залежності від сигналів, надісланих модулятором, що забезпечує високу енергоефективність і низькі теплові втрати.

4. Вихідний фільтр. Вихідний фільтр, зазвичай низькочастотний, складається з індуктивностей і конденсаторів і призначений для видалення небажаних високочастотних компонентів, що виникають в результаті ШІМ. Це дозволяє отримати чистий аналоговий звуковий сигнал, який потім подається на динамік.

5. Захист та стабілізація. Багато підсилювачів класу D оснащені системами захисту, які запобігають перевантаженням і коротким замиканням. Це можуть бути елементи, що контролюють напругу, струм або температуру, щоб уникнути пошкоджень підсилювача.

6. Блок живлення. Блок живлення забезпечує підсилювач усіма необхідними напругами для роботи. Важливо, щоб блок живлення був стабільним і міг швидко реагувати на зміни навантаження [5].

Основні характеристики і показники підсилювачів:

1) Коефіцієнт підсилення показує

$$K_u = \frac{U_2}{U_1}; K_i = \frac{I_2}{I_1}; K_p = \frac{P_2}{P_1}; \quad (1.1)$$

2) Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ)

$$K_u = \sqrt{\operatorname{Re} K_u^2 + \operatorname{Im} K_u^2}. \quad (1.2)$$

3) Фазо-частотна характеристика (ФЧХ)

$$\gamma = \arctg \frac{\operatorname{Im} K_u}{\operatorname{Re} K_u}. \quad (1.3)$$

4) Діапазон підсилення

$$\Delta \omega = \omega_{\text{nn}} - \omega_{\text{nn}}, \quad (1.4)$$

де ω_{nn} - частота верхнього зрізу;

ω_{nn} - частота нижнього зрізу (це частоти, при яких коефіцієнт підсилення досягає $0.707K_{u\text{max}}$).

5) Вхідний і вихідний опір підсилювача.

Підсилювач можна розглядати як активний чотирьохполюсник, до входів якого підключені джерело вхідного сигналу і навантаження. Джерело вхідного сигналу має вхідний опір. Зі сторони виходу підсилювач представлений у вигляді генератора напруги з ЕРС і внутрішнім опором. Звідси [4]

$$R_1 = U_1 / I_1; R_1 = U_2 / I_2 = R_H. \quad (1.5)$$

6) Коефіцієнт гармонік (коефіцієнт спотворення)

$$K_{\zeta}(\%) = \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2} / A_1 \cdot 100\%, \quad (1.6)$$

де A_1 - гармоніка.

Підсилювачі потужності класифікуються за типом роботи, що визначає їхню енергоефективність, рівень викривлень і застосування. Ось основні класи підсилювачів:

1. Клас А. У підсилювачах класу А транзистори працюють протягом усього періоду сигналу, що забезпечує мінімальні спотворення, але водночас низький ККД (до 25–30%). Цей тип підсилювачів використовується у високоякісних аудіосистемах, оскільки забезпечує чистий сигнал, але має значні теплові втрати.

2. Клас В. У підсилювачах класу В транзистори працюють по черзі, кожен лише на одній половині періоду сигналу, що підвищує ККД (до 70%), але може викликати спотворення на переході між півперіодами. Через це підсилювачі класу В використовуються рідко і зазвичай у простих, недорогих пристроях.

3. Клас АВ. Цей клас поєднує переваги класів А і В, забезпечуючи більшу енергоефективність (до 50%) і зниження спотворень. Транзистори частково перекривають роботу на перехідних точках, що зменшує "кросоверні" спотворення. Підсилювачі класу АВ є популярними для побутової та професійної аудіотехніки.

4. Клас D. Підсилювачі класу D використовують широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ), при якій транзистори працюють у режимі перемикачів ("ввімкнено" або "вимкнено"), що дозволяє досягти ККД понад 90%. Цей клас є особливо популярним для портативної та автомобільної аудіотехніки завдяки енергоефективності та компактності.

5. Інші класи (G, H, T та ін.). Існують також підсилювачі класів G і H, які використовують додаткові джерела живлення або інші схеми для підвищення ефективності, а також клас T, який є цифровою варіацією класу D. Ці класи зазвичай використовуються у спеціалізованих аудіосистемах і є гібридними рішеннями [1].

1.3 Особливості роботи підсилювачів класу D

Підсилювачі класу D відрізняються від інших класів принципом роботи, що базується на широтно-імпульсній модуляції (ШІМ). Вони перетворюють вхідний звуковий сигнал на послідовність імпульсів, які потім модуляціюють транзистори, працюючи в режимі перемикання (ввімкнено або вимкнено). Це дозволяє значно знизити теплові втрати, оскільки транзистори майже не знаходяться в проміжному (лінійному) стані, у якому відбувається найбільше споживання енергії.

Основні особливості підсилювачів класу D:

1. Висока енергоефективність. Завдяки ШІМ і режиму перемикання транзисторів ККД підсилювачів класу D може досягати 90–95%. Це робить їх оптимальними для використання в пристроях, які працюють на батареях, та у випадках, коли важлива мінімізація енергоспоживання.

2. Компактність і низьке тепловиділення. Завдяки високій ефективності підсилювачі класу D виділяють мало тепла, що дозволяє зменшити потребу в габаритних охолоджувальних системах. Це робить їх дуже компактними та зручними для портативної техніки, а також знижує загальні розміри пристроїв.

3. Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). Підсилювачі класу D перетворюють вхідний сигнал на імпульсну послідовність за допомогою ШІМ. Вихідний сигнал містить як основний аудіосигнал, так і високочастотні компоненти, які потрібно відфільтрувати перед подачею на динамік.

4. Фільтрація вихідного сигналу. Через високочастотну природу вихідного сигналу необхідно використовувати пасивний фільтр (зазвичай низькочастотний фільтр з індуктивності та конденсатора), щоб усунути небажані високочастотні компоненти й отримати чистий звуковий сигнал.

5. Використання високошвидкісних транзисторів (MOSFET)

Для ефективної роботи підсилювачі класу D зазвичай використовують MOSFET транзистори, які здатні швидко перемикатися між станами і забезпечують мінімальні втрати енергії. Це також сприяє досягненню високої якості звуку при низькому споживанні енергії. [2]

Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) — це метод модуляції сигналу, який використовується для перетворення аналогового сигналу в серію імпульсів різної ширини. За допомогою ШІМ можна управляти потужністю, швидкістю або інтенсивністю в електронних і електричних системах. У підсилювачах класу D ШІМ відіграє ключову роль у перетворенні аналогового аудіосигналу в цифрову послідовність імпульсів для ефективного підсилення сигналу.

Основні принципи роботи ШІМ:

1. Принцип модуляції. ШІМ порівнює амплітуду вхідного аналогового сигналу з трикутним або пилкоподібним сигналом-опорою. Коли амплітуда сигналу перевищує значення опорного сигналу, генерується високий імпульс. Чим вища амплітуда вхідного сигналу, тим довший імпульс. Таким чином, вихідний сигнал складається з імпульсів різної ширини, які відповідають рівню вхідного сигналу.

2. Кодування інформації в ширині імпульсу. Інформація про амплітуду вхідного сигналу закодована в ширині кожного імпульсу. Це дозволяє точно відтворювати змінний аналоговий сигнал у цифровому вигляді, що особливо корисно для аудіопідсилювачів класу D.

3. Застосування в підсилювачах класу D. У підсилювачах класу D ШІМ дозволяє керувати транзисторами, які перемикаються між двома станами ("ввімкнено" та "вимкнено"), знижуючи теплові втрати й підвищуючи енергоефективність. Вихідний імпульсний сигнал потім фільтрується, щоб отримати чистий звуковий сигнал без високочастотних компонентів.

4. Енергоефективність. Завдяки режиму перемикання транзисторів ШІМ дозволяє досягти високої енергоефективності, знижуючи теплові втрати та забезпечуючи високу потужність при низькому енергоспоживанні.

5. Інші застосування. Крім підсилювачів класу D, ШІМ широко використовується для керування швидкістю двигунів, яскравістю світлодіодів, температурою в нагрівачах та іншими параметрами в електронних системах.[3]

1.4 Висновки до розділу

Підсилювачі класу D відрізняються від інших класів підсилювачів принципом роботи, що базується на широтно-імпульсній модуляції (ШІМ), яка дозволяє досягти високого коефіцієнта корисної дії (ККД) і зменшити теплові втрати. Вони перетворюють вхідний звуковий сигнал на послідовність імпульсів, які потім модуляціюють транзистори, працюючи в режимі перемикання (ввімкнено або вимкнено). Це дозволяє значно знизити теплові втрати, оскільки транзистори майже не знаходяться в проміжному (лінійному) стані, у якому відбувається найбільше споживання енергії.

2 ОГЛЯД ОСНОВНИХ КЛЮЧОВИХ МЕТОДІВ ПІДСИЛЕННЯ СИГНАЛІВ

2.1 Аналогові підсилювачі звукових сигналів

Робота будь-якого пристрою, що підсилює потужність електричних коливань, заснована на концепції управління обсягом енергії, що подається на навантаження від джерела живлення з постійною або змінною напругою. Необхідною умовою належної роботи підсилювача є переконання, що вхідний і вихідний сигнали пропорційні у всьому або майже у всьому діапазоні змін вхідного сигналу.

Для більшості підсилювачів, які зараз використовуються, зміна кількості енергії, що відводиться на навантаження, досягається шляхом перерозподілу енергії від джерела живлення до схеми керування та навантаження. В якості останнього зазвичай використовується цифрова лампа або транзистор. На даний момент більшість підсилювачів засновані на принципі класу А або класу В, активні компоненти підсилювача можуть працювати в будь-якому режимі. Конструкція одного плеча схеми цього підсилювача та його аналога показана на малюнку 2.1 (а), де показано напругу джерела живлення, R_H - опір навантаження, $R(t)$ – опір активного елемента, що виконує функцію керуючої ланки.

Якщо сигнал напруги на навантаженні $u(t)$, то енергія буде виділятися на навантаженні протягом тривалості T

$$W_R = \int_0^T \frac{u^2(t)}{R_H} \cdot dt. \quad (2.1)$$

Для живлення джерела за той же період буде потрібно набагато більше енергії:

$$W_{\text{с}} = \int_0^T \frac{u(t)}{R_H} E \cdot dt. \quad (2.2)$$

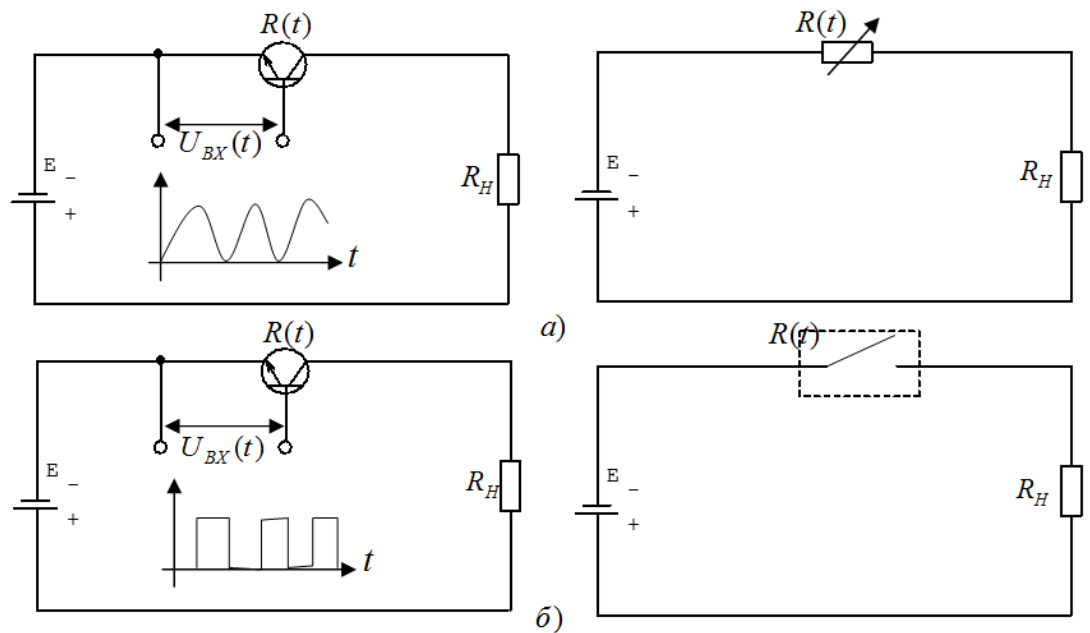


Рисунок 2.1 - Схема одного плеча двотактного лінійного підсилювача (а) і його ключа (б)

Різниця між цими енергіями полягає в кількості тепла, що розсіюється на компоненті $R(t)$ регулятора у вигляді тепла.

$$W_n = \int_0^T \frac{u(t)|E - u(t)|}{R_H} \cdot dt. \quad (2.3)$$

Очевидно, що втрати тепла на керуючому елементі залежать виключно від форми вихідного сигналу і досягнуть нульового значення, лише якщо $u(t)$ дорівнює E або нулю. Це означає, що максимальна ефективність підсилювача може бути досягнута лише за допомогою вихідного сигналу, який є послідовністю прямокутних імпульсів з такою ж величиною, як E (це твердження справедливе лише для активного навантаження; загалом, для складного або реактивного навантаження, форма вихідної напруги різна, тому

необхідною умовою входу в режим ключа є мінімальне падіння напруги на активній складовій при пропусканні через неї струму).

У цьому випадку елемент керування функціонує в режимі клавیشі «вкл-вимк» (рис. 2.1, б).

Якщо першу ітерацію підсилювача з безперервним вхідним потоком (рис. 2.1, а) можна вважати аналогічним або лінійним, то перший варіант підсилювача з імпульсним вхідним стимулом (рис. 2.1, б) — до класу ключових підсилювачів, які мають дискретний режим роботи з активним елементом, це режим, в якому $R(u_{BX})=0$ або нескінченне значення досягається.

На жаль, форма звукового сигналу значно відрізняється від прямокутної, а його амплітуда дуже широка, тому неможливо використовувати ключовий метод посилення звуку без попереднього спеціального перетворення звукового сигналу; для посилення звукового сигналу ключовим методом його піддають спеціальному перетворенню.

2.2 Ключові підсилювачі звукових сигналів з ШІМ

У підсилювачі, склад якого показано на малюнку 2.1, б, енергія поділяється на менші пакети, які залежать від часу, закритий стан ключа представлений цими меншими пакетами енергії. Кількість енергії, споживаної навантаженням за одиницю часу, виходить виключно з часового зв'язку між закритим і відкритим станами ключа. Змінюючи співвідношення відповідно до певного правила, об'єм енергії, споживаної навантаженням, також можна змінити відповідно до того самого правила. Очевидно, що в цьому випадку напруга на навантаженні матиме вигляд прямокутних пульсоїдів з амплітудою E , тривалість (ширина) яких залежить від потрібного закону.

Щоб забезпечити послідовну, плавну зміну напруги на навантаженні, між навантаженням і ключем необхідно встановити фільтр, який споживає як

напругу, так і енергію. Ці елементи повинні мати діод, залежний від напруги навантаження (наприклад, L , C). Це зроблено на рис. 2.2, а), що запобігає руйнуванню шляху індукційного струму, коли ключовий елемент знаходиться у відкритому стані. У цьому випадку, незважаючи на режим роботи активного елемента, відбувається послідовна і майже лінійна зміна енергії з навантаженням, що дозволяє таким чином посилювати звук.

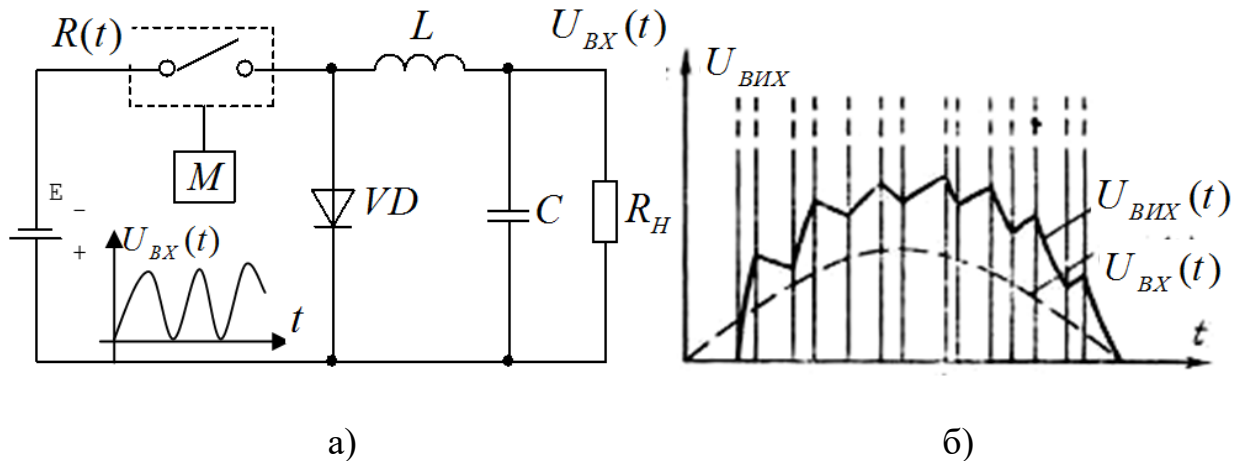


Рисунок 2.2 - Електрична схема одного плеча вихідного каскаду підсилювача з ШІМ (а) і форма напруги на навантаженні цього підсилювача (б)

Форма вхідного сигналу для цього підсилювача також прямокутна, а його ширина залежить від закону зміни звукового сигналу. Це перетворення звукового сигналу здійснюється в унікальному блоці M (рис. 1.2, а), який зазвичай використовується для керування системою.

Пристрій за схемою малюнка. 2.2, і допускає лише посилення однополярних сигналів. Однак, якщо вихідний каскад підсилювача складається з двотактної схеми з двох різних підсилювачів, кожен з яких здатний незалежно посилювати сигнал своєї відповідної полярності, тоді цей тип підсилювача ідеально підходить для підсилення звуку, який змінює знак. Тут важливо звернути увагу на фундаментальну властивість підсилювачів з ШІМ, яка полягає в тому, що коли активні компоненти використовуються в кожному плечі підсилювача, аналоговий сигнал з обмеженим спектром може

бути посилений з достатньою точністю, що збільшує число відліків на інтервалі часу.

Природно, що в кожному плечі підсилювача може бути кілька силових компонентів, але вони не мають першорядного значення. Ці підсилювачі класифікуються як одноклавішні, що є попередньою класифікацією. Це важлива перевага цих підсилювачів, оскільки всі інші підсилювачі, розглянуті нижче, вимагають кількох керуючих зв'язків у кожному плечі підсилювача, щоб уникнути невеликих спотворень підсиленого сигналу.

Потенціал використання дискретного режиму роботи підсилювального елемента для досягнення високого ступеня якості в безперервному представленні сигналу, який обмежений найвищою частотою спектру, безпосередньо впливає з теореми підрахунку, яка стверджує, що безперервна функція $f(t)$ повністю визначається послідовністю його значень (дискретних), узятих з частотним інтервалом $1/2F_m$, точніше

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(\frac{n}{2F}\right) \frac{\sin \Omega_m \left(t - \frac{n}{2F_m}\right)}{\Omega_m \left(t - \frac{n}{2F_m}\right)}, \quad (2.4)$$

з $n=1, 2, 3, 4...$

Теорема підрахунку стверджує, що можливе лише грубе, а не точне відновлення безперервного сигналу на основі відомої інформації про нього до моменту спостереження. У розглянутому підсилювачі величина інформації щодо дискретних складових посиленого сигналу міститься в тривалості імпульсів. Зі зміною миттєвого значення підсиленого сигналу пропорційно змінюється тривалість імпульсів (рис. 2.2, б). Ключові пристрої цього типу входять до групи пристроїв, які використовують принцип тимчасового дозволу посиленого сигналу.

Розглянутий підхід до дискретного регулювання кількості енергії, що споживається навантаженням, за наявності одного джерела живлення та

однієї ланки регулювання, є єдиним способом дискретного керування цією енергією.

2.3 Ключові підсилювачі зі ступінчатою та імпульсно-кодовою модуляцією

У випадках, коли до нього підключено лише одне джерело живлення, або кілька джерел живлення, які не залежать одне від одного, є додаткова можливість контролювати загальну кількість енергії, що подається на навантаження. Можна, наприклад, використовувати ШІМ з певним законом для зміни величини імпульсів напруги на навантаженні, це досягається за допомогою режиму дискретної амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ). Через технічну складність більшість підсилювачів, що використовують ШІМ і АІМ, ще не набули популярності. Однак концепція використання кількох джерел живлення для підсилювачів потужності з ШІМ була врешті успішною і стала популярною в інших областях електроніки.

При достатній кількості джерел живлення можна відмовитися від використання ШІМ і змінити кількість енергії, що відводиться на навантаження, підключивши до навантаження один або кілька джерел живлення (рис. 2.3, а).

Цей метод керування енергією в навантаженні буде називатися режимом ступінчастої модуляції (SM), оскільки посилений сигнал перетворюється на ступінчастий сигнал під час процесу посилення. Точність відтворення тим більша, чим більше джерел живлення (рис. 2.3, б).

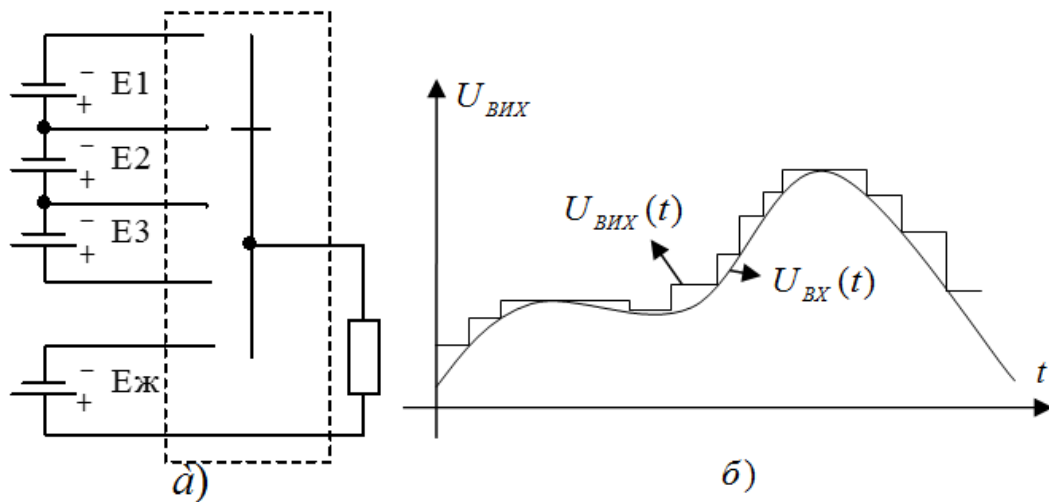


Рисунок 2.3 - Електрична схема одного з плечей підсилювача зі ступінчастими змінами амплітуди (а) і вихідної напруги цього підсилювача (б)

Виділимо кілька атрибутів підсилювача зі ступінчастою зміною. При достатній кількості джерел живлення можна не враховувати елементи, що згладжують сигнал, це в принципі неможливо з ШІМ. Іншим корисним аспектом є те, що ключі перемикаються лише в моменти часу, коли миттєве значення посиленого сигналу ідентично його порогу квантування. Протягом інтервалів часу, коли вхідний сигнал змінює параметри квантування, підсилювач не змінює свого стану (рис. 2.3, а), тобто немає втрат, які можна вмикати або вимикати.

Ключові сигнали активуються лише тоді, коли змінюється вхідний сигнал. Оскільки підсилювачі КМ, як і підсилювачі ШІМ, дотримуються принципу сегментації вхідного сигналу, це робиться для того, щоб висвітлити особливості формування сигналів керування ключами, назовемо такий тип сегментації режимом квантування вхідного сигналу. Ці терміни по суті однакові.

Одним істотним недоліком підсилювачів з СМ є вимога до великої кількості ключів (багатоклавішна система) і джерел живлення, чим точніше

потрібно відтворити вхідний сигнал, тим більше потрібно ключів і джерел живлення. Цей недолік можна обійти при використанні методу квантування з імпульсно-ковою модуляцією (ІКМ). Щоб досягти цього, джерела живлення не повинні мати однакові значення вихідної напруги (як очікувалося раніше), а замість цього зменшення на порядок величини (або збільшення на порядок величини) цих напруг у послідовності

$$E; \frac{1}{2}E; \frac{1}{4}E; \frac{1}{8}E, \dots, \frac{1}{2^n}E,$$

де $(n - 1)$ - кількість джерел живлення.

де $(n - 1)$ - загальна кількість джерел живлення.

Очевидно, що за допомогою комбінування джерел із зазначеними діапазонами напруг будь-яке відхилення від заданої напруги може бути точно $\frac{E}{2^n}$ виявлено на навантаженні з роздільною здатністю від 0 до $2E - \frac{E}{2^n}$.

Що стосується підсилювачів звукової частоти, то висока точність у відтворенні звукових сигналів із більшим динамічним діапазоном може бути досягнута вже за допомогою 5-8 джерел живлення ($n = 6 \div 7$). Необхідна комбінація джерел живлення, залежно від величини вхідного сигналу, досягається за допомогою використання ключових компонентів, які керуються послідовністю прямокутних імпульсів, які представляють двійковий код сигналу, який підлягає посиленню. Перетворення аналогового сигналу в двійковий код здійснюється за допомогою спеціальних аналого-двійкових перетворювачів.

Зрештою, важливо визнати, що наявність кількох джерел живлення в практичних схемах цих підсилювачів не завжди необхідна.

Часто обходяться без одного джерела живлення, а необхідні проміжні значення вихідних напруг можна отримати штучно, зокрема за допомогою

вихідних трансформаторів, що мають різні значення коефіцієнта трансформації на виході підсилювача.

2.4 Спектрально-ключові підсилювачі

У всіх вищезгаданих методах розширення ключів основною роллю підсилювача було створення сигналу, пропорційного вхідному сигналу $f(t)$. Це досягається завдяки використанню ключових компонентів. Формування первинних керуючих сигналів в описаних методах базувалося на знанні значення функції $f(t)$ у конкретних реперних точках. Крім того, вважалося, що вхідний посилений сигнал, незважаючи на його обмежений спектр, переважно широкосмуговий, наприклад

$$\frac{f_{\text{верх}} - f_{\text{нижн}}}{f_{\text{ср}}} > 1.$$

Для цих типів сигналів варіанти керування клавішами для керування кількістю енергії, що витрачається на навантаження, очевидно, є найефективнішими, але вони все ще не є єдиним варіантом.

Якщо ми відштовхнемося від припущення, що посилений сигнал є сумою кількох, відносно вузьких, смуг сигналу.

$$f(t) = \sum_1^k S_k(t) = \sum_1^k A_k(t) \cos[\omega_{0k}t + \Theta_k(t)], \quad (2.5)$$

тоді математичну теорему про кількість кожного конкретного вузькосмугового сигналу, як це задокументовано, можна записати [1] як (без індексу для ясності запису)

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \frac{\sin \pi \omega(t - n\Delta t)}{\pi \omega(t - n\Delta t)} \cos[\omega_0(t - n\Delta t) - \psi_n] \quad (2.6)$$

де – амплітуда та фаза сигналу $S(t)$ у n -му опорному місці.

У результаті кожна контрольна точка має постійну величину та фазу. На основі інформації про ці параметри можна також створювати керуючі сигнали для важливих компонентів, які регулюватимуть обсяг енергії, що витрачається на навантаження. Через необхідність розкласти вхідний спектр на кінцеву кількість вузькосмугових коливань, ці коливання будуть називатися ключовими керуючими сигналами.

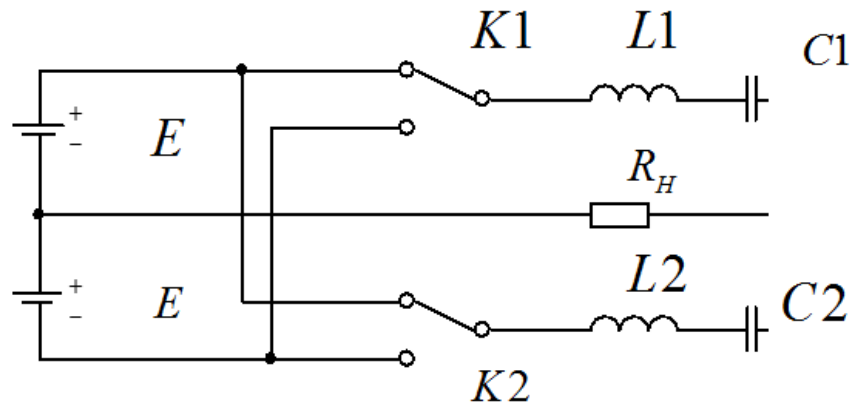


Рисунок 2.4 - Електрична схема найпростішого спектрально-ключового підсилювача

Найпростіший підсилювач для спектру зображено на рис.1.4. Для ясності припустимо, що сигнал має лише дві різні частотні складові. Кожна клавіша працює на певній частоті (одна з частот сигналу) і лише посилює пов'язаний із нею спектр, використовуючи ШІМ для кожної клавіші, амплітуду пов'язаного спектру в навантаженні (значення $A_k(t)$) можна змінити, і шляхом зміни моменту замикання ключів можна змінити співвідношення фаз цих компонентів (значення). Як правило, кожен ключ забезпечує пряме розширення загального діапазону вхідного спектру.

Для мінімізації спотворень посиленого сигналу єдиною вимогою є його вузька смуга пропускання, тобто ширина спектру сигналу в кожному каналі повинна бути значно менше середньої частоти цього спектру. Не зупиняючись на специфіці цього підсилювача, звернемо увагу на його очевидні властивості.

Підсилювач зі спектрально-ключовим управлінням відноситься до класу багатоклавішних систем, однак частота, на якій працює перемикач, як це передбачено принципом його роботи, не перевищує найвищу частоту в спектрі посиленого сигналу. Ця ситуація іноді істотно впливає на вибір схеми підсилювача для конкретних умов завдання.

2.5 Організація дискретно-аналогового керування в підсилювачах

Кілька технічних проблем, які пов'язані зі створенням високоякісних ключових підсилювачів з ШІМ та ІКМ, призвели до розробки так званих лінійних ключових підсилювачів з дискретним аналоговим керуванням. У підсилювачах цього типу використовуються як лінійний, так і ключовий режими підсилення. В результаті цей підсилювач має два канали управління, які контролюють кількість енергії, доступної для навантаження. Перший канал — це первинний підсилювач, який використовує ШІМ, ІКМ або КМ, другий канал — вторинний лінійний підсилювач, який зазвичай працює в режимі класу В.

Поєднання цих двох каналів дозволяє не тільки істотно підвищити ККД багатьох ключових підсилювачів, але й значно спростити реалізацію схем на останніх за рахунок істотного зниження вимог до каналу ключового підсилювача при незначному зниженні загальної ефективності. Ключові та лінійні канали в цих підсилювачах можливі як у конфігураціях.

На рис. 2.5, а, б показані схеми заміщення одного плеча лінійного підсилювача з ШІМ і КМ при послідовному включенні каналів і наведені графіки напруги кожного каналу. З наведених вище графіків легко побачити,

що лінійні підсилювачі, які послідовно перемикають канали, насправді є звичайними підсилювачами класу В, які мають плавний перехід (рис. 2.5, а) або ізольоване (рис. 2-5, б) зміну напруги живлення. Ці підсилювачі класифіковані доступною літературою [6, 7, 8], яка була повністю досліджена.

Ми визнаємо очевидні недоліки підсилювачів, які включають канали підряд. По-перше, вся енергія від джерела живлення розподіляється між ключовим і лінійним каналами посилення. Це спричиняє втрату додаткової енергії, оскільки всі реальні гучномовці мають обмежену кількість додаткової потужності, яка все ще присутня. Як наслідок, у цьому типі системи втрати через залишкову напругу при насиченні принаймні подвоюються. Особливо це стосується малоамперних блоків живлення. По-друге, оскільки через ключовий і лінійний транзистори протікає однаковий струм, незважаючи на втрату невеликої кількості енергії в підсилювачі лінійного каналу, конструкція підсилювача лінійного каналу повинна враховувати максимальну потужність, що виділяється навантаженням, а це не економічно вигідним.

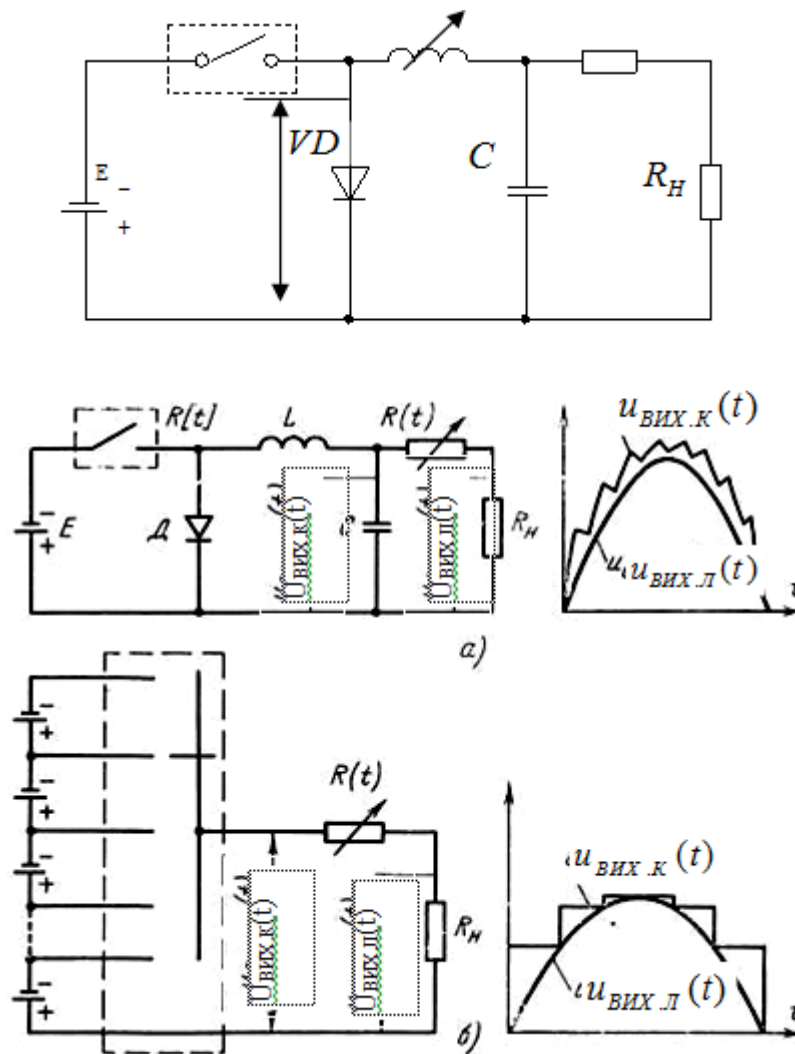


Рисунок 2.5 - Схема та спосіб виведення напруги з одного з плечей лінійних ключових підсилювачів із шириною імпульсу та ступінчастою функцією, після чого послідовно додається ряд каналів

Перераховані недоліки значною мірою можна нівелювати шляхом переходу на паралельну схему включення лінійних і суттєвих каналів (рис. 2.6, а, б).

У цьому випадку основна частина енергії передається навантаженню через первинний канал, і лише невелика її частина (для компенсації похибок первинного каналу) передається через лінійний канал. Такий спосіб включення каналів істотно знижує втрати всієї системи регулювання, крім

того, дозволяє більш економічно підходити, оскільки лінійний посилений канал в даному випадку менш потужний.

Поєднання ключового і лінійного каналів в підсилювачах зі ступінчастою зміною амплітуди дозволяє отримати різну якість цього типу підсилювачів, що принципово відрізняється. Він складається з того факту, що в одному активному компоненті цього підсилювача можна поєднати функціональність ключа і функціональність лінійної ланки одночасно. Це інколи зумовлює необхідність іншого підходу до підсилювача в цілому (рис. 2.6, б).

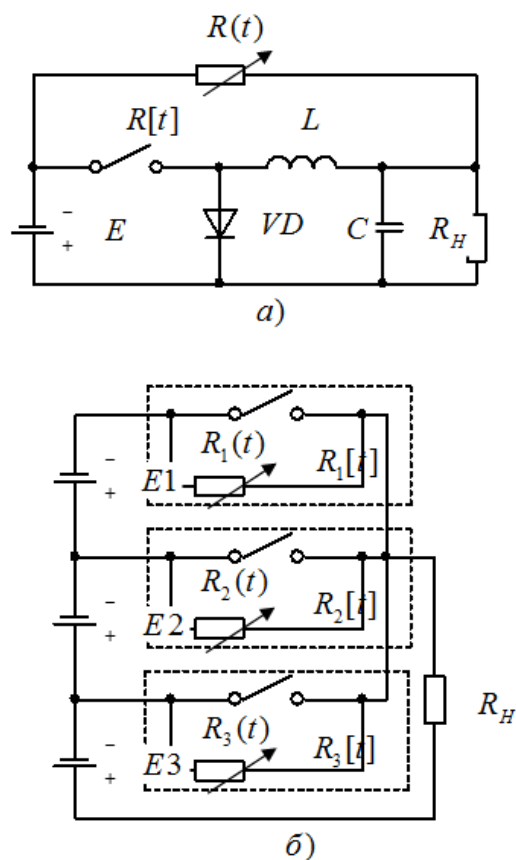


Рисунок 2.6 – Спрощені схеми лінійного підсилювача ключа, які включають кілька паралельних каналів

2.6 Визначення енергетичних характеристик ключових підсилювачів

У зв'язку з більшою різноманітністю ідей, що стосуються енергоефективності ключових підсилювачів, ми обговоримо кілька методів визначення ефективності ключових підсилювачів, ці методи будуть

використовуватися в майбутньому. Для цього повернемося до розгляду найпростішого підсилювача з ШІМ. Створимо джерело живлення E , навантаження R_H і ключ Кл (рис. 2.7,а), внутрішній опір якого ідентичний $R_{кл}$. Ключ K_1 перемикається між закритим і відкритим станом з періодом T , але тривалість його закритого стану змінюється повільно (рис. 2.7, б). Максимальна ефективність у цьому сценарії досягається наступним співвідношенням (включаючи втрату ефективності, пов'язану з перемикачем)

$$\eta = \frac{R_H}{R_H + R_{кл}}, \quad (2.7)$$

при $R_{кл} \ll R_H$ ефективність системи може наближатися до 100%. Коли цей пристрій використовується як одне плече двотактного підсилювача звукових коливань, визнається корисний ефект, але ефективна лише низькочастотна складова струму через навантаження, яке змінюється з часом відповідно до вихідного звуку. сигналу (рис. 2.7, б).

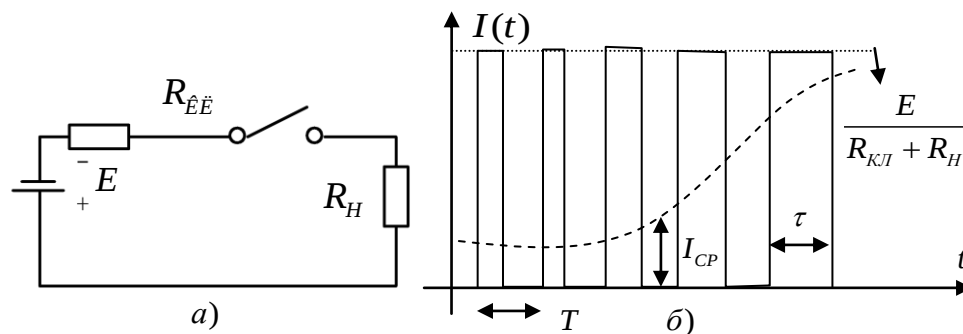


Рисунок 2.7 - Спрощена схема однополярного підсилювача з ШІМ (а) і форма напруги на навантаженні такого підсилювача (б)

Так, наприклад, при використанні як навантаження звукової котушки динамічної головки низькочастотна складова вихідного сигналу, протікаючи через звукову котушку, буде призводити до її пропорційних переміщень,

високочастотна ж складова цього сигналу при даній схемі включення буде розсіюватися на звуковій котушці у вигляді тепла.

Значення ККД, розраховане по формулі (2.7), характеризує в цьому випадку лише значення потужності, що розсіює в ключовому елементі (лампи або транзисторі) у вигляді тепла. Реальний же ККД такої системи, розглянутий у вигляді відношення

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{спож}}}, \quad (2.8)$$

Частота, на якій $P_{\text{вих}}$ є потужністю низькочастотної складової в навантаженні, така ж, як частота, на якій споживається $P_{\text{спож}}$, остання нижча і залежить від форми та величини низькочастотної складової вихідного сигналу. Було продемонстровано, наприклад, що для двотактного підсилювача, який має низькочастотну складову, яка залежить від частоти вихідного сигналу, ефективність, розрахована за формулою (1.8), не перевищує $\pi/4$ і є нижчою за це, зменшуючись з лінійною швидкістю зі зменшенням величини посиленого сигналу це відбувається і в звичайному підсилювачі класу В. Однак у розглянутому ключі підсилювача, активний компонент працює в режимі досить легкої енергії, що значно підвищує надійність системи і робить даний тип підсилювача кращим, оскільки дозволяє перерозподіляти тепловтрати від активного компонента (лампи, транзистора) до пасивних компонентів.

У результаті формула (2.8) описує фактичну ефективність роботи системи, а формула (2.7) показує лише втрати електронних компонентів у схемі керування (лампи, транзистори). Ми будемо називати це значення ефективності електронною ефективністю вихідного каскаду. Крім цієї довільної форми вихідного сигналу на підсилювальному пристрої (наприклад, з урахуванням кінця фронту імпульсу), це визначається наступним рівнянням:

$$\eta_{\varepsilon} = 1 - \frac{\int_0^t U_{\text{вих.э}}(t)i(t)dt}{\int_0^t Ei(t)dt}, \quad (2.9)$$

Якщо вихідний каскад підсилювача містить механізм відновлення змінної складової сигналу (що характерно практично для всіх підсилювачів з ШІМ), то значення електронного ККД підсилювача приблизно таке ж, як значення ККД вихідного каскаду підсилювача, якщо втрати в механізмі відновлення досить малі. Внаслідок цього в подальшому електронну ефективність підсилювача ключа будемо розглядати як ефективність вихідного каскаду без урахування втрат енергії в ланцюгах узгодження навантаження (у вихідних трансформаторах), захисту та стійкості, ці втрати мають значний вплив на загальну ефективність вихідного каскаду. Розглянуто електронну ефективність виходу вихідного каскаду, що дозволяє просто визначити втрату потужності на активних компонентах. Величина цієї потужності визначається вимогами системи охолодження, а саме розміром і вагою радіаторів, на яких встановлені електронні ключі (транзистори, тиристори).

Під ефективністю вихідного каскаду будемо розуміти його значення за формулою (2.8) з урахуванням усіх необхідних допоміжних ланцюгів для його нормальної роботи. Очевидно, що це значення ефективності має відношення лише до загальних втрат вихідного каскаду, коли сигнал є постійною за амплітудою. Аналізуючи ефективність реального підсилювача в разі посилення аудіосигналу з більш високим коефіцієнтом посилення, вже важливо враховувати не тільки неминучі втрати енергії в каскаді попереднього підсилювача, але і залежність ефективності вихідного каскаду від від гучності посиленого сигналу. У цьому контексті визначається середня ефективність концепції підсилювача. Середній ККД підсилювача - це відношення енергії, витраченої навантаженням за тривалий проміжок часу

(18-20 годин), до енергії, спожитої джерелом живлення підсилювача за той же проміжок часу при передачі програми на вхід підсилювача.

Вимірювання енергії, що виділяється під час навантаження, а також сумарної енергії, споживаної підсилювачем під час роботи програми мовлення, зазвичай здійснюється за допомогою електрохімічних амперметрів, принцип роботи яких заснований на відщепленні сполук міді або ртуті. Значення спожитої або виділеної енергії базується на кількості отриманого чистого металу. Якщо залежність ККД підсилювача від вхідного рівня монотонна, то типові значення середнього оперативного ККД підсилювача часто визначають при рівні сигналу 0,3 від номінального рівня. Зі складнішою залежністю від рівня виходу, який є більш складним, ця оцінка, швидше за все, дасть значну похибку. В результаті при оцінці підсилювачів, призначених для збільшення сили сигналів з постійною амплітудою, метрикою для оцінки є максимальний ККД підсилювача, а для оцінки сигналів зі змінною амплітудою – середній робочий ККД.

Для підсилювачів великої потужності, основним джерелом живлення яких є мережа змінного струму (наприклад, підсилювачі, які використовуються для трансляції проводу). Поняття ККД підсилювача також включено в поняття промислової ефективності. Середнім ККД підсилювача в промисловості прийнято вважати загальні експлуатаційні витрати пристрою, включаючи втрати в силовому трансформаторі, випрямлячі та стабілізаторі напруги (при наявності).

2.7 Загальні вимоги до підсилювачів

Основні вимоги до електроакустичного тракту впливають із властивостей джерел звуку, задіяних у програмі мовлення (музичні інструменти, голос людини), а також властивостей слуху людини. Виходячи зі специфікацій електроакустичного тракту, визначаються необхідні вимоги до підсилювача, пов'язаного з ним.

На даний момент більшість нормативних документів впливає зі стандартів України щодо підсилювачів або спеціальних міркувань, які обговорюються в технічному контексті (ТУ). Очевидно, що будь-який новий пристрій повинен бути сумісний зі стандартом, але ці стандарти поки що не можуть бути використані для оцінки якості підсилювачів, особливо в ключовому режимі. Зазначена невідповідність пояснюється легко. Існуючі вимоги створювалися щодо підсилювачів, які працювали в режимі класу В, тому природно, що специфіка ключових підсилювачів у існуючих стандартах не знайшла відображення у вимогах. У зв'язку з цим рекомендується розглянути деякі загальні вимоги до підсилювачів, виходячи з основних вимог, запропонованих до електроакустичного тракту, з урахуванням властивостей джерел сигналу та властивостей слуху людини. Це сприятиме більш системному підходу до створення значущих підсилювачів.

Однією з найважливіших характеристик аудіопідсилювача є робочий діапазон частот. Робочим діапазоном (або діапазоном частот, які пропускаються) вважається інтервал частот від f_n до f_b , у межах якого посилення підсилювача вказується з відомим ступенем точності (зазвичай не більше 2 дБ). Однак, незважаючи на нібито однозначне визначення частотного діапазону, в якому здатний працювати підсилювач, ця ідея не є однозначною для різних шляхів збільшення амплітуди.

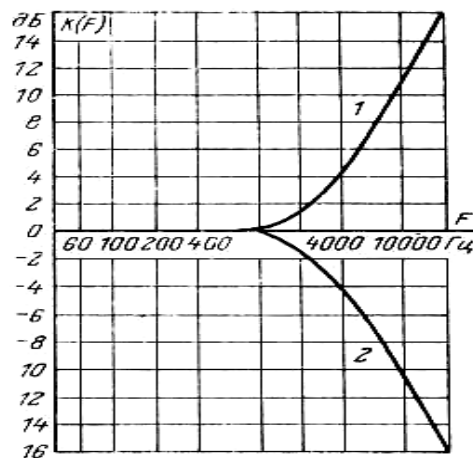


Рисунок 2.8 - Різні форми частотних спотворень у VHF-FM тракту передавача (крива 1) і VHF-FM тракту приймача (крива 2)

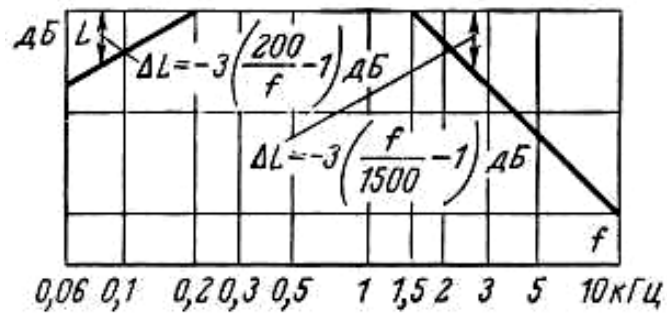


Рисунок 2.9 - Розташування рівнів сигналу по частоті в мовленні

Зокрема, вимірювання наскрізної частотної характеристики найпоширенішого високоякісного тракту, джерело трансляційного сигналу - УКХ FM-передавач - УКХ FM-приймач - кінцевий підсилювач потужності може бути виконано лише за рівня вхідного сигналу не більше 0,1 номінального через наявність частотних спотворень в тракті УКХ ЧМ передавача (крива 1 на рис. 2.8), який також заповнений в зоні прийому (крива 2 на рис.2.8). Отримана частотна характеристика є прямою. Використання цих спотворень частоти дає змогу збільшити співвідношення сигнал/шум на 10 дБ на всьому шляху. Однак, якщо наскрізна частотна характеристика цього тракту вимірюється на призначеному вихідному рівні, вона матиме профіль, подібний до другої кривої на рис. 2.8 через обмеження (ремодуляцію) на вищих частотах у УКМ. -FM шлях передавача.

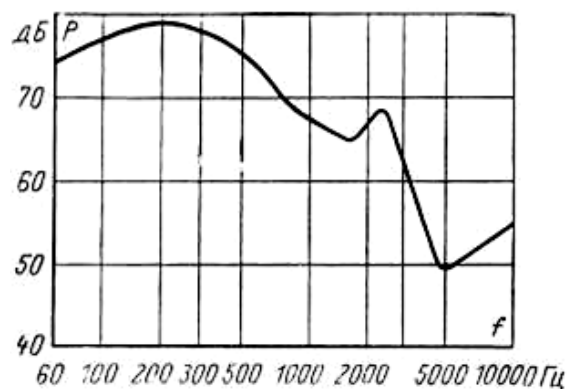


Рисунок 2.10 – Спектр максимального звукового тиску, записаного для оркестрової музики з 75 музикантами. Середній потрібний час становить 0,25 секунди

Подібне явище відбувається на шляху джерело сигналу — магнітний запис — кінцевий підсилювач потужності, оскільки спотворення є і в магнітних записуючих пристроях, які мають власну компенсацію.

Додавання частотних помилок можливо завдяки властивостям звуку. Як задокументовано науковими дослідженнями шляху проходження сигналу мовлення, найбільші інтенсивності сигналу виникають на частотах 200-1500 Гц (рис. 2.9). Вище і нижче цього частотного діапазону компоненти звукового сигналу значно зменшуються за гучністю, що призводить до спотворення електроакустичного шляху. На рис. 2.10 як приклад [10] демонструється максимальний рівень звукового тиску для оркестрової музики з 75 музикантами (середній час 0,25 с).

Для потужних підсилювачів провідного віщання ПВ частотна характеристика вимірюється на рівні вхідного сигналу, рівного 0.5 номінального. Це, очевидно, пов'язане з тим, що в кінцевих підсилювачах потужності, як правило, не застосовуються частотні викривлення, хоча їхнє введення дозволяє помітно підвищити надійність транзисторних підсилювачів ПВ.

Вибір рівня сигналу, який використовується для вимірювання частотної характеристики важливих підсилювачів, має вирішальне значення. Створення ключового підсилювача із смугою пропускання до 15-20 кГц на його повному рівні потужності (на номінальному вході) пов'язане з використанням дорогих потужних високочастотних транзисторів. Додатково необхідно максимально розширити частотний діапазон роботи підсилювача ключів, щоб зберегти працездатність пристрою. Навпаки, використання лінійних підсилювачів із простими схемами дозволяє легко забезпечити частотний діапазон тієї ж величини при рівні сигналу вимірювання 0,1-0,3 з вищою загальною ефективністю підсилювача. Зі збільшенням вхідної потужності в цих підсилювачах максимальний рівень вихідного сигналу зазвичай буде обмежений, і, як наслідок, вихідна потужність буде зменшена.

Вибір рівня сигналу, який використовується для вимірювання частотної характеристики важливих підсилювачів, має вирішальне значення. Створення ключового підсилювача із смугою пропускання до 15-20 кГц на його повному рівні потужності (на номінальному вході) пов'язане з використанням дорогих потужних високочастотних транзисторів. Додатково необхідно максимально розширити частотний діапазон роботи підсилювача ключів, щоб зберегти працездатність пристрою. Навпаки, використання лінійних підсилювачів із простими схемами дозволяє легко забезпечити частотний діапазон тієї ж величини при рівні сигналу вимірювання 0,1-0,3 з вищою загальною ефективністю підсилювача. Зі збільшенням вхідної потужності в цих підсилювачах максимальний рівень вихідного сигналу зазвичай буде обмежений, і, як наслідок, вихідна потужність буде зменшена.

Таблиця 2.1 - Класи якості підсилювачів

Клас якості	Робочий діапазон частот, Гц	Коефіцієнт гармонік, % у діапазоні частот, Гц, не більше ніж			
		До 100	100-200	200-4000	4000-7500
Вищий	30 – 15к	2,0/1,0	1,5/0,7	1,0/0,6	2,0/1,0
Перший	50 – 10к	4,0/2,0	2,5/1,2	2,5/1,2	3,5/1,7
Другий	100 – 6,3к	—	6,0/3,0	4,0/2,0	—

Іншою важливою характеристикою підсилювачів звукового сигналу є ступінь спотворення звукових сигналів. Нелінійні спотворення сигналу, а також АЧХ підсилювача контролюються нормативними документами України, які базуються на класі якості підсилювача. Ці значення для нелінійних спотворень задокументовані в таблиці.2.1.

Усі класи мають однакові стандарти для коефіцієнта гармонік у частотній області, вони виражаються у відсотках. Більше значення не

повинно бути більше номінального значення вхідного сигналу, менше значення не повинно бути більше значення 0,1, 0,3 і 0,5 від номінального значення. Як годиться до столу. 2.1, співвідношення гармонік нормалізується лише на частоту 7500 Гц у висококласному обладнанні, оскільки найнижча складова нелінійних спотворень, друга гармоніка частоти 7500, розташована на межі діапазону переданих частот у високих - кінцеве обладнання.

Стандарти ступеня нелінійних спотворень, а також ширини частотного діапазону роботи були отримані в результаті спеціальних експериментів, які були проведені для прослуховування музики, що транслювалася великим колективом експертів. Випробування проводилися для підсилювачів класу В, які демонстрували характерні для них моделі спотворень і постійний характер збільшення спотворень у міру посилення сигналу, що було характерним для цього класу підсилювачів. Ці характерні спотворення включають, наприклад, спотворення типу "центральна частина" або асиметрія у формі вихідної напруги. Важливо визнати, що при однаковому відсотку тих і інших спотворень, перший вид спотворень більш згубно впливає на слух. Тому стандарт також враховує статистику амплітуди сигналу, стандарт зменшує рівень спотворень на нижчих рівнях вихідного сигналу. Це означає, що, окрім кількісного вимірювання нелінійних спотворень, велике значення має характер самого спотворення.

Багато з найважливіших підсилювачів мають схему спотворення, яка помітно відрізняється від моделі класу В. Наприклад, якщо абсолютна величина спотворень у підсилювачі класу В (без будь-яких додаткових спотворень у «центральної частині») типу, як зазвичай, монотонно зменшується зі зменшенням величини посиленого сигналу (крива 1 на рис. 2.11), то в підсилювачах з ШІМ, а тим більше з ІКМ спостерігається зворотна тенденція (крива 2 в рис.2.11).

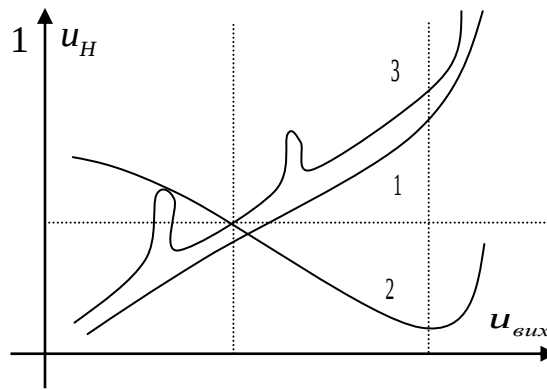


Рисунок 2.11 - Приклади типових залежностей рівня нелінійних спотворень від амплітуди вихідного сигналу. 1 - для підсилювача класу В; 2 - для підсилювача з ІКМ; 3 - для підсилювача з квантованим вхідним сигналом

У підсилювачах, які мають лінійний ключ, значення СГ залежить від величини вихідного сигналу. Поширена форма неправильного уявлення про вихідний сигнал даного типу підсилювача проілюстрована на рис. 2.12, а. Деякі типи лінійних спотворень на підсилювачі з лінійним ключем нелегко виміряти стандартними методами, оскільки спотворення можна виявити лише за допомогою двотонального вхідного сигналу (див. рис. 2.12, б). Як наслідок, важливо чітко визначити додаткові вимоги щодо ступеня нелінійних спотворень кожного типу підсилювача тональності в іншому контексті. Наприклад, в певних точках амплітудної характеристики (крива 3 на рис. (2.11), тому що ймовірність сигналу з такою величиною досить низька. За тими ж принципами відбувається спотворення сигналу на рис. 2.12, б).

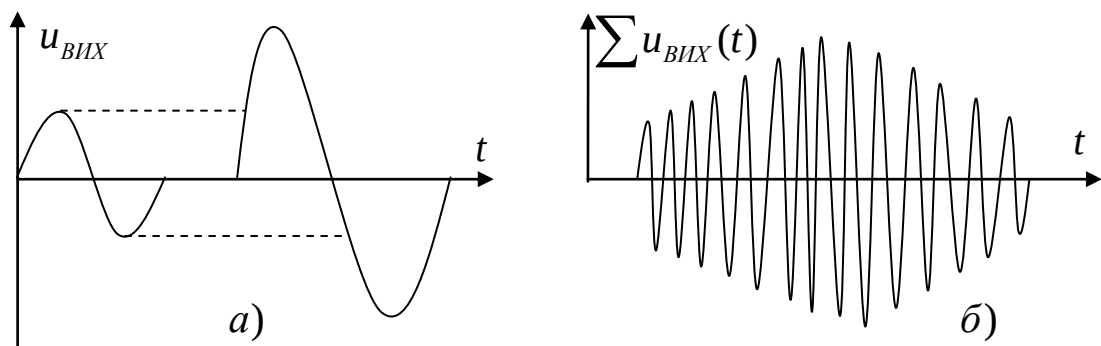


Рисунок 2.12 - Спотворені характеристичні сигнали в підсилювачах з квантуванням: а - миттєве значення квантування; б - Квантування обвідних

Окрім цього, динамічний діапазон і вихідний опір підсилювача звукового сигналу однаково важливі.

Довжина лінійної ділянки амплітудної характеристики, яка розглядається як залежність рівня вихідного сигналу від рівня вхідного, є діапазоном динамічності підсилювача. Стандарт безпосередньо не регулює ступінь лінійності (або величину відхилення від лінійної залежності) амплітудної характеристики підсилювача, хоча неважко продемонструвати, що нелінійність амплітудної характеристики обумовлює наявність значного рівня комбінації частот із двотональним вимірювальним сигналом. В результаті, як правило, для підсилювачів першого і вищих класів допускається максимум нелінійності 0,5-1 дБ при зміні рівня вхідного сигналу на 60-65 дБ.

Загальний стандарт безпосередньо не стосується необхідного вихідного опору підсилювача. Домовлено лише, що при вимкненому навантаженні напруга на виході підсилювача не перевищує встановленого порогу. Однак це все-таки не виразна характеристика вихідного опору підсилювача, стабілізації вихідної напруги при відключеному навантаженні не складно домогтися, наприклад, через систему ARP. Навпаки, експеримент показує, що низький вихідний опір підсилювача за інших ідентичних параметрів сприяє підвищенню якості електроакустичного тракту. Очевидно, це пов'язано з тим, що вихідний опір підсилювача нижчий, що призводить до кращого придушення звукової котушки динамічної головки. Крім того, параметри шляху передачі енергії аудіосигналу до електроакустичного перетворювача менше впливають на підсилювач із малим внутрішнім опором, який є енергією, що передається до аудіоперетворювача. Як наслідок, реалізація глибокої негативної прямої напруги у вихідному каскаді первинних підсилювачів є вигідною.

Тут, звичайно, доречно обговорити концепцію відносно значного негативного відгуку. Як відомо, негативний зворотний зв'язок сприяє значному зниженню величини нелінійних спотворень і покращує

рівномірність АЧХ підсилювача. Однак у аудіопідсилювачах, які використовують зворотний зв'язок від глибокого негативного значення, додавання цього зворотного зв'язку може призвести до зниження якості замість покращення відтворення звуку. Звук такого типу установки збіднюється. Це пояснюється тим, що існує глибокий негативний зворотний зв'язок, який вирівнює АЧХ підсилювача в робочому діапазоні частот, що призводить до різкого зниження АЧХ підсилювача на низьких частотах.

Якщо в області високих частот значне зниження АЧХ (наприклад, наявність фільтра низьких частот) істотно не впливає на якість відтворення звуку, то в області низьких частот, яка створює ефект об'ємного звуку та сприйняття відстані, є більш значні зміни в низькочастотних компонентах (довші затримки в низькочастотних компонентах). Це призводить до значного спотворення звукової картини, а це не природно. Ці помилки особливо очевидні під час зміни частоти звуку, особливо під час різких змін навколишніх звуків на голосні (наприклад, від піанісімо до фортісімо). Зазначена ситуація накладає обмеження на глибину зворотного зв'язку, якщо кільце зворотного зв'язку не є колом з гальванічним зв'язком.

2.8 Висновки до розділу

Сучасні технології постійно розвиваються, що сприяє впровадженню інноваційних рішень у проектування та виробництво підсилювачів класу D.

Сучасні підсилювачі класу D все частіше реалізуються у вигляді інтегрованих схем (IC), які поєднують кілька функцій в одному чіпі. Це не лише знижує вартість, а й покращує компактність пристроїв. Інтеграція дозволяє зменшити кількість компонентів, знизити енергоспоживання і спростити конструкцію.

Розробка нових типів широтно-імпульсних модуляторів, таких як модулятори з адаптивним управлінням, покращує якість звуку та знижує

спотворення. Ці модулятори можуть оптимізувати ширину імпульсів для різних частот сигналу, що призводить до покращення динамічного діапазону.

Використання транзисторів на основі германію (GaN) та карбіду кремнію (SiC) дозволяє підсилювачам працювати на вищих частотах з меншими втратами енергії. Ці матеріали мають кращі електричні характеристики в порівнянні з традиційними кремнієвими транзисторами, що підвищує загальну продуктивність.

З СХЕМОТЕХНІЧНІ РІШЕННЯ ПОБУДОВИ КАСКАДІВ ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ D

3.1 Основні функціональні блоки підсилювачів класу D

Модулятори, що змінюють ширину своїх імпульсів, входять до складу одноклавішної системи, елементи цієї системи суто функціональні в одній клавіші. Ці підсилювачі схожі на інші пристрої, які підсилюють або передають безперервний сигнал у вигляді серії прямокутних імпульсів. Вони мають дві окремі функціональні складові (рис.3.1).

1. Модулятор - це компонент, який перетворює аналоговий сигнал у серію прямокутних пульсоїдів. Його вихід являє собою серію прямокутних пульсоїдів, які змінюються за тривалістю поточним значенням вхідного сигналу.

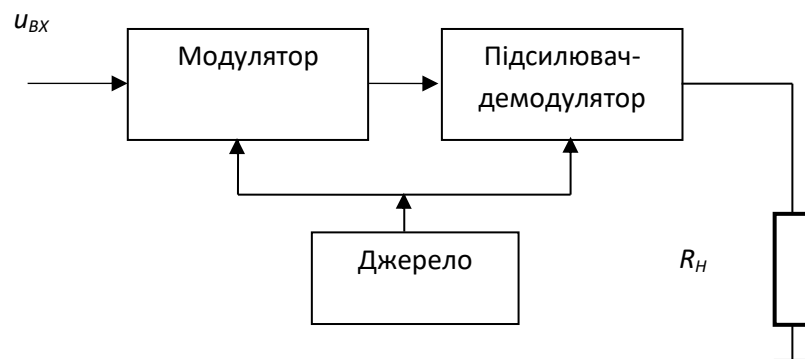


Рисунок 3.1 - Функціональна схема підсилювача з ШІМ

2. Демодулятор - підсилювач: пристрій, який відтворює вихідну послідовність.

до заданого рівня потужності та перетворення посиленої послідовності імпульсів у сигнал, що нагадує оригінальний шаблон.

У багатьох практичних реальних рішеннях використовується ШІМ, і введена концепція функціональних вузлів може бути чисто умовною. Нижче будуть наведені приклади, які демонструють неможливість такого поділу.

Наприклад, на одному підсилювальному компоненті можна створити пристрій, який одночасно буде служити і модулятором, і підсилювачем, і демодулятором (відповідні способи генерації ШІМ). У рідкісних випадках демодулятор є частиною самого модулятора (релейної системи). Однак відмінність між підсилювачами ШІМ і функціональними блоками дозволяє більш точно описати їх фізичні принципи роботи. У підсумку, першим кроком рекомендується розглянути особливості конструкції підсилювачів з ШІМ, це дозволить спостерігати поділ підсилювача на функціональні блоки.

3.2 Вибір оптимального ШІМ сигналу

Як згадувалося раніше, в підсилювачах з одним ключем об'єм енергії, що надходить у навантаження, змінюється часовим зв'язком закритого та відкритого станів ключа. Зрештою, значення сигналу у визначеній позиції виходить із співвідношення тривалості імпульсу та паузи. У результаті можна, наприклад, встановити тривалість імпульсу на певне значення та змінити тривалість паузи, або встановити тривалість паузи на певне значення та змінити тривалість імпульсу. У першому та другому випадках тривалість модуляції залежить від частоти модуляції.

Перший спосіб модуляції не знайшов практичного застосування в одноклавішних підсилювачах, а через значне збільшення частоти перемикання (кількості посилень сигналу) зі зміною миттєвого значення амплітуди сигнал посилюється.

У другому методі тривалість імпульсів змінюється разом з їх частотою, але на відміну від першого методу частота імпульсів зростає зі зменшенням амплітуди сигналу, що фактично призводить до збільшення кількості опорних точок. Очевидно, що цей метод модуляції найбільш ефективний для аудіопідсилювачів, які мають більший динамічний діапазон, енергетичні потреби підсилювача при низьких рівнях сигналу незначні, а вимоги до точності відтворення на цих рівнях досить суворі.

Системи, які використовують постійну частоту обертання, були найбільш ретельно вивчені та повністю реалізовані в третьому поколінні технології мобільного зв'язку. Одна унікальна особливість цього типу ШІМ полягає в тому, що відсоток звукової енергії спектру в модульованій послідовності імпульсів є постійним.

3.2.1 Характеристика основних видів ШІМ

Залежно від типу виконання модулятора і характеристики вихідного каскаду підсилювача розрізняють кілька різновидів модуляції. Цей стиль ШІМ називається однотактним, на полярність генерованих імпульсів не впливає полярність модульованого сигналу (рис. 3.2, а, б), а тривалість імпульсів дорівнює абсолютній величині дискретні значення сигналу в деякі, певним чином вибрані, моменти часу.

Двотактний ШІМ - це форма регулювання напруги, яка передбачає зміну полярності послідовності прямокутних імпульсів на основі знака вхідної напруги, тривалість імпульсів визначається абсолютним значенням постійних значень сигналу при аналогічні часи (рис. 3.2, в).

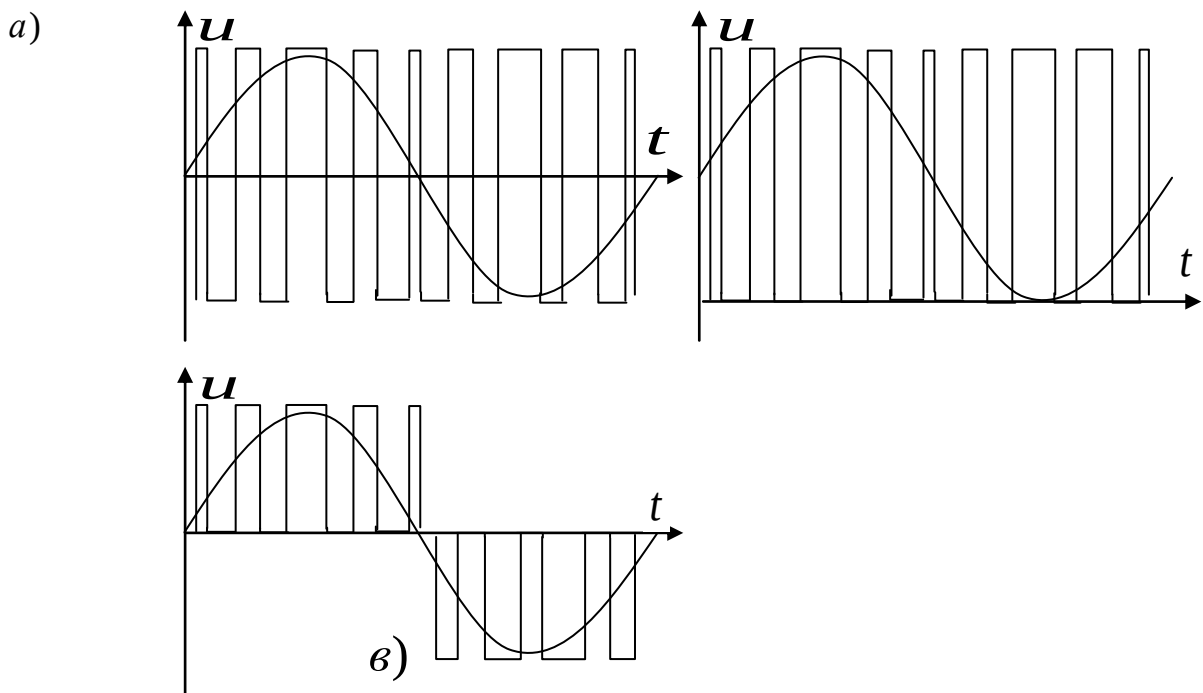


Рисунок 3.2 – Однотактна (а, б) й двотактна (в) схеми ШІМ

Довжина імпульсів може бути змінена шляхом зміни тимчасової тривалості фронту або перерізу імпульсів. У першому випадку такий вид модуляції називають одностороннім (цей тип модуляції супроводжується додатковими паразитними змінами фази), у другому – двостороннім. Точність відновлення вихідного сигналу з послідовності модульованих по ширині імпульсів в першу чергу впливає з методу збору дискретних значень сигналу, який впливає на ширину імпульсу. У зусиллях В. В. Маланова [3] досліджувала якісні властивості підсилювачів у різних варіантах дискретизації дискретних значень модульованого сигналу та створила класифікацію типів ШІМ. Зокрема, перший вид модуляції (ШІМ-1) вважається формою модуляції, яка включає вибірки значень сигналу в певний час, що відповідає фронту сигналу або зрізу імпульсу.

Основою методу другого порядку (ШІМ-2) є концепція отримання значень сигналу в певні рівновіддалені моменти часу, які відповідають початку тактового імпульсу.

В основі третього типу модуляції (ШІМ-3) лежить концепція дискретизації різних значень сигналу в певні моменти часу в межах діапазону імпульсу, це робиться для того, щоб мінімізувати спотворення підсиленого сигналу, ширина імпульсу повинна відповідати інтегральному значенню сигналу за час між опорними точками (інтегральна форма ШІМ).

Вибір того чи іншого типу ШІМ в першу чергу залежить від якості підсилювача, а також від складності реалізації всього пристрою. Однією з основних кількісних характеристик пристроїв, що модулюють сигнали, є загальний ступінь нелінійних спотворень (коефіцієнт гармонік).

Порівняння модуляцій першого, другого та третього порядків щодо СГ продемонстровано в [3]. При однакових властивостях передачі імпульсу

$$M = \frac{f_T}{f_B}, \text{ де } f_T - \text{тактова частота, } f_B - \text{максимальна робоча частота сигналу,}$$

нелінійні спотворення з ШІМ-3 менш серйозні, ніж з ШІМ-2 і ШІМ-1. При однакових значеннях M , ШІМ-1 і ШІМ-2 їх показники якості схожі, а

мінімальна величина спотворень пов'язана з двосторонньою модуляцією. Складність реалізації модулятора для ШІМ третього типу полягає в його практичному застосуванні, тому найбільш поширені модулятори з однотоктною ШІМ-1 (ОДШІМ-1) і модулятори з двотоктною ШІМ-1 (ДДШІМ-1).

Розглянуті варіанти ШІМ обмежені та зазвичай класифікуються як класичні варіанти ШІМ, що дає змогу більш повно зрозуміти фізичні принципи роботи підсилювачів із ШІМ. Крім перерахованих методів модуляції, адаптивні методи формування ШІМ зазвичай використовуються в конструкціях аудіопідсилювачів.

3.2.2 Дослідження та аналіз профілю напруги за допомогою ШІМ.

Для оцінки значення гармонійного складу вхідної ШІМ-модульованої напруги на підсилювач проаналізуємо спектр розкладу напруги на Фур'є-складові.

Функція, яка описується напругою з ШІМ за синусоїдальним законом, називається непарною, а її розклад описується так

$$f = \sum_{i=0}^{\infty} U_i \sin i\omega t, \quad (3.1)$$

$$U_i = \frac{2E}{\pi} \int_0^{\pi} f(\Theta) \sin i\Theta d\Theta, \quad (3.2)$$

$i = 1, 2, 3, \dots$ - для односторонньої ітерації ШІМ

$i = 2j + 1 = 1, 3, 5, \dots$ - для прямої ШІМ, оскільки в цьому випадку виконується умова

$$f\left(\frac{\pi}{2} - \Theta\right) = f(\Theta), \quad (3.3)$$

E - величина імпульсу.

Для однополярної ШІМ амплітуда напруги дорівнює U_i .

$$U_i = \frac{2E}{\pi} \sum_{m=0}^{k-1} \int_{\alpha_m}^{\beta_m} \sin i\Theta d\Theta = \frac{2E}{\pi i} \sum_{m=0}^{k-1} (\cos i\alpha_m - \cos i\beta_m), \quad (3.4)$$

де індекси α_m і β_m є розташуванням переднього і заднього фронтів m -го сигналу напруги ШІМ. Для прямого та взаємного ШІМ (див. табл. 3.1).

Таблиця 3.1 – Спектр різних видів ШІМ напруги

Вид ШІМ		Спектр
Однополярна	Одностороння	$U_i = \frac{2}{\pi i} \sum_{m=1}^{k-1} \left[\cos \frac{im\pi}{k} - \cos i \left(\frac{m\pi}{k} + \theta_m \right) \right]$
	Двостороння	$U_i = \begin{cases} 0, & i = 2j \\ \frac{4}{\pi i} \sum_{n=1}^{\frac{k-1}{2}} \left[\cos i \left(\frac{m\pi}{k} - \frac{\theta_m}{2} \right) - \cos i \left(\frac{m\pi}{k} + \frac{\theta_m}{2} \right) \right]; & i = 2j+1, k = 2l+1 \\ \frac{4}{\pi i} \left[\sum_{n=1}^{\frac{k}{2}} \cos i \left(\frac{m\pi}{k} - \theta_m \right) - \sum_{n=1}^{\frac{k-1}{2}} \cos i \left(\frac{m\pi}{k} + \theta_m \right) \right]; & i = 2j+1, k = 2l \end{cases}$
Двополярна	Одностороння	$U_i = \frac{2}{\pi i} \sum_{m=1}^{k-1} \left[\cos \frac{im\pi}{k} + \cos \frac{i(m+1)\pi}{k} - 2 \cos i \left(\frac{m\pi}{k} + \theta_m \right) \right]$
	Двостороння	$U_i = \begin{cases} 0, & i = 2j \\ \frac{4}{\pi i} \left\{ \sum_{m=1}^{\frac{k-1}{2}} \left[\cos i \left(\frac{m\pi}{k} - \frac{\theta_m}{2} \right) - \cos i \left(\frac{m\pi}{k} + \frac{\theta_m}{2} \right) - 1 \right] \right\}; & i = 2j+1, k = 2l+1 \\ \frac{4}{\pi i} \left\{ 2 \sum_{m=1}^{\frac{k}{2}} \cos i \left(\frac{m\pi}{k} - \theta_m \right) - 2 \sum_{m=1}^{\frac{k-1}{2}} \cos i \left(\frac{m\pi}{k} + \frac{\theta_m}{2} \right) - 1 \right\}; & i = 2j+1, k = 2l \end{cases}$

$$\alpha_m = \frac{m\pi}{k}, \quad \beta_m = \frac{m\pi}{k} + \Theta_m, \quad (3.5)$$

та

$$\alpha_m = \frac{m\pi}{k} - \frac{\Theta_m}{2}, \quad \beta_m = \frac{m\pi}{k} + \frac{\Theta_m}{2}, \quad (3.6)$$

Θ_m — тривалість m -го імпульсу в одиницях кута

$$\Theta_m = \frac{\alpha\pi}{k} \sin \frac{m\pi}{k},$$

α - коефіцієнт глибини

k - кількість точок квантування за напівперіод сигналу модуляції.

Для двополярної ШІМ:

$$U_i = \frac{2E}{\pi i} \sum_{m=0}^{k-1} \left(\int_{\alpha_m}^{\beta_m} \sin i\theta d\theta - \int_{\beta_m}^{\alpha_{m+1}} \sin i\theta d\theta \right) = \frac{2E}{\pi i} \sum_{m=0}^{k-1} (\cos i\alpha_m - 2\cos i\beta_m + \cos i\alpha_{m+1}). \quad (3.7)$$

Значення амплітуди i -ї гармоніки за формулою (3.7) для різних типів ШІМ наведені в таблиці 3.1.

Графічне зображення залежності $U_i(i)$ для різних типів ШІМ-модуляції — зображення спектру в ряд Фур'є показано на рис. 3.3 - рис.3.8. Для розрахунку використовувався пакет даних MathCard 11a.

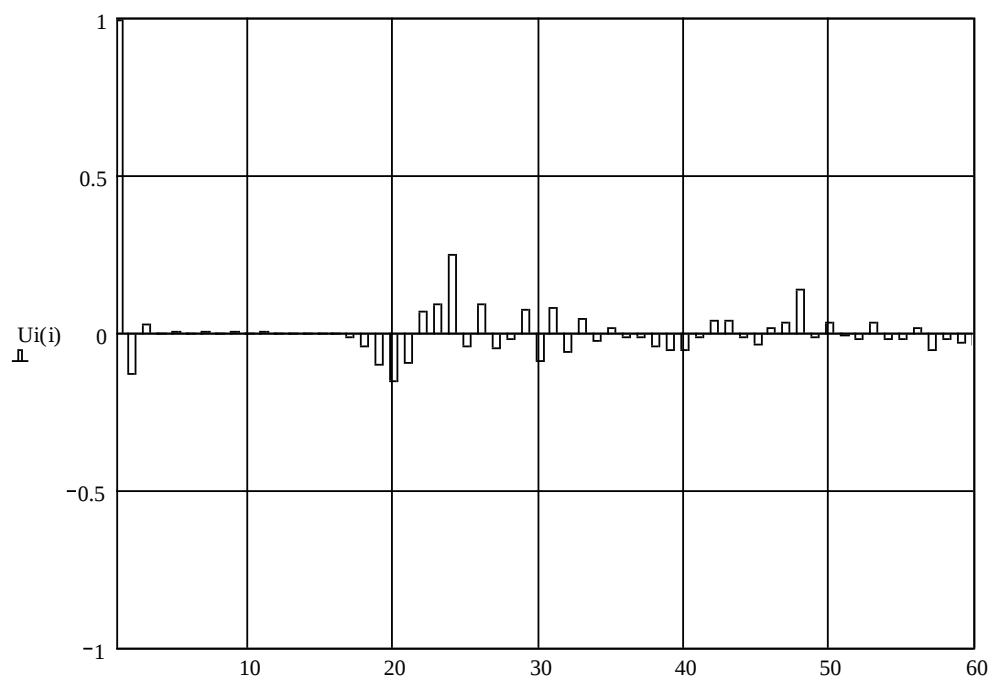


Рисунок 3.3 – Амплітудний спектр однополярної односторонньої ШІМ

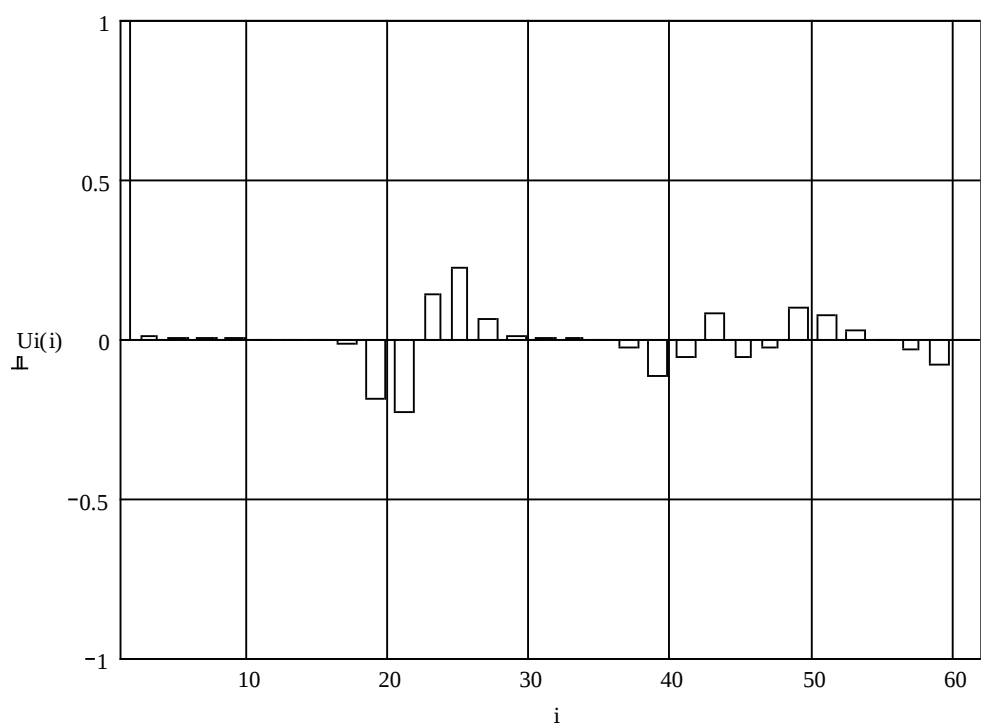


Рисунок 3.4 - Амплітудний спектр однополярної двосторонньої ШІМ з непарним k

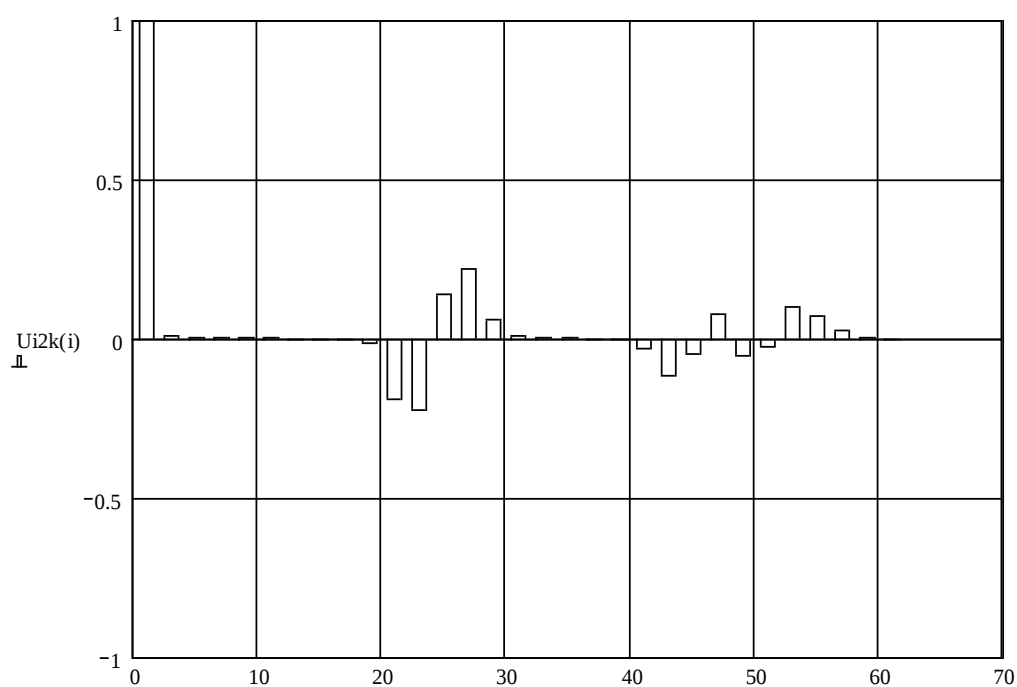


Рисунок 3.5 - Амплітудний спектр однополярної двосторонньої ШІМ з парним k

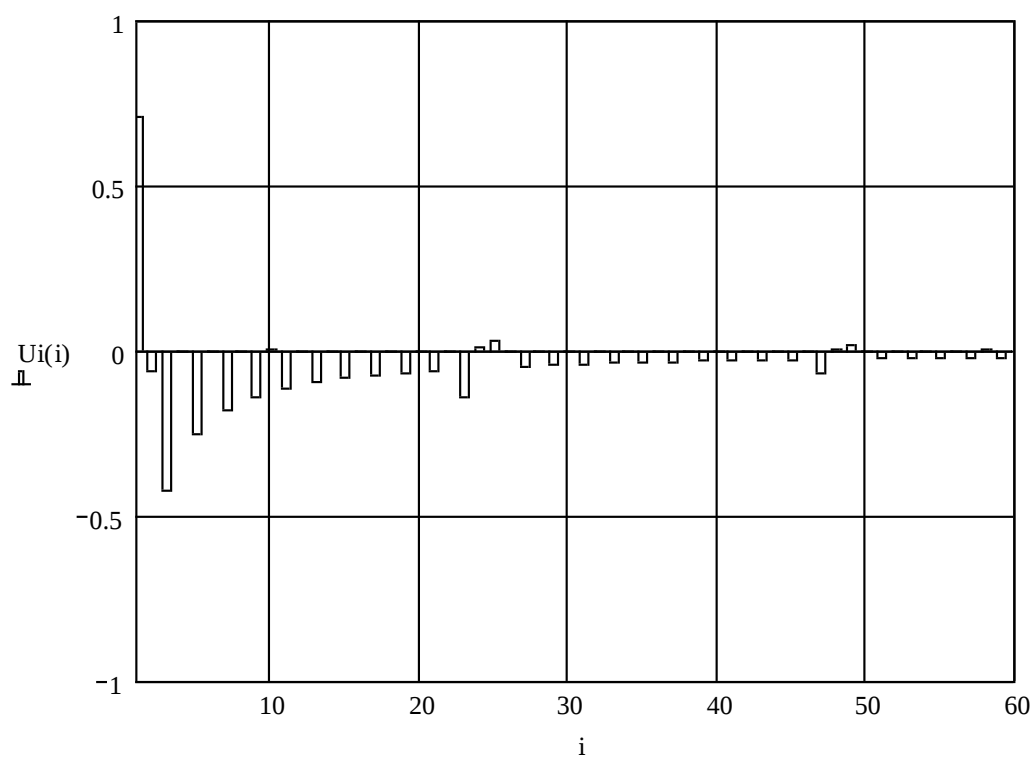


Рисунок 3.6 - Амплітудний спектр двухполярної однобічної ШІМ

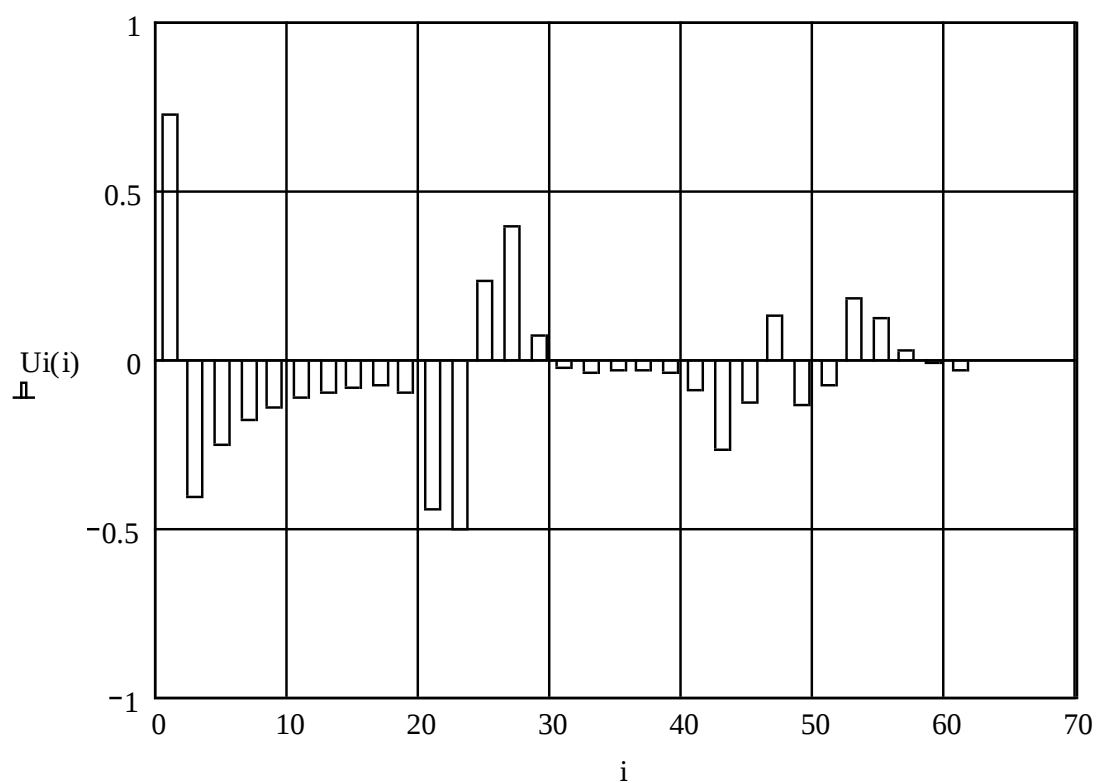


Рисунок 3.7 - Амплітудний спектр двополярної двосторонньої ШІМ з парним k

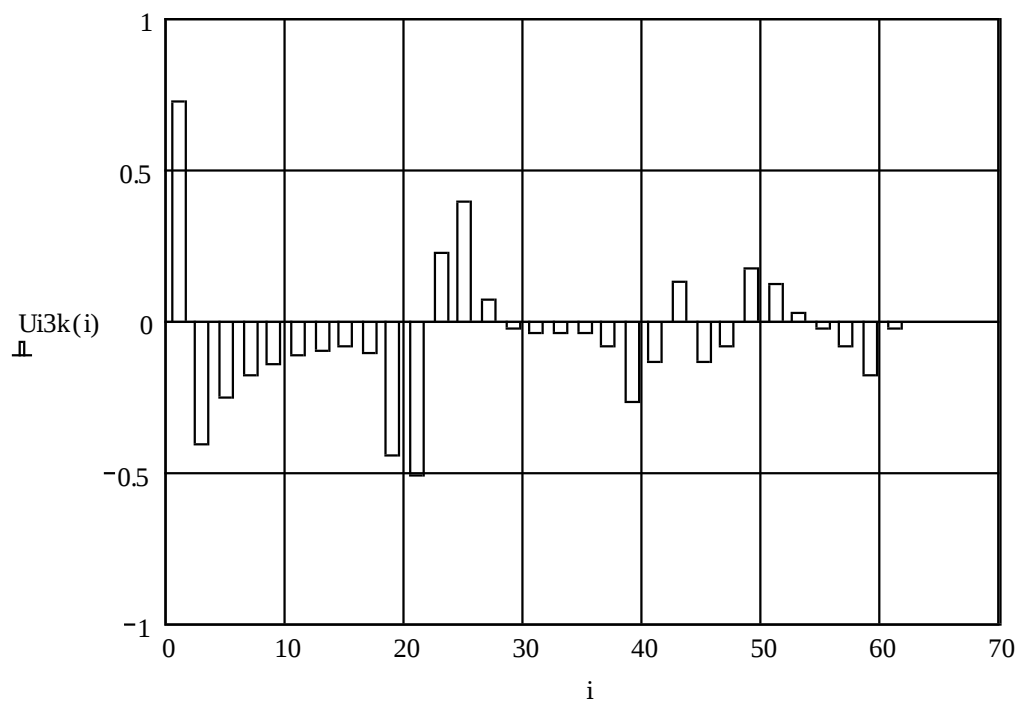


Рисунок 3.8 - Амплітудний спектр двополярної двосторонньої ШІМ з непарним k

Для кожного зі спектрів ШІМ створено список амплітуд перших гармонік для уточнення (для розрахунків використовувався компілятор Borland Cpp).

Таблиця 3.2 - значення амплітуд перших гармонік різних ШІМ

Вид ШІМ	Амплітуда i -ї гармоніки U_i для кожного i											
	1	2	3	4	5	6	17	18	19	20	21	22
Однополярна однобічна	0.991	-0.128	0.025	-0.006	0.0014	0	-0.013	-0.044	-0.104	-0.152	-0.093	0.066
Однополярна двостороння з $k = 2j$ +1	0.997	0	0.0075	0	0	0	-0.014	0	-0.189	0	-0.226	0
Однополярна двостороння з $k = 2j$	0.998	0	0.0064	0	0	0	0	0	-0.015	0	-0.191	0
Двополярна однобічна	0.71	-0.065	-0.423	-0	-0.255	-0	-0.067	-0	-0.061	-0	-0.142	0.011
Двополярна двостороння з $k = 2j$ +1	0.722	0	-0.409	-0	-0.254	-0	-0.103	-0	-0.445	-0	-0.513	0
Двополярна двостороння з $k = 2j$	0.722	0	-0.412	-0	-0.254	-0	-0.076	-0	-0.098	-0	-0.444	-0

Проаналізувавши дані, ми бачимо, що амплітуда 1-ї гармоніки однополярної двосторонньої стимуляції значно більша, ніж інші гармоніки.

Наступні 18 гармонік майже непомітні. Цей атрибут розглянутої напруги ШІМ дозволяє легко ідентифікувати 1-у гармоніку за допомогою фільтрів низької добротності.

Важливо, щоб нижня межа частоти фільтра не перевищувала (для випадку ШІМ з подвійним живленням) $(20..24)\omega$, де ω – частота на виході

генератора. На основі аналізу інших типів ШІМ (табл. 3.1) ми вибираємо найбільш підходящий тип ШІМ для цього проекту.

Тепер важливо розглянути коефіцієнт гармонік (коефіцієнт неспотворення), викликаний різними типами ШІМ. Для цього скористаємося формулою

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (3.8)$$

де U_i це функція від частоти слідування імпульсів f .

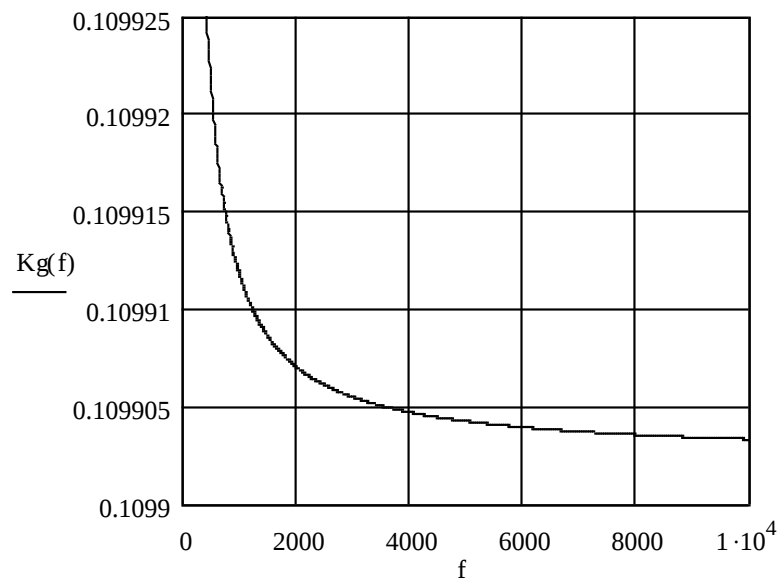


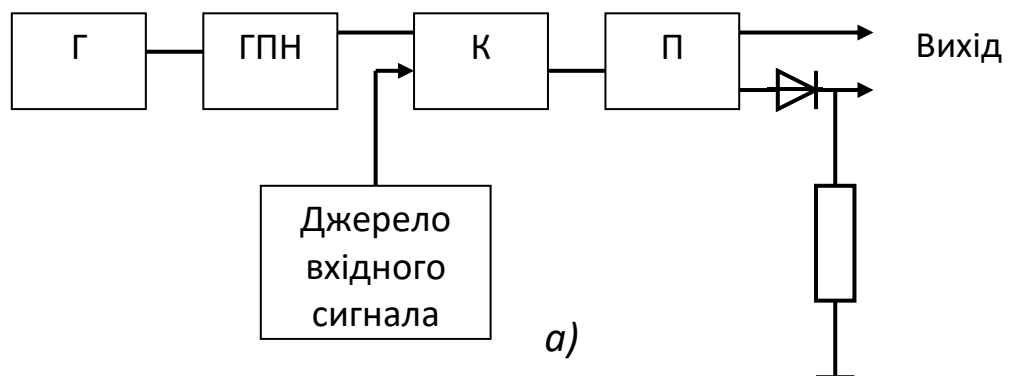
Рисунок 3.9 – Графік коефіцієнта гармонік для однополярної двосторонньої ШІМ

3.3 Побудова модулятора для підсилювача з ШІМ

Пристрій для перетворення аналогового сигналу в цифровий і подальшого перетворення цих цифрових сигналів в імпульси різної ширини є найважливішим компонентом підсилювача з ШІМ, оскільки всі передумови для хорошого показника цього типу підсилювача в першу чергу походять від нього. Спотворення сигналу, що виникають при перетворенні сигналів в

модуляторі, практично неможливо усунути в наступних каскадах підсилювача. Надмірна вимогливість до якості роботи модулятора підвищує відносну складність його рішень. Схема структурних елементів модулятора зображена на рис. 3.10, а. Вектори напружень у кожній окремій точці структурної діаграми зображені на рис. 3.10, б-г. Складовими частинами модулятора (рис. 3.10,а) є тактова частота, генератор пилоподібної (або змінної амплітуди) напруги (ГНГ) і компаратор К (схема порівняння). У випадках, коли GPN використовує автоколивальний режим, генератор частоти для годинника може бути відсутнім.

Генератор пилоподібної напруги виробляє лінійну напругу, яка одночасно є симетричною та має двосторонній вплив на входи компаратора. Інші входи: отримати сигнал для збільшення потужності. Очевидно, що при виключенні перемодуляції амплітуда вхідного сигналу не повинна перевищувати амплітуду пилоподібної напруги (рис. 3.10, в). У момент вирівнювання цих сигналів компаратор створює падіння напруги тієї ж полярності протягом пилоподібного періоду напруги, що вдвічі більше; це призводить до формування послідовності прямокутних імпульсів, які модулюються за тривалістю. Вихід компаратора додатково збільшується і обмежується підсилювачем-обмежувачем.



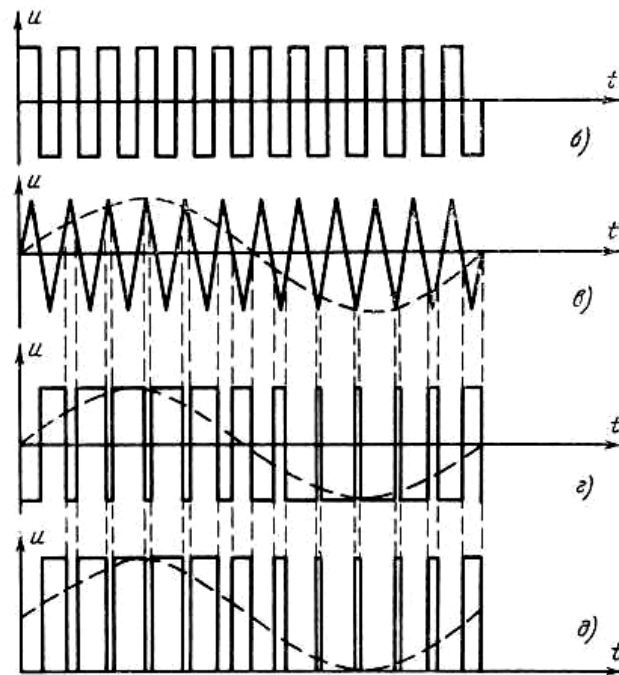


Рисунок 3.10 - Функціональна схема модулятора для підсилювача з ШІМ і графік в кількох її точках

Без вхідного сигналу модулятор виробляє звивисту напругу. У модуляторі цього типу використовується однотокова широтно-імпульсна модуляція першого типу (ОДШИМ-1). Підсилювачі ОДШИМ-1 мають гіршу репутацію в області підсилення звуку, тому що під час відсутності сигналу вихідний каскад втрачає транзистори, що призводить до значного зниження середнього ККД підсилювача. Модулятори з ОДШИМ-1 найчастіше застосовуються в неполяризованих підсилювачах, вихідний сигнал яких містить постійну складову, що перевищує або дорівнює амплітуді змінної складової (наприклад, в модуляторах радіозв'язку).

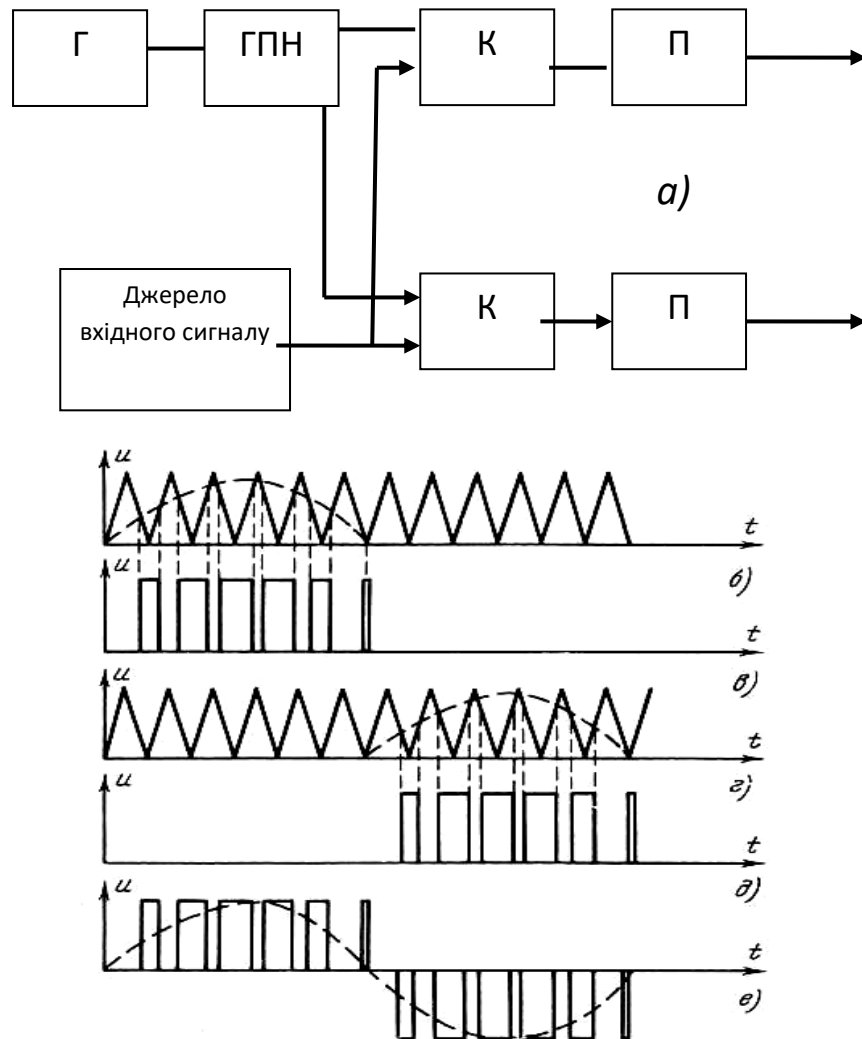


Рисунок 3.11 – Функціональна схема контролера, який перемикається між двома різними ходами (однополярним, двостороннім) запису ШІМ і напруги в певних точках

Формування послідовності імпульсів з двотактним зміною ширини здійснюється аналогічним способом. Відмінність полягає в тому, що сигнал, який змінює знак, розбивається на позитивну та негативну хвилі, кожна з яких надсилається у свій канал, ідентичний каналу на рис.3.10. Оскільки генератор частоти тактового генератора і ГПН в цьому модуляторі можна використовувати одночасно для обох каналів, то двотактний ШІМ-модулятор відрізняється від одноканального ШІМ-модулятора додаванням другого компаратора (рис. 3.11, а) .

Давайте обговоримо деякі специфічні вимоги, пов'язані з компонентами модулятора. Обов'язковою умовою якісної роботи модулятора є пропорційність тривалості імпульсу миттєвому значенню сигналу в опорній точці для широкого діапазону зміни рівня вхідного сигналу. Основними факторами, які порушують цю умову, зазвичай є нелінійність вихідної напруги ГПН і гістерезис порога спрацьовування компаратора. На ступінь нелінійності вихідної напруги ГПН впливає поєднання нелінійностей вихідного сигналу ШІМ-підсилювача та амплітудної характеристики сигналу (рівень спотворень). У зв'язку з цим пред'являються жорсткі вимоги до лінійності вихідної напруги ГПН.

Нестабільність порогового спрацьовування компаратора також призводить до появи спотворень сигналу нелінійного характеру - при низьких рівнях вхідного сигналу (при порівнянні сигналу з нестабільністю порогу) сигнал може значно спотворюватися. Граничне значення чутливості компаратора щодо різних напруг є однією з основних причин обмеження діапазону динамічної амплітуди підсилювачів від двотактних ШІМ. Іншою важливою причиною, яка обмежує динамічний діапазон двоступеневих підсилювачів ШІМ, є технічна складність, пов'язана зі створенням і розширенням малих імпульсів, які відповідають малим вхідним рівням. У цьому контексті підсилювачі, які мають тільки один цикл ШІМ, мають невелику перевагу, оскільки малим рівням сигналу відповідає лише невелике збільшення тривалості широтно-модульованих імпульсів (рис. 3.10, г). У запропонованій в дипломі схемі використовується двотактна ШІМ модуляція.

Наприклад, на рис. 3.12 демонструється один із варіантів первинної концепції модулятора. Коли другий канал вимикається, одночасно зміщуючи робочу точку компаратора в каналі, що залишився, цей модулятор можна використовувати для створення підсилювачів з однотоктною шириною модуляції.

До складу модулятора входять генератор прямокутних імпульсів, побудований на інтегральній мікросхемі ІМС1, інтегратор (транзистори VT1 і VT2), який формує пилкоподібну напругу зі схемою порівняння, побудованою на мікросхемах ІМС2 і ІМС3. Канальні підсилювачі P1 і P2 збільшують величину сформованих послідовностей широтно-модульованих імпульсів до необхідного рівня перед подачею їх на входи кінцевого каскаду.

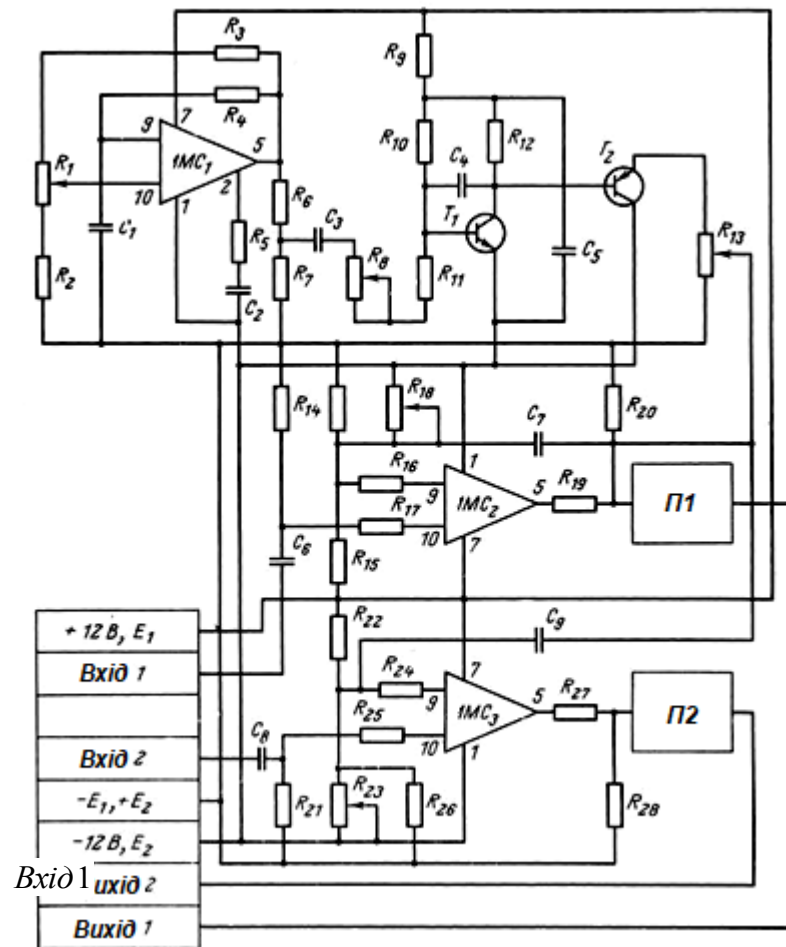


Рисунок 3.12 – Принципова схема модулятора підсилювача з ШІМ

Функціональність прямокутного генератора імпульсів заснована на використанні позитивного (резистори R_1 , R_3) і негативного зворотного зв'язку із затримкою (ланцюг R_4 , C_1). Перехідне збільшення вихідної напруги операційного підсилювача відбувається при однакових вхідних напругах мікросхеми. Регулюючи межі підвищення напруги на конденсаторі

С1 резистором R1, можна змінювати частоту генерованих імпульсів. Потенціометр R13 на виході інтегратора плавно змінює величину пилоподібної напруги, що подається на входи компараторів. Резистори R18 і R23 змінюють поріг порівняння тригерів.

Технічними характеристиками модулятора є:

Частотний діапазон зміни годинника, кГц.....40-150

Вихідна потужність каналу, Вт, повинна бути не менше 10.

Враховуються як тривалість переднього фронту, так і ширина імпульсу, не більше.....150

Частотний діапазон нелінійних спотворень блоку ШІМ обмежений 30-15000 Гц, з максимальною глибиною 98 відсотків, не більше.....0,6

3.4 Побудова вихідного каскада ключового підсилювача

3.4.1 Вихідні каскади однополярних підсилювачів сигналу.

Розглянемо особливості створення вихідних каскадів підсилювачів з ШІМ, призначених для посилення однополярних сигналів. (Ці підсилювачі в основному використовуються як пристрій радіозв'язку, підсилювач напруги або інші пристрої). Коротке обговорення особливостей їх конструкції продемонструє специфіку підсилювачів зміни сигналу в майбутньому.

Існує кілька різних варіантів, які відрізняються способом активації транзистора, ємністю накопичувача та навантаженням (рис. 3.13с). У гучномовцях, що підсилюють звук (у тому числі модулюючих радіопередавачі), кінцевий каскад, схема якого зображена на рисунку 3.13, а. У двотактних підсилювачах, які мають змінну вихідну потужність, цей каскад є однією з ніжок підсилювача. Давайте обговоримо деякі особливості роботи цього каскаду, оскільки основні принципи двох інших подібні (14, 15).

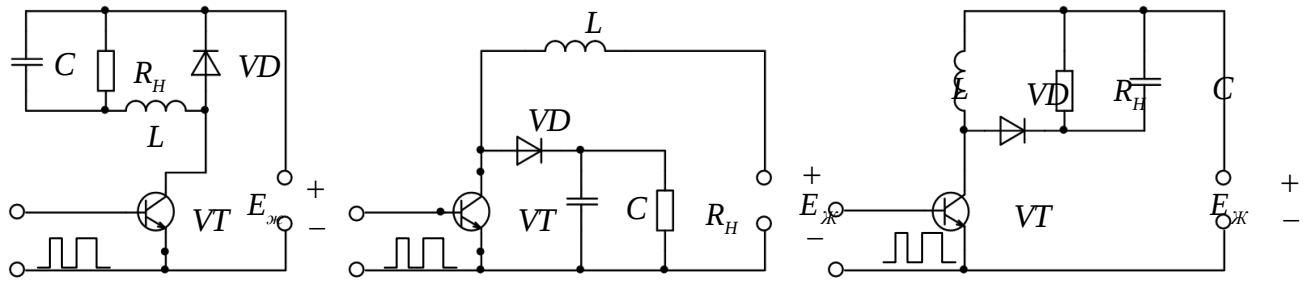


Рисунок 3.13 - Різні схеми вихідних каскадів підсилювачів, які використовують ШІМ, спосіб накопичення енергії різний, первинний транзистор і навантаження

Коли відмикаючий імпульс досягне бази ТН транзистора, останній увійде в режим насичення і пройде по ланцюгу джерело живлення - транзистор - індуктивність - навантаження, швидкість зміни якого визначається параметрами L , R і C , а також початковий запас енергії в реактивних компонентах $\frac{LI_m^2}{2}$. До моменту закінчення імпульсу відкриття струм в колекторному колі транзистора досяг максимального значення E/R_H , а енергія дорівнює $\frac{EI^2}{2}$. При відключенні транзистора зміною знака ЕРС самоіндукції ця енергія передається навантаженню через діод у вигляді напруги, ця спроба спрямована на підтримку попередньої напруги на транзисторі. В результаті під час відкритого стану транзистора індуктивність накопичує енергію, що дорівнює різниці спожитої енергії, потім вона призначається навантаженню, наступна енергія потім повертається в навантаження.

Одна з основних вимог до реактивних елементів L і C полягає в тому, що вони повинні мати низькі втрати енергії на частоті комутації, зокрема в індуктивному ланцюзі фільтра. Як наслідок, щоб максимізувати ефективність підсилювача в цілому, першим кроком є забезпечення високої добротності зв'язку між фільтром і індуктором.

У ключових слухачів аудіосигналів ефективність підсилювача в першу чергу залежить від частотного діапазону тактової частоти перемикання (60-

150 кГц), тому реальна ефективність підсилювача залежить від специфіки цього каналу фільтра. Ці атрибути в основному впливають із типу сердечника котушки, який повинен мати низькі втрати на частоті перемикання (більш детально, частотний спектр сигналу ШІМ), а також стабільну магнітну проникність у широкому діапазоні змін у поле, що намагнічує. Склад цього ядра повинен мінімізувати поле розсіювання. Серед вітчизняних магнітних матеріалів для цієї мети найбільше підходять тороїдальні сердечники Альсіфера серій ТЧК-32 - ТЧК-55; можна використовувати будь-який із двох типів сердечників із зазором у магнітному ланцюзі, який дозволить обійти сердечник.

Процедуру декодування послідовності широтно-модульованих імпульсів можна пояснити наступним чином. Допустимо послідовність прямокутних хвиль із частотою $\omega=2\pi f_T$, амплітудою H і тривалістю t_i , усі з яких залежать від закону

$$t_i = \frac{1}{2f_T}(1 + m\sin\Omega t), \quad (3.9)$$

де $\Omega=2\pi fm$ – частота посиленого сигналу подвоюється, а глибина модуляції збільшується на m .

Спектр сигналу при симетричній двосторонній модуляції [12]

$$F(t) < \frac{H}{2}(1 + m\sin\Omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{HI_n\left(km\frac{\pi}{2}\right)}{k\pi} ((-1)^k - (-1)^n) \sin\left(k\omega + n\Omega t + k\frac{\pi}{2}\right) \quad (3.10)$$

де I_n – функція Бесселя першого роду n -го порядку.

Спектр послідовності широтно-модульованих імпульсів вже містить загальну для всіх низькочастотну складову. Цей компонент можна виділити простим фільтруванням сигналу. У цьому випадку високочастотні компоненти спектру видаляються, а потужність, корисна для навантаження,

не генерується. Інші умови, пов'язані з системою фільтрації (згладжування), впливають безпосередньо з (2.10). Щоб зменшити вплив частотних пульсацій на навантаження і зменшити спотворення сигналу, цей фільтр повинен мати мінімальну частоту, яка не перевищує максимальну робочу частоту спектру посиленого сигналу. З урахуванням умов узгодження хвильового опору фільтра з навантаженням параметри одноконтурного фільтра виводяться з наступних співвідношень.

$$L_{\phi} = \frac{R_H}{\Omega_B}; \quad C_{\phi} = \frac{1}{\Omega_B R_H}, \quad (3.11)$$

частота, на якій посилюється сигнал, є найвищою.

Якщо мета полягає в тому, щоб мати більш рівномірну характеристику амплітуди частоти на виході підсилювача, фільтр з максимально можливою частотною характеристикою є найбільш ефективним. У цьому випадку індуктивність одноконтурного фільтра повинна бути збільшена вдвічі, а ємність, відповідно, зменшена вдвічі. Очевидно, що при використанні багатоканального фільтра для зменшення впливу коливань тактової частоти ці значення будуть іншими. Однак використання багатоланкових фільтрів в підсилювачах з ШІМ можливе лише в тих випадках, коли немає суворих вимог до фазових спотворень високочастотних складових посиленого сигналу (див. 3.8), а навантаження, на яке працює підсилювач, завжди послідовний.

Оскільки реальні підсилювачі аудіосигналу, як правило, побудовані для роботи з навантаженням, яке змінюється залежно від умов у ланцюзі навантаження, використання багатоконтурних фільтрів має значний вплив на амплітудно-частотну характеристику підсилювача порівняно з одноканальним. Фільтр ланцюга в ланцюзі навантаження, який має однаковий опір. У зв'язку з цим у деяких випадках рекомендується збільшити розрахункові значення L_{ϕ} і C_{ϕ} в одноконтурному фільтрі, щоб

зменшити частотні пульсації та рівень комбінаційних частот, тоді зменшується відповідне спотворення частоти.

Інший спосіб знизити тактову частоту при одночасному зниженні рівня спотворень на навантаженні - це знизити частоту ШІМ-сигналу на 12,5%. Основна ідея цього методу полягає в наступному: дві ідентичні мережі щодо управління живленням (рис. 3.14) працюють на розділене навантаження, а сигнал, сформований згідно з (3.9), вводиться в один канал системи, сигнал, аналогічний до (3.14) вводиться в інший канал, але з півперіодом тактової частоти системи (). При цьому відбувається значне зниження частоти пульсацій годинника на навантаженні, а також зменшення ступеня спотворень посиленого сигналу. У результаті використання кількох каналів, а також додавання потужності до навантаження дає змогу виконувати активну фільтрацію шумів у сигналі.

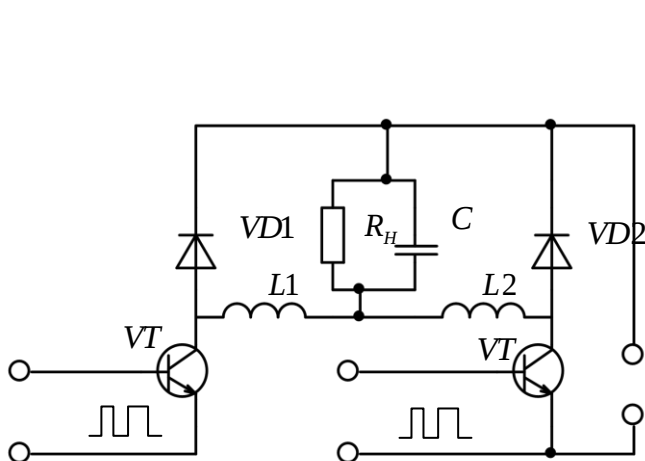


Рисунок 3.14 – Електрична схема одного плеча вихідного каскаду підсилювача із багатотактною ШІМ

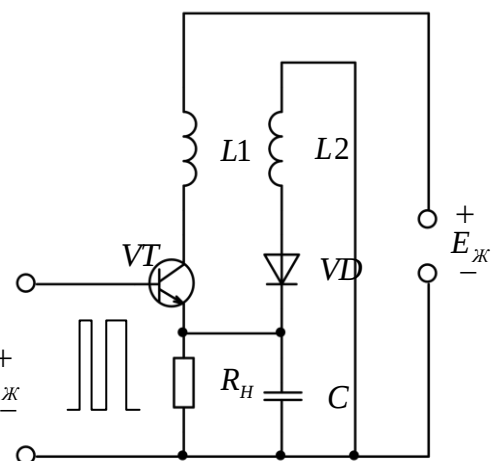


Рисунок 3.15 – Електрична схема вихідного каскаду підсилювача із ШІМ з навантаженням у ланцюзі емітера

Як загальне керівництво ми обговоримо один тип вихідного каскаду, це дозволить нам мати більш практичні рішення для деяких проблем. На рис. 3.15 зображена схема вихідного каскаду, цей каскад включає в себе

навантаження, яка включена в емітерний ланцюг вихідного транзистора. Енергія, накопичена в індукторі, передається в навантаження (коли транзистор неактивний) за допомогою трансформатора $L1$ $L2$. Природно, що ефективність цього каскаду дещо нижча через енергію, що витрачається на перетворення.

3.4.2 Вихідні каскади підсилювачів, вихідний сигнал яких змінюється за допомогою ШІМ

З урахуванням особливостей роботи підсилювачів уніполярної потужності з ШІМ оцінено можливості створення підсилювачів змінної потужності з ШІМ. Один із можливих варіантів (як уже згадувалося) полягає в тому, що кожна півхвиля змінного сигналу доповнюється своїм підсилювачем з наступним додаванням посиленого сигналу до навантаження (що подібно до підсилювача класу В). Для підсилювачів цього типу використовується двотактна ШІМ.

Іншим способом створення підсилювачів, що збільшують величину сигналів з постійною складовою, є розділення сигналу на постійну і змінну складові в підсилювачі сигналу однієї полярності. Це поділ має бути здійснено таким чином, щоб постійна складова не знижувала температуру навантаження та втрату тепла в контурах розділення призначених компонентів сигналу. Зокрема, це може бути досягнуто шляхом налаштування постійної складової навантаження на аналогічний неполяризований сигнал, який виробляється транзисторами різної структури. Під час відсутності сигналу на обидва плеча цього підсилювача повинна бути подана двовимірна напруга з кроком 2 (меандр). Цей тип підсилювача схожий на підсилювач класу А. Працюючи за принципом створення вихідного каскаду підсилювачів з ШІМ, ці підсилювачі класифікуються як підсилювачі класу BD і підсилювачі класу AD відповідно.

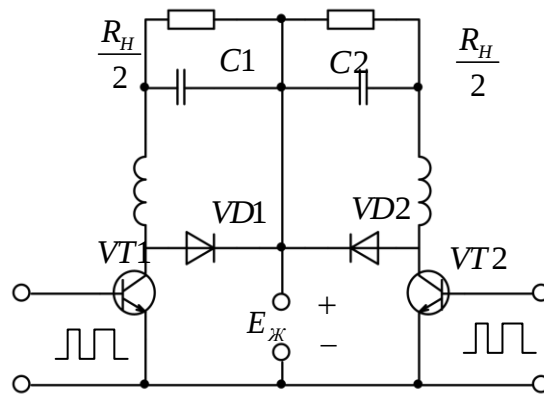


Рисунок 3.16 – Електрична схема двотактного вихідного каскаду підсилювача із ШІМ

Найпростіший варіант вихідного каскаду двотактного ШІМ-підсилювача проілюстровано на рис.3.16. Необхідною умовою для роботи цього вихідного каскаду є виведення від середини шляху навантаження (наприклад, відведення від середини обмотки динамічної головки). Оскільки більшість використовуваних навантажень не мають такого відводу, необхідний вторинний трансформатор, який має відвод, розташований у середній точці його первинної обмотки. Однак важливо визнати, що безпосереднє використання цього трансформатора без додаткових компонентів неможливо через те, що під час роботи одного плеча підсилювача в середині неробочого плеча виникає індукований ЕМІ такого знака, викликаний тим, що ця напівобмотка відключає діод неробочого плеча (закорочений), це перериває нормальну роботу підсилювача. В результаті на вихідних каскадах трансформатора є пристрій, що відключає ланцюг діода неактивного плеча.

Для цього до схеми діода кожного плеча підсилювача додається другий транзистор, який вимикає схему діода, використовуючи додатковий сигнал для керування виходом трансформатора (наприклад, сигнал від додаткової котушки підсилювача). вихідний трансформатор).

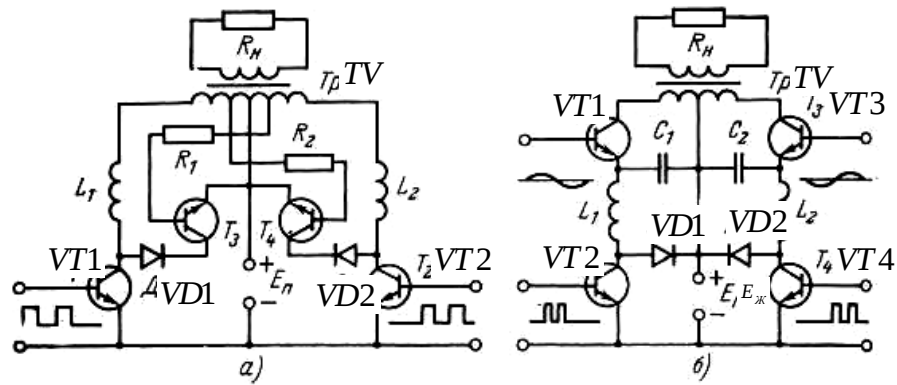


Рисунок 3.17 - Електрична схема двотактного трансформатора на вихідному каскаді підсилювача з ШІМ: а) Діод неробочого ключа знімається транзистором, який управляється сигналом з котушки вихідного трансформатора. . б) Діод неробочого ключа знімається транзистором, який керується зовнішнім джерелом сигналу

На рис. 3.17, а, б показано два можливі способи відключення діодної схеми неактивного плеча. Діод неактивного плеча відключається з частотою, що дорівнює частоті переходу через нуль посиленого сигналу, тобто низької частоти.

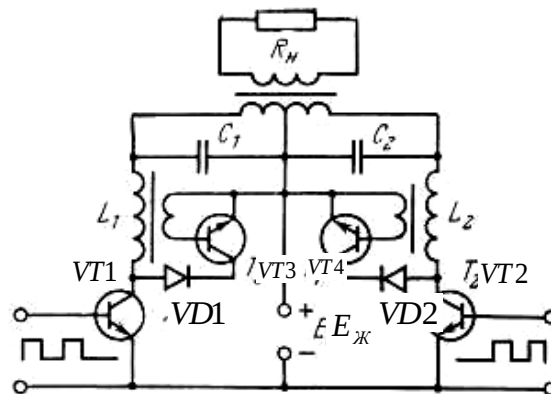


Рисунок 3.18 - Схема двотактного вихідного каскаду підсилювача з ШІМ, діод неактивного плеча відключається транзистором, який керується сигналом, отриманим від дроту додаткової котушки фільтра

На рис. 3.18 демонструється інша альтернатива схематичного підходу для відключення ланцюгів діода. Транзистор, який відключається,

називається VT3 або VT4, він постійно відключений і включається лише протягом коротких інтервалів часу, пов'язаних з паузами між хвилями збудження. Перехід діодів в цьому випадку спрацьовує тактовою частотою, в результаті частотні властивості транзисторів VT3, VT4 і VT1, VT2 повинні бути ідентичними. На практиці рекомендується використовувати один і той же тип транзистора у вихідних каскадах цих підсилювачів, незалежно від способу відключення діода.

У потужних підсилювачах необхідність вимкнення діода холостого плеча також може бути використана для збільшення їх вихідної потужності. Для цього, як показано на рис. 3.17, б, достатньо змінити схему навантаження системи (рис. 3.19), тобто перейти на мостову схему підсилювача. Перекриваючи транзистори VT3 і VT4 у побудованій мостовій схемі, навантаження підключається до будь-якого плеча ключового підсилювача на частоті, що становить половину частоти, на якій сигнал обнулюється. Використання даної мостової схеми дозволяє збільшити напругу вдвічі порівняно з вихідним каскадом двотактного трансформатора (оскільки в ланцюзі живлення включено два транзистора), це призводить до подвоєння вихідної потужності підсилювач.

Запропоновані схеми вихідних каскадів підсилювачів, що змінюють знак сигналів від двотактних ШІМ, не є вичерпним переліком, а є лише найбільш поширеними в способі підсилення звукових сигналів.

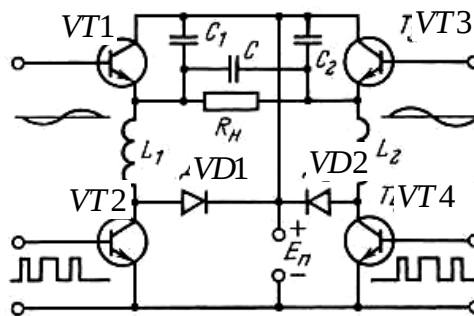


Рисунок 3.19 – Електрична мостова схема вихідного каскаду підсилювача з ШІМ

Обговоримо особливості конструкції вихідних каскадів підсилювачів, які призначені для роботи з одноктакними сигналами ШІМ. Одним із можливих і загальноприйнятих варіантів побудови вихідного каскаду підсилювача з одноктакною ШІМ є об'єднання двох одноктакних каскадів, побудованих на різних за структурою транзисторах (рис. 3.20, а).

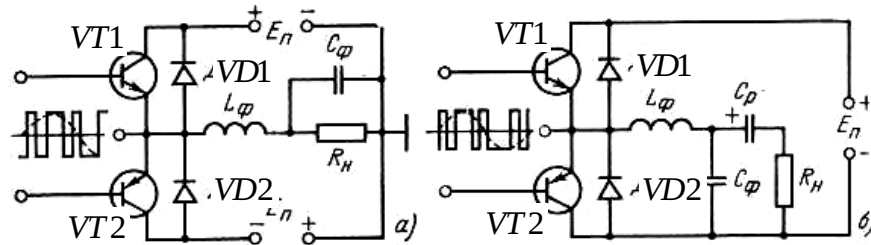


Рисунок 3.20 - Принципова схема вихідного каскаду з одноктакною частотою ШІМ

Таке включення дозволяє не тільки ігнорувати постійну складову струму в навантаженні за відсутності звуку, але й уникнути необхідності його відключення (рис. 3.20, б). При відсутності звукового сигналу на вхід каскаду подається постійна в часі напруга. Це частота меандру. У цьому випадку, коли один із транзисторів (наприклад, верхній) увімкнено, енергія, що зберігається в ланцюзі навантаження, передається на індуктивність, коли це вимикається, інший шунтуючий транзистор майже повністю (якщо тривалість відкритого і закритого станів транзисторів однакова) повертається до вихідного джерела. В результаті при введенні прямокутної напруги з частотою 2 у вихідний каскад більша частина енергії не споживається джерелом живлення.

Тут ми можемо надати більш детальне пояснення явища низького споживання струму цим підсилювачем, коли на його вхід подається звивиста напруга. Схема вихідної послідовності, показана на малюнку 3.20, ідентична типовій вихідній потужності підсилювача класу В, навантаженням якого є одноланцюговий фільтр RLC. При використанні каскаду для посилення послідовності прямокутних пульсоїдів з частотою 2 опір індуктивної ланки

цього фільтра для першої гармоніки тактової частоти (і навіть вищих гармонік) є значним (див. формулу (3.11)). Тому потужність, що виділяється в навантаженні, невелика, і вихідний каскад майже не споживає енергії від джерела живлення. Коли довжина закритого стану одного з транзисторів збільшується разом із відповідним збільшенням тривалості відкритого стану іншого, різниця у вхідних і вихідних властивостях енергетичного фільтра призводить до формування корисного сигналу на навантаження. Цей сигнал має відповідну полярність.

Якщо ми знову подивимося на інтерпретацію процедури цього вихідного каскаду з відстані, то побачимо, що він призначений для посилення широтно-модульованої послідовності імпульсів (див. рис. (3.8), спектр якої описується виразом (3.10), то для низькочастотної складової сигналу в спектрі цієї послідовності опір зв'язку між фільтром і індуктором є малим. В результаті цей зв'язок не перешкоджає передачі а корисний сигнал (низькочастотна складова) для навантаження.

Незважаючи на те, що НЧ індуктивність постійно підключена або до верхнього, або до нижнього джерела живлення в ланцюзі, під час перемикання на котушці присутня напруга, яка перевищує напругу джерела живлення, до якого вона підключена, це змушує транзистори перебувати в альтернативній напрузі однакової полярності (інверсний режим). Це не тільки погіршує типову функцію підсилювача, але також спричиняє вихід з ладу транзисторів. Діоди VD1 і VD2 усувають протилежну полярність функції транзисторів, це запобігає проходженню напруги через транзистори, натомість струм протилежної полярності тече через діод, минаючи транзистори.

Ми додамо ще кілька різновидів вихідних каскадів підсилювачів, які мають одноктактний ШІМ-сигнал, це дозволить більш повно використовувати технічні можливості значущих підсилювачів. На рисунку 3.20, а, б представлені схеми, в яких використовуються вихідні каскади з одноктактною ШІМ, щоб амплітуда вихідного сигналу на навантаженні не перевищувала

Еж/2. Щоб максимізувати вихідну потужність під час використання джерела живлення низької напруги, найважливіші транзистори працюватимуть на більш високому рівні струму. Це призводить до вищого рівня втрат через кінцеву напругу транзисторів, яка досягається під час фази насичення, а також до більш високого споживання електроенергії, спричиненого поломкою транзисторів.

У випадках, коли первинні транзистори мають значну різницю в напрузі між джерелом живлення і колектором, доречним є модифікований вихідний каскад із застосуванням трансформатора, модифікації каскаду наведені на рис. 3.20, а, б.

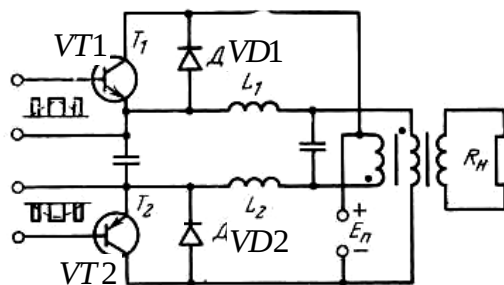


Рисунок 3.21 – Схема вихідного каскаду трансформатора, що входить до складу підсилювача з однотактною ШІМ на різних структурах транзисторів

Так, на рис. 3.21 зображено конструкцію вихідного каскаду однотактного ШІМ підсилювача та трансформатора, який виводить. Котушки індуктивності L_1 і L_2 можуть бути побудовані на одному сердечнику. У цьому випадку процес їх намотування повинен бути одночасним (подвійне підключення). Неважко помітити, що в цій вихідній послідовності, з тією ж вихідною потужністю, що й раніше, робочі напруги на ключових транзисторах подвоюються, а робочі струми, отже, подвоюються як малі. Діоди VD_1 і VD_2 (рис. 3.20, а, б і рис. 3.21) перешкоджають зворотному режиму роботи ключових транзисторів, наприклад, коли транзистор VT_1 закритий, енергія, накопичена дроселем, передається через діод VD_2 до навантаження та джерела живлення. Швидше за все в даному випадку відсутній транзистор VT_2 . Очевидно, що коли один із транзисторів у

вихідних каскадах вимкнених, відповідні схеми зображені на рис. 3.20 і 3.21, вони можуть збільшити напругу лише вдвічі.

Інша частина вихідного сигналу може бути посилена аналогічним плечем, яке слідує за ним, тоді сигнали додаються разом у навантаженні. У цьому випадку фігуру, зображену на рис. 3.21, можна перетворити на іншу зміну (рис. 3.22), яка за своїм складом схожа на конструкцію підсилювача. Коли виходу немає, на вхід цього підсилювача подається звивиста напруга.

Рішення вихідних каскадів підсилювачів з однократною ШІМ також є найпоширенішими в технології посилення звукових сигналів, ці рішення не складають повного спектру можливих конструкцій.

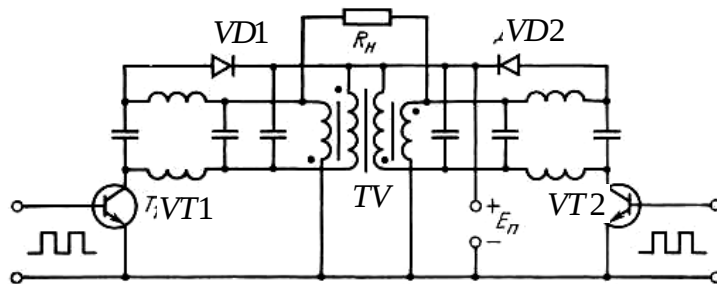


Рисунок 3.22 – Схема трансформатора, який видає одноктактний сигнал на транзисторах однакової конструкції

3.5 Визначення енергетичної ефективності ключового підсилювача з ШІМ

Ефективність споживаної пристроєм енергії має першочергове значення при розробці цих пристроїв. Нижче наведена схема розрахункового ККД первинного підсилювача з ШІМ з урахуванням властивостей реальних компонентів підсилювача і величини посиленого сигналу.

Оскільки неможливо точно визначити ефективність первинного підсилювача з точки зору втрат, ми просто підрахуємо втрати, які мають найбільший ефект. Ці втрати викликані кінцевою тривалістю часу перемикання ключових компонентів або напругою, а також залишковою

напругою компонентів. Втрати, пов'язані з особливостями режиму ключового каскаду (втрати, викликані постійними струмами, втрати, викликані недонасиченням або перенасиченням транзистора), а також фільтра, не враховуються в конструкції, оскільки вони зазвичай досить малі. у відповідному підсилювачі.

Ефективність вихідного каскаду первинного підсилювача можна визначити за коефіцієнтом

$$\eta(u_{BX}) = \frac{P_{BIX}}{P_{BIX} + \sum P_{\Pi}}, \quad (3.12)$$

де P_{Π} - це загальна потужність, втрачена на динамічну та статичну поведінку транзисторів і діодів на додаток до вихідного каскаду підсилювача ключа. У сформульованому завданні це співвідношення стосується більше якісного опису залежності ККД первинного підсилювача від параметрів застосовуваних компонентів, ніж його кількісного значення. Оцінимо ефективність первинного підсилювача від двотактного ШІМ. Для цього зосередимося на одній з його гілок (рис. 3.23, а) на час тактової частоти, а потім на час дії сигналу низької частоти.

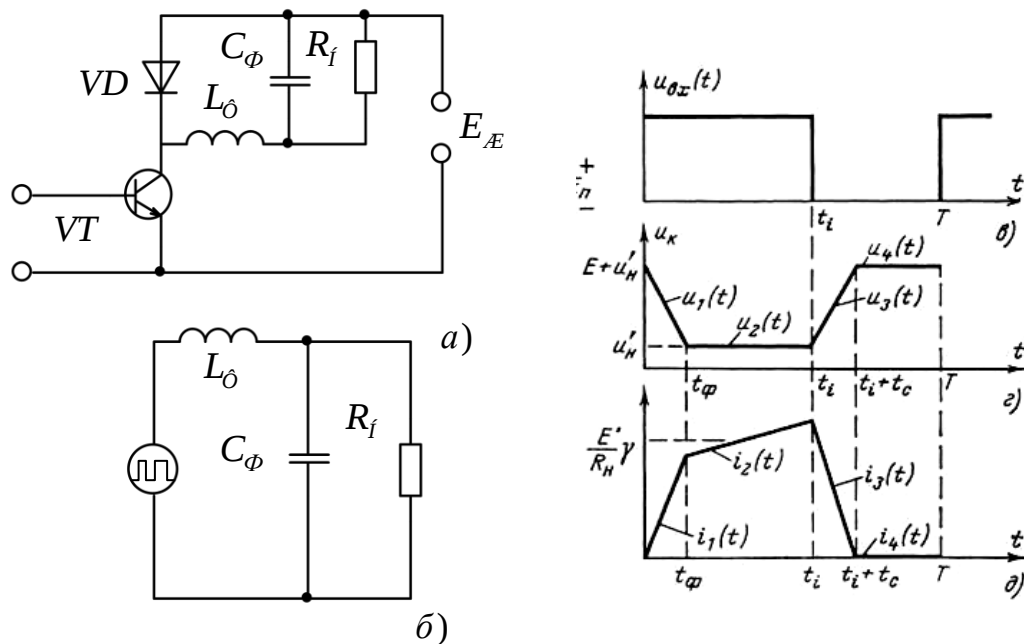


Рисунок 3.23 - Графіки струмів і напруг в істотному транзисторі вихідного каскаду підсилювача з ШІМ

3.6 Висновки до розділу

Поліпшення якості звуку в підсилювачах класу D є важливим аспектом, який враховується при їх розробці. Є кілька методів і технологій, які можуть допомогти досягти кращого звукового результату:

1) Застосування цифрових фільтрів дозволяє коригувати частотні характеристики виходу підсилювача. Ці фільтри можуть адаптуватися до вхідного сигналу, зменшуючи спотворення і покращуючи якість відтворення звуку. Вони допомагають усунути небажані частоти та забезпечують плавні переходи в частотному спектрі.

2) Використання нових типів модуляторів ШІМ може підвищити якість звуку, зменшуючи спотворення. Такі модулятори можуть оптимізувати ширину імпульсів для різних частот сигналу, що позитивно вплине на динамічний діапазон та чистоту звуку.

3) Використання складних алгоритмів управління може допомогти у зменшенні нелінійних спотворень. Ці алгоритми аналізують вхідний сигнал і налаштовують параметри підсилювача для забезпечення максимальної якості звуку.

4 ЕЛЕКТРИЧНІ РОЗРАХУНКИ

4.1 Розробка імпульсного підсилювача

Максимальна напруга на виході та максимальний вихідний струм розраховуються при вихідній потужності $P_{вих}=300$ Вт та опорі навантаження $R_H=4$ Ом.

Оскільки за допомогою вихідного каскаду, кожне із плечей якого складається з одного МДН-транзистора, дуже важко досягти згідно з [] вихідної потужності 300 Вт, тоді в кожному плечі застосовують, в залежності від типу два і більше МДН-транзисторів. Нехай у кожному плечі будуть використовуватися три транзистора. Тоді вихідна напруга та струм будуть розраховуватися

$$U_{вих.мах.пл} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{вих}}{3} \cdot R_H}. \quad (4.1)$$

Підставляються значення в (4.1)

$$U_{вих.мах.пл} = \sqrt{\frac{2 \cdot 300}{3} \cdot 4} = 40,28 \text{ (В)}$$

Максимальний вихідний струм розраховується за формулою

$$I_{вих.мах.пл} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{вих}}{3 \cdot R_H}}. \quad (4.2)$$

Підставляються значення в (4.2)

$$I_{вих.мах.нл} = \sqrt{\frac{2 \cdot 100}{\frac{3}{4}}} = 3 \text{ (A)}$$

Так як транзистори в плечах з'єднані паралельно, то

$$U_{вих.мах.нл} = U_{вих.мах} = 40,28 \text{ (В)}, \quad (4.3)$$

Максимальний вихідний струм плеча розраховується

$$I_{вих.мах.нл} = 3 \cdot I_{вих.мах} . \quad (4.4)$$

Підставляються значення в (4.4)

$$I_{вих.мах.нл} = 3 \cdot 3 = 9 \text{ (А)}.$$

Необхідна напруга живлення розраховується по максимальній вихідній напрузі, та напругах, що пропікають через переходи стік-витік МДН-транзисторів та резистори витокового захисту. Максимальне значення напруги живлення отримують з врахуванням запасу на коливання напруги в мережі живлення

$$U_{ж.мін} = U_{вих.мах} + U_{зал}. \quad (4.5)$$

Припускається, що у вихідному каскаді ППНЧ будуть працювати ПТ КП904, при $I_{вих.мах} = 3 \text{ А}$ визначається $U_{зал} = 5 \text{ В}$. Тоді

$$U_{ж.мін} = 40,28 + 5 = 45 \text{ (В)},$$

Напруга живлення розраховується за формулою

$$U_{ж.мах} = 1,2 \cdot U_{ж.мін}, \quad (4.6)$$

Підставляються значення в (4.6)

$$U_{ж.мах} = 1,2 \cdot 45 = 54 \text{ (В)}.$$

Приймається стандартне значення $U_{ж.мах} = 60 \text{ (В)}$ напруги.

Напруга пробою вихідних транзисторів повинна дорівнювати

$$U_{св} \geq 1,1 \cdot U_{ж.мах} = 66 \text{ (В)}. \quad (4.7)$$

Отже, в данному вихідному каскаді можна використовувати МДН-транзистори типу ПК904А з такими параметрами:

- номінальна вихідна потужність $P_{вих.ном} = 50 \text{ Вт}$;
- вхідна ємність $C_{11 \text{ В}} = 300 \text{ пФ}$;
- прохідна ємність $C_{12 \text{ В}} = 10 \text{ пФ}$;
- гранична частота коефіцієнта передачі $f_{гр} = 60 \text{ МГц}$.

Граничні експлуатаційні параметри:

- поспійна напруга стік-витік $U_{св.мах} = 70 \text{ В}$;
- пістінний струм стоку $I_{с.мах} = 16 \text{ А}$;
- постійна розсіювана потужність $P_{мах} = 75 \text{ Вт}$;
- постійна напруга заслін-витік $U_{зв.мах} = 30 \text{ В}$.

Потужність збудження для вихідного каскаду на МДН-транзисторх визначається потужністю, яка необхідна для перезаряду вхідної ємності такого транзистора [4]

$$P_{вх} = 2 \cdot \pi \cdot f_{в} \cdot C_{св} \cdot U_{зв.мах}^2, \quad (4.8)$$

де $f_{в}$ – максимальна частота робочого діапазону підсилювача;

$C_{вх}$ – вхідна ємність транзистора для схеми витокового повторювача;

$U_{зв\ max}$ – максимальне значення напруги затвор-витік.

Вхідну ємність транзистора для схеми витокового повторювача можна розрахувати по формулі

$$C_B = C_{12\ B} + C_{11\ B} \cdot (1 - K_H), \quad (4.9)$$

де $C_{12\ B}$ – прохідна ємність ПТ;

$C_{11\ B}$ – вхідна ємність ПТ;

K_H – коефіцієнт передачі за напругою.

Для схеми витокового повторювача коефіцієнт передачі за напругою наближається до 1, але завжди менше 1. Приймається $K_H = 0.95$.

Тоді

$$C_{BX} = 10 + 300 \cdot (1 - 0.95) = 25 \text{ (пФ)}.$$

Оскільки, в кожне плече вихідного каскаду ввімкнено три паралельно з'єднаних ПТ, то

$$C_{св.заг} = C_{BX} = 3 \cdot 25 = 75 \text{ (пФ)}. \quad (4.10)$$

Отже

$$P_{BX} = 2 \cdot 3,14 \cdot 15 \cdot 10^3 \cdot 75 \cdot 10^{-12} \cdot 40^2 = 6,36 \text{ (мВт)}.$$

Потужність, яка розсіюється на транзисторах підсилювача напруги, визначається

$$P_{к.пн} = (5 \dots 10) \cdot P_{BX}. \quad (4.11)$$

Підставляються значення в (4.11)

$$P_{к.пн} = 10 \cdot 6.36 = 63,6 \text{ (мВт)}.$$

Значення напруги на вході вихідного каскаду розраховується за формулою

$$U_{ex.max} = \frac{U_{вих.max}}{K_H}. \quad (4.12)$$

Підставивши значення отримаємо

$$U_{ex.max} = \frac{40,28}{0,95} = 42,4 \text{ (В)}.$$

Диференціальний каскад побудовано на транзисторах середньої потужності, структури n-p-n, типу КТ630Б з максимальними параметрами:

- максимальний постійний струм колектора $I_{к.мах} = 2 \text{ А};$
- максимальна постійна розсіювана потужність $P_{к.мах} = 0,8 \text{ Вт};$
- максимальна постійна напруга на переході колектор-емітер $U_{ке.мах} = 120 \text{ В};$
- максимальна робоча частота $f_{гр} = 50 \text{ МГц};$

Принципова електрична схема вихідного каскаду зображена на рисунку 4.1.

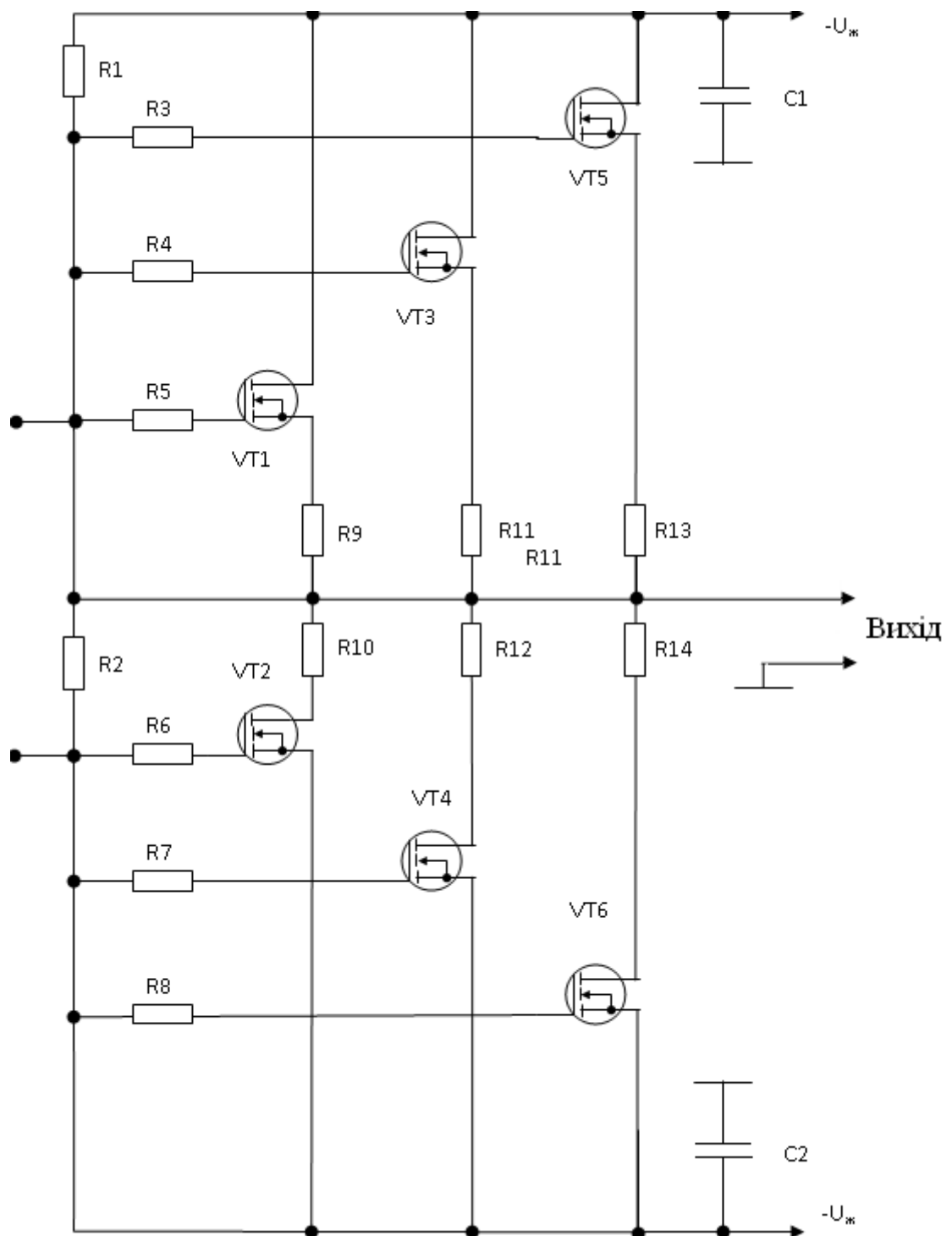


Рисунок 4.1 - Схема електрична принципова вихідного каскаду

Знаходиться опір $R3 - R8$ із виразу (4.13)

$$R3 = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{min1}} - U_{\text{oe0}}}{2I_{\text{om}}} \quad (4.13)$$

де $U_{\min 1} = 5 \text{ В}$;

$U_0 = 0,7 \text{ В}$ – напруга на переході в точці спокою.

$$R1 = \frac{50 - 5 - 0,7}{2 \cdot 0,205} = 108 \text{ (Ом)}$$

Відповідно до формули знаходимо максимальну потужність розсіювання на транзисторі VT1 [3]

$$P_{K1} = \frac{E_{Ж}^2}{4 \cdot R1} ; \quad (4.14)$$

$$P_{K1} = \frac{50^2}{4 \cdot 110} = 5,58 \text{ (Вт)}.$$

Максимальне значення напруги транзистора VT1 дорівнює напрузі живлення.

Знаходиться максимальний струм транзистора VT1.

$$I_{\kappa \max 1} = \frac{E_{Ж}}{R2} \quad (4.15)$$

Підставляються числові значення в (4.5)

$$I_{\kappa \max 1} = \frac{50}{110} = 0,45 \text{ (А)}$$

Знаходиться середня потужність розсіювання на резисторі R1

$$P_{R1} = \left(\frac{E_{Ж} + U_{\min 1}}{2} - U_0 \right) \cdot I_{\text{ом}}, \quad (4.16)$$

$$P_{R1} = \left(\frac{50-5}{2} - 0,7 \right) \cdot 0,205 = 0,125 \text{ (Вт)}.$$

В якості R3 – R8 обирається резистор типу С2-23 110 Ом $\pm 5\%$ 0,125 Вт.

Відомо, що при заданому струмі затвору зростає з ростом напруги затвор - стік. В каскаді, що працює в режимі з відсічкою, збільшення амплітуди вхідного сигналу призводить до збільшення напруги затвор – стік, при якому відбувається відкривання транзистора. Тому у випадку незмінного зміщення кут відсічки буде збільшуватись зі збільшенням амплітуди вхідного сигналу, що може призвести до виходу з ладу транзисторів [2].

Знаходяться опори R9 - R14 за емпіричним виразом (4.17) [17].

$$R9 = \frac{30}{I_{K\text{дон}} [A]}; \quad (4.17)$$

$$R9 = \frac{30}{40} = 0,75 \text{ (Ом)}.$$

Знаходиться потужність розсіювання на опорах R9 – R14

$$P_{R9} = 0,5 \cdot I_{om}^2 \cdot R9. \quad (4.18)$$

Підставляються значення в (4.18) отримаємо

$$P_{R2} = P_{R3} = 0,5 \cdot 0,205^2 \cdot 0,75 = 0,95 \text{ (Вт)}.$$

В якості R9 – R14 обирається резистори типу С2-33 0,75 Ом $\pm 5\%$ 1 Вт.

Величина опору R1 – R2 обирається в межах 1...2 кОм [17].

В якості R1,R2 обирається резистор типу С2-23 1 кОм $\pm 5\%$ 0,125 Вт.

В якості C1 і C2 обирається конденсатор типу К10-17 15 нФ $\pm 20\%$ 50В.

4.2 Розрахунок каскаду попереднього підсилення

Схема електрична принципова каскаду попереднього підсилення зображена на рисунку 4.2.

Визначається величина C_1

$$C_1 = 7 + 0,4 \cdot (1 + 6,7) = 10,08 \text{ (пФ)}.$$

Визначається величина опору R_2

$$R_2 = \frac{R_{\text{вх.сл}} \cdot R_{\Sigma}}{R_{\text{вх.сл}} - R_{\Sigma}}; \quad (4.19)$$

Підставляються числові значення в (4.19)

$$R_2 = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 1400}{5 \cdot 10^3 - 1400} = 1944,4 \text{ (Ом)};$$

Знаходиться значення опору R_3

$$R_3 = (0,2 \dots 0,5) R_2,). \quad (4.20)$$

Підставляються числові значення в (4.20)

$$R_3 = 0,5 \cdot 1944,4 = 972,2 \text{ (Ом)}.$$

Знаходимо величину R_3

$$R_3 = K_0 / S.). \quad (4.21)$$

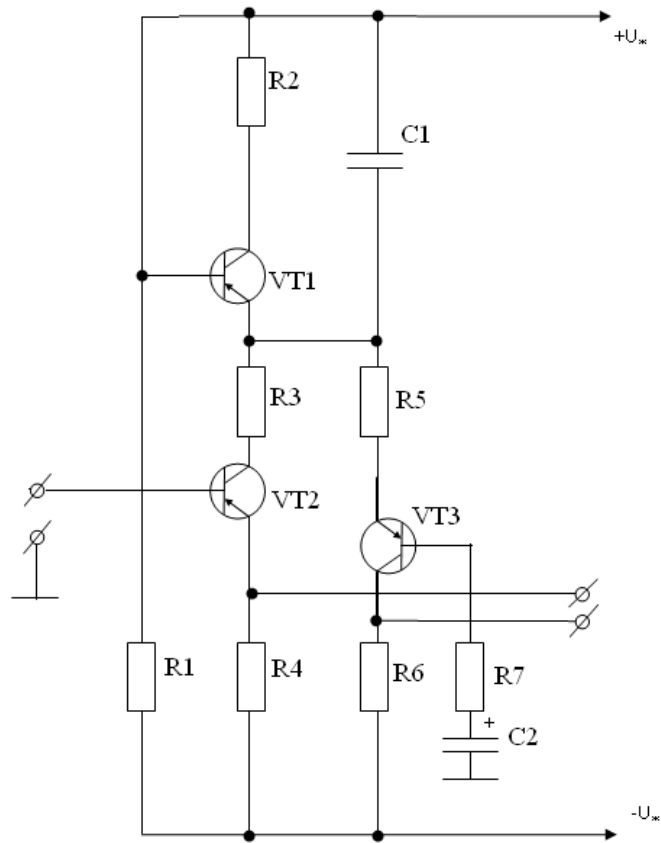


Рисунок 4.2 - Схема електрична принципова диференціального каскаду

Підставивши значення отримаємо

$$R_3 = 6,7 / 4 \cdot 10^{-3} = 1675 \text{ (Ом)}.$$

Визначаємо величину опору резистора R_4 та його тип

$$R_4 = \frac{R_{\Sigma} R_{\text{вх.сл}} R_{i0}}{R_{\text{вх.сл}} R_{i0} - R_{\Sigma} R_{i0} - R_{\Sigma} R_{\text{вх.сл}}} . \quad (4.22)$$

Підставивши значення отримаємо

$$R_4 = \frac{1675 \cdot 5000 \cdot 5000}{5 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^3 - 1675 \cdot 5 \cdot 10^3 - 1675 \cdot 5 \cdot 10^3} = 5075,8 \text{ (Ом)}.$$

Обираємо $R_4 = 5,1 \text{ кОм}$, $C_2 - 22 \text{ } 0,5 \text{ Вт}$.

Визначається опір резистора R_5 і ємності C_2 та їх тип

$$R_5 = U_{RB} / I_{c0}. \quad (4.23)$$

Підставивши значення отримаємо [6]

$$R_5 = 1 / 1,3 \cdot 10^{-3} = 769,23 \text{ (Ом)}.$$

Обираємо резистор $R_5 \text{ } C_2 - 22 \text{ } 750 \text{ Ом } 0,25 \text{ Вт}$.

$$C_2 = \frac{10 \dots 20}{2\pi F_H R_B}. \quad (4.24)$$

Підставивши значення отримаємо

$$C_2 = \frac{18}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 750} = 190 \text{ (мкФ)}.$$

Знаходимо величину напруги E'_c

$$E'_c = U_{RB} + U_{c0} + I_{c0} R_H. \quad (4.25)$$

Підставивши значення отримаємо

$$E'_c = 1 + 3,4 + 1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 5,1 \cdot 10^3 = 11,03 \text{ (В)}.$$

Визначаємо величину опору R_6

$$R_6 = \frac{E_c - E'_c}{I_{c0} + I_\Sigma}. \quad (4.26)$$

Підставивши значення отримаємо

$$R_6 = \frac{12 - 11.03}{1,3 \cdot 10^{-3} + 1,7 \cdot 10^{-3}} = 323 \text{ (Ом)}.$$

Обирається $R_6 = 330 \text{ Ом}$ типу С2 – 22 330 Ом $\pm 5 \%$ 0,25 Вт.

Визначаємо опір резистора R_7 і його тип

$$R_7 = U_{R_B} / I_{c0}. \quad (4.27)$$

Підставивши значення отримаємо

$$R_7 = 1 / 1,3 \cdot 10^{-3} = 769,23 \text{ (Ом)}.$$

Обираємо резистор С2 – 22 750 Ом 0,25 Вт.

Розробка і розрахунок ФНЧ в даній роботі не проводиться, оскільки розробка і виробництво нового фільтра є недоцільним, в наш час є велика кількість фільтрів, які масово випускаються і запущені в серію. Для використання фільтра необхідно лише вибрати з довідника фільтр з необхідною частотою зрізу рівною 15кГц [9]. Схема фільтра приведена на рисунку 4.3.

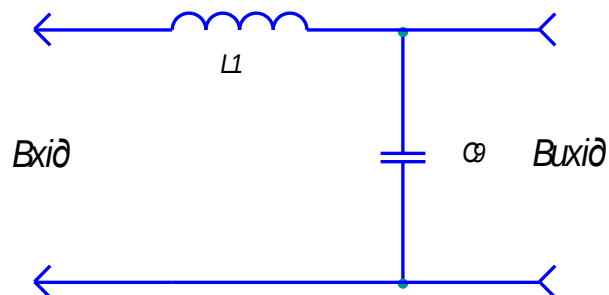


Рисунок 4.3 - Принципова схема ФНЧ

Задачею даного фільтра є приглушення високочастотних складових, тобто перетворення прямокутних імпульсів в гармонічний сигнал. Він складається з двох індуктивностей, ввімкнених послідовно і ємності, ввімкненої паралельно[8].

4.3 Розробка блоку живлення

Для економної і якісної роботи підсилювача, необхідно використати імпульсний блок живлення, який буде синхронізуватись з широтно-імпульсним модулятором. Імпульсні блоки живлення мають ряд переваг порівняно з трансформаторними:

- меншу масу;
- при великих потужностях менша вартість;
- висока стабільність вихідної напруги при зміні вхідної;
- менша кількість тепла, яку необхідно відводити;
- простота використання – оскільки імпульсні блоки виробниками виготовляються у вигляді готових виробів.

Напруга на навантаженні джерела живлення може відрізнятися незалежно від наявності згладжуючого пристрою. Це пояснюється тим, що при згладжуванні пульсацій фільтром видаляється тільки та складова напруги, яка змінюється, а решта складова може змінюватися при коливаннях напруги в мережі і при зміні навантаження. Для досягнення бажаної величини використовуються регулятори напруги.

Стабілізатори постійної напруги - це пристрої, які автоматично і з необхідною точністю підтримують постійну напругу на навантаженні при зміні дестабілізуючих факторів у допустимих межах.

Для застосування певного блоку живлення необхідно розрахувати навантаження, яке приєднано до нього. Блок живлення живить підсилювач потужністю 300Вт напругою 60В.

Отже, з стандартного ряду вибирається імпульсний блок живлення з вихідними напругами $\pm 60\text{В}$ і 6В . Розрахуємо струми, які необхідні для живлення.

Потужність, споживана модулятором, дорівнює сумі потужностей, які споживають мікроконтролер, індикатори, ЦАП, резистори.

Струм споживаний мікроконтролером становить 100мА , отже потужність споживання

$$P_{mk} = UI_{mk}. \quad (4.28)$$

Підставляються значення

$$P_{mk} = 6 \cdot 0,1 = 0,6 \text{ (Вт)}.$$

Індикатори споживають по 200мА , отже споживана ними потужність становить

$$P_{ind} = 2UI_{ind}. \quad (4.29)$$

Підставляються значення

$$P_{ind} = 6 \cdot 0,2 \cdot 2 = 2,4 \text{ (Вт)}.$$

Два ЦАПи споживають по 1000мВт .

Два резистори опором по 2кОм споживають потужність

$$P_{рез} = 2 \frac{U^2}{R}. \quad (4.30)$$

Підставляються значення

$$P_{рез} = 2 \cdot \frac{6^2}{2000} = 0,036 \text{ (Вт)}.$$

Отже, сумарна потужність становить

$$P = P_{мк} + P_{рез} + P_{ЦАП} + P_{инд}. \quad (4.31)$$

Підставляються дані

$$P = 600 + 2400 + 36 + 1000 = 4036 \text{ (мВт)}.$$

Отже, загальна потужність споживання становить 4Вт, а струм споживання

$$I = \frac{P}{U}. \quad (4.32)$$

Підставляються числові значення

$$I = \frac{4}{6} = 0,6 \text{ (А)}.$$

Отже, струми споживання складають 12 А і 0,6А відповідно для 60В і 6В виходів.

4.4 Висновки до розділу

Поліпшення якості звуку в підсилювачах класу D є важливим аспектом, який враховується при їх розробці. Є кілька методів і технологій, які можуть допомогти досягти кращого звукового результату:

1) Підсилювачі класу D можуть бути розроблені для роботи на вищих часто-тах, що дозволяє відтворювати більше деталей у звуковому спектрі. Це

особливо важливо для відтворення високочастотних звуків, таких як перкусія або вокал.

2) Використання високоякісних блоків живлення з низьким рівнем шуму та стабільним виходом може покращити загальну якість звуку, зменшуючи шум фонових сигналів та покращуючи динаміку.

3) Вибір високоякісних компонентів, таких як конденсатори та резистори, може суттєво вплинути на якість звуку. Використання компонентів з низьким рівнем шуму та високою стабільністю допомагає зберігати чистоту виходу сигналу.

5 КОМП'ЮТЕРНЕ СХЕМОТЕХНІЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

5.1 Вибір програмного пакету комп'ютерного схемотехнічного моделювання

Моделювати увесь пристрій немає змісту, оскільки схема підсилювача є стандартною і її робота добре досліджена і відпрацьована. Актуальним є моделювання модулятора на мікроконтролері, оскільки подібне програмне забезпечення, а також схема включення розробляється вперше.

Для того щоб змоделювати дану схему, необхідні наступні параметри ПК:

- Частота процесора – 3 ГГц;
- Об'єм оперативної пам'яті – 1ГБайт;
- Розрядність процесора – 64 розряди.

Виходячи з того, що необхідно промоделювати роботу мікроконтролера з прошивкою, то вибирається програма Proteus VSM, яка на даний час є однією з найсучасніших.

ARES 7 Professional здатний виконувати численні функції, які підтримують наукові та інженерні зусилля, включаючи збір і аналіз даних, а також розробку додатків. Середовище proteus VSM поєднує числові розрахунки, візуалізацію та технічний опис. Інтегровані інтерфейси полегшують доступ до зовнішніх пристроїв, файлів, зовнішніх джерел і програм і отримання даних із них. Широко застосовуваний у промисловості, уряді, наукових колах та освіті, Proteus VSM став загальновизнаним стандартом для технічних обчислень. Proteus VSM має широкий спектр використання, включаючи цифрову обробку сигналів, проектування систем керування та вимірювання. Відкрита архітектура полегшує використання Proteus VSM та інших продуктів, які досліджують дані та швидко створюють конкурентоспроможні інструменти, створені користувачами.

Завдяки цим перевагам Proteus VSM є найпопулярнішим програмним додатком для створення програм керування, зв'язку та цифрової обробки. Proteus VSM має велику кількість додаткових функцій, які допомагають користувачеві та покращують науку моделювання.

Враховуючи вищезазначене, моделювальною системою обрано Proteus VSM. У результаті Proteus VSM є найбільш підходящою платформою для проведення необхідного моделювання.

5.2 Результати моделювання

Для моделювання необхідно зібрати відповідну схему, використовуючи бібліотеку програми. Зібрана схема представлена на рисунку 5.1.

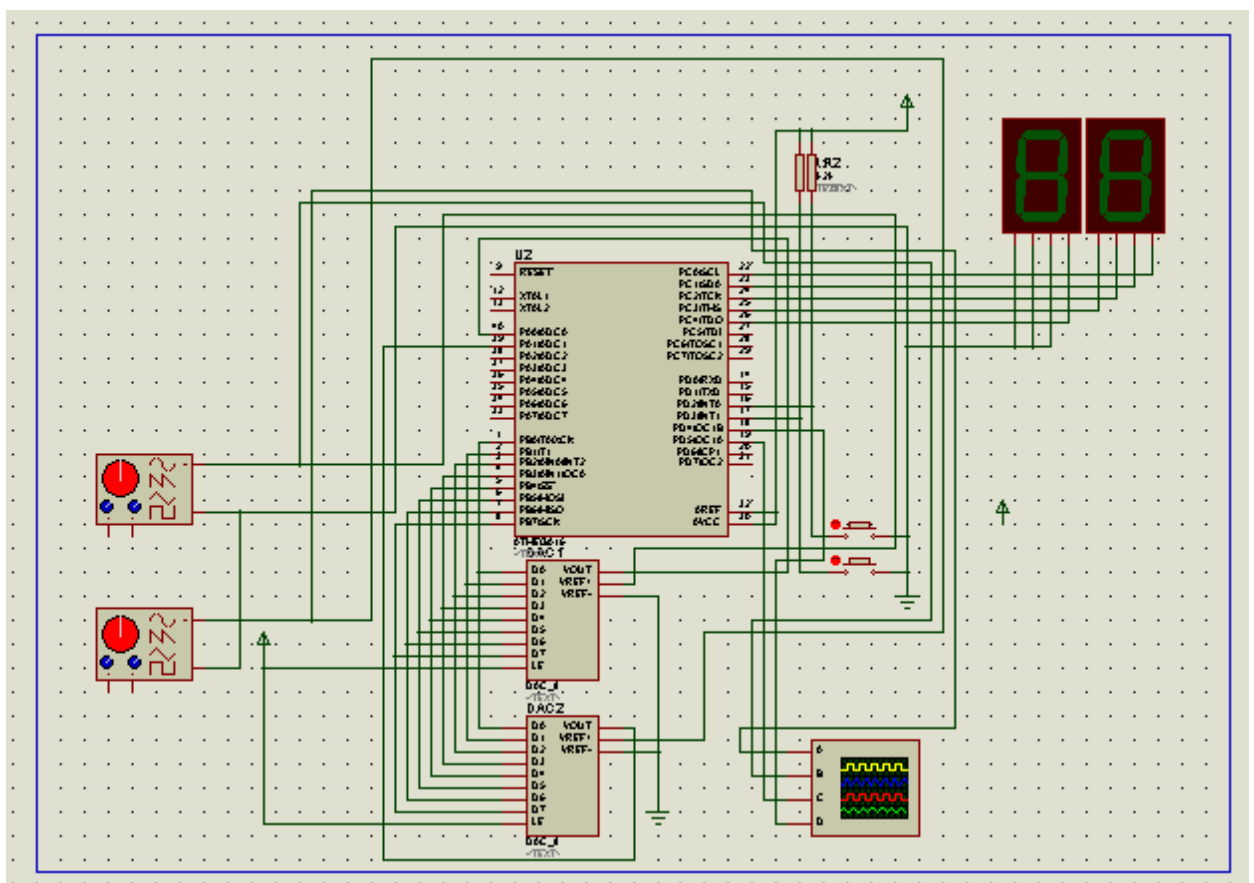


Рисунок 5.1 – Модульована схема

До схеми під'єднуються два генератори і осцилограф для проведення вимірювань.

Задається джерело програми для її перетворення в двійкову форму. Відповідну процедуру зображено на рисунку 5.2.

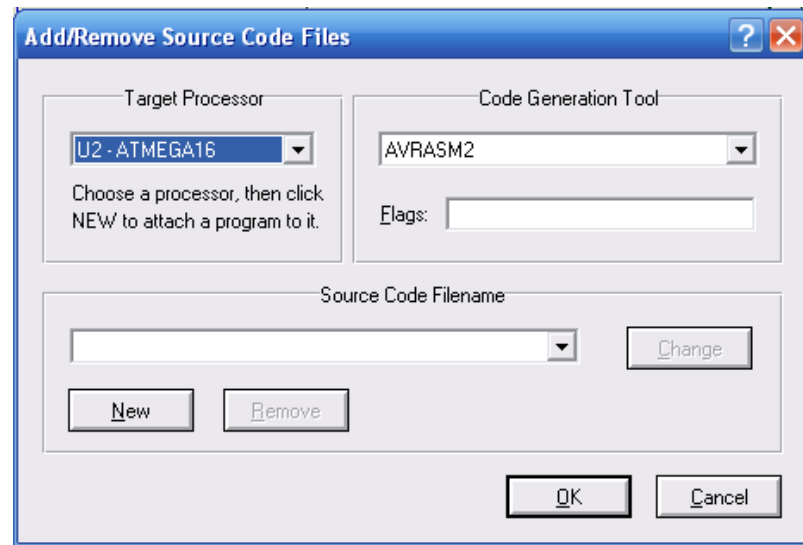


Рисунок 5.2 – Процедура задання програми

Прошивається мікроконтролер відповідною програмою в двійковій формі. Прошивка мікроконтролера приведена на рисунку 5.3.

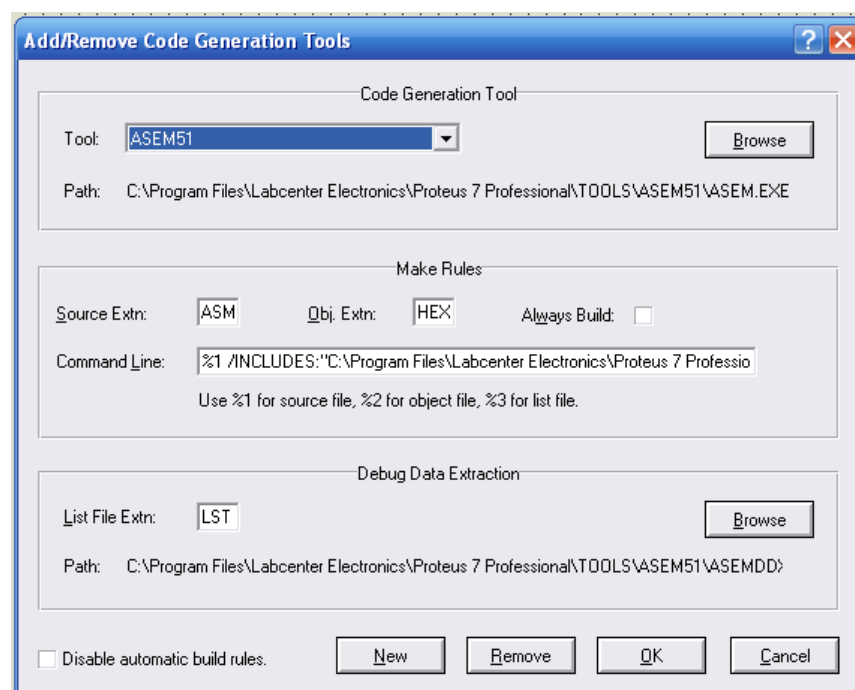


Рисунок 5.3 – Прошивка мікроконтролера

Задається значення вхідного сигналу з допомогою двох вхідних генераторів. Параметри вхідного сигналу зображені на рисунку 5.4.

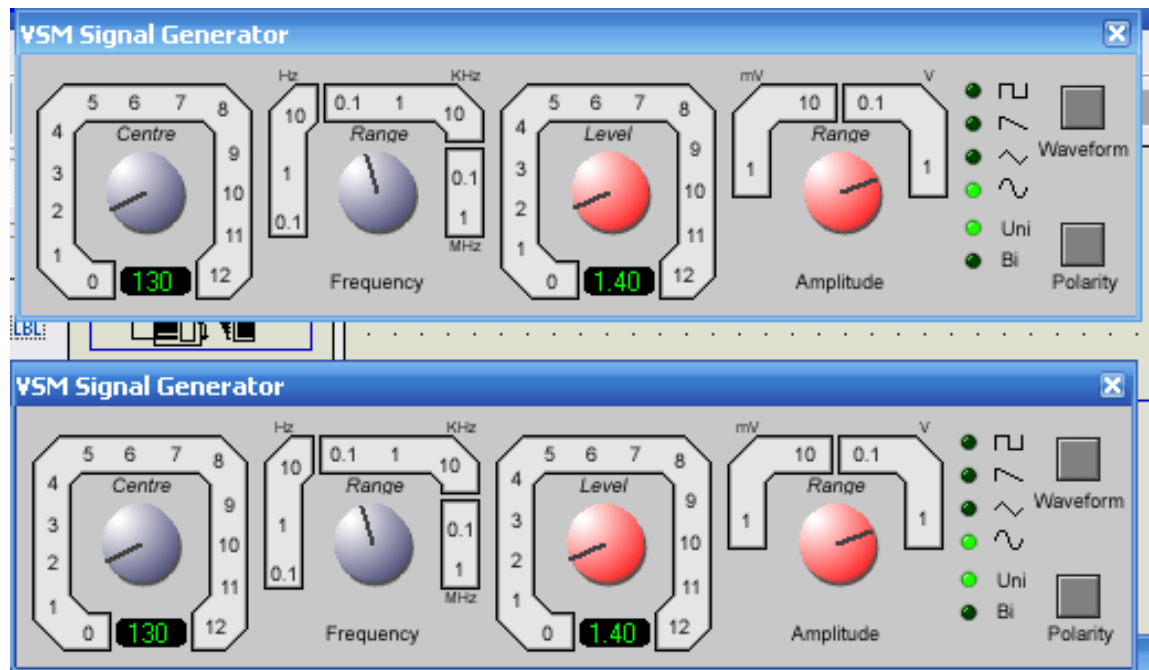


Рисунок 5.4 – Параметри вхідного сигналу

Запускається програма і перевіряється на працездатність. Виводиться вихідний сигнал з осцилографа. Вихідні осцилограми зображені на рисунку 5.5.

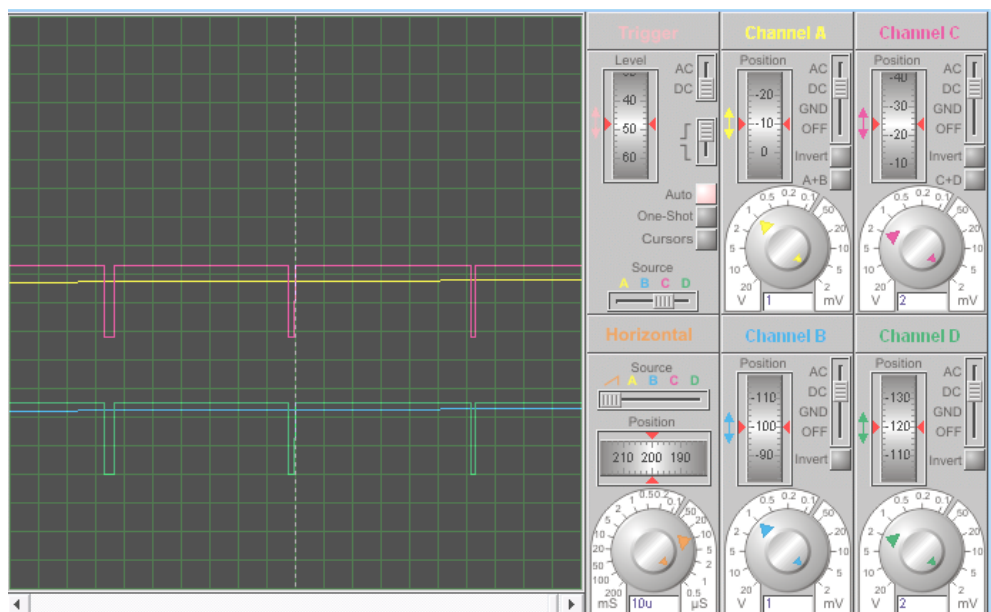


Рисунок 5.5 – Осцилограми напруги ШІМ

На вихідних осцилограмах видно, що тривалість вихідних імпульсів змінюється по закону вхідного повідомлення.

Переконаємося в працездатності регулятора рівня. Регулюючи рівень сигналу на виході, змінюється тривалість вихідних імпульсів.

Переконаємося в працездатності індикатора рівня.

В результаті моделювання було перевірено схему розробленого модулятора, модуляція показала правильність розрахунків і схемотехнічних рішень. В результаті модуляції усього пристрою (з підсилювачем, і вихідним фільтром) було виміряно коефіцієнт нелінійних спотворень – 0,8%, робоча смуга – 15-18000Гц, максимальна вихідна потужність – 300 Вт.

5.3 Висновки до розділу

Підсилювачі класу D можуть досягати ефективності до 90–95%. Це означає, що лише невелика частина споживаної електричної енергії втрачається у вигляді тепла. Високий ККД дозволяє підсилювачам працювати без додаткових охолоджувальних систем, зменшуючи потребу у великій площі для охолодження.

Хоча підсилювачі класу D мають численні переваги, такі як висока ефективність і зменшені розміри, вони також стикаються з певними недоліками, зокрема спотвореннями звуку та чутливістю до електромагнітної інтерференції. Однак технології поліпшення якості звуку, такі як адаптивні цифрові фільтри, нові методи модулювання та вибір високоякісних компонентів, дозволяють значно покращити їх характеристики.

6 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

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

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

6.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки

Метою проведення комерційного і технологічного аудиту дослідження за темою «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією» є оцінювання науково-технічного рівня та рівня комерційного потенціалу розробки, створеної в результаті науково-технічної діяльності.

Суть нагальної проблеми полягає в підсиленні сигналу до відповідного рівня, забезпечення максимально лінійної амплітудно-частотної характеристики у всьому робочому діапазоні.

Існують наступні невирішені проблеми на даному етапі:

- існують системи, які за якістю цілком задовольняють споживачів, але вартість таких систем значна;

- при незначному покращенні якості вартість зростає. Ця невідповідність змушує виробників шукати компроміси між вартістю та якістю;

- особливості конструкцій промислових зразків підсилювачів містять в собі протиріччя, які компромісно вирішуються конструкторами.

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням 5-ти бальної системи оцінювання за 12-ма критеріями, наведеними в табл. 6.1 [38].

Таблиця 6.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

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

Продовження таблиці 6.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві

Продовження таблиці 6.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Результати оцінювання науково-технічного рівня та комерційного потенціалу науково-технічної розробки потрібно звести до таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1. Технічна здійсненність концепції	5	5	4
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	4	3	3
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	3	3	3
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	3	3	3
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	2	2	3
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	3	3	3
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	2	2	2

Продовження таблиці 6.2 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

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	38	40	38
Середньоарифметична сума балів $СБ_c$	38,7		

За результатами розрахунків, наведених в таблиці 6.2, зробимо висновок щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки. При цьому використаємо рекомендації, наведені в табл. 6.3 [38].

Таблиця 6.3 – Науково-технічні рівні та комерційні потенціали розробки

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

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією» становить 38,7 бала, що, відповідно до таблиці 6.3, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

Проблема вирішується за допомогою оригінальності схемотехнічного рішення. Сучасний підсилювач має володіти низьким коефіцієнтом частотних спотворень, низьким коефіцієнтом гармонік, який забезпечує необхідну потужність при оптимальному ККД (максимально можливому).

В результаті проведення аналізу схем вихідних каскадів появився визначений підхід до конструювання імпульсних транзисторних підсилювачів потужності. Притримуючись його при виготовленні, ми маємо можливість уникнути ускладнень при їх налаштуванні та експлуатації. Основні положення цього підходу [3]:

- Каскади вихідного підсилення повинні працювати в режимі С.
- Транзистори для двохтактних каскадів потрібно обов'язково підбирати попарно.
- Монтаж повинен бути жорстким, а виводи елементів повинні мати мінімальну довжину.
- Економія на блокуючих конденсаторах і розв'язуючих колах негативно відображається на стійкості роботи підсилювача в цілому.
- Не можна перевищувати ні один із гранично допустимих параметрів.
- Під час попередньої настройки потрібно використовувати навантаження у вигляді еквівалентного опору 4-8 Ом відповідної потужності, але в ніякому випадку не електролампочку, як це роблять при настройці лампового.

Розробка нових принципів побудови дає можливість вирішити існуючі конструктивні та економічні протиріччя.

6.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки

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

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [39]

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i, \quad (6.1)$$

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

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

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

Відносні значення β_i для різних випадків розраховуємо за такими формулами:

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

-

$$\beta_i = \frac{I_{ni}}{I_{ai}}, \quad (6.2)$$

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

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

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ni}}; \quad (6.3)$$

Використовуючи наведені залежності можемо проаналізувати та порівняти техніко-економічні характеристики аналогу та розробки на основі отриманих наявних та проектних показників, а результати порівняння зведемо до таблиці 6.4.

Таблиця 6.4 – Порівняння основних параметрів розробки та аналога.

Показники (параметри)	Одиниця вимірю- вання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Діапазон частот	кГц	0,1-20	0,1-20	1	0,2
Вихідна потужність	Вт	200	300	1,5	0,3
Вихідний опір	Ом	4...8	4...8	1	0,15
Коефіцієнт корисної дії	%	30-45	75-90	2	0,25
Вага	кг	10	8	1,25	0,1

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення складе

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 1 \cdot 0,2 + 1,5 \cdot 0,3 + 1 \cdot 0,15 + 2 \cdot 0,25 + 1,25 \cdot 0,1 = 1,43.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,43 рази.

6.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

6.3.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій,

секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників ($З_o$) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [38]

$$З_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (6.4)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

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

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=21$ дні.

$$З_o = 18500,00 \cdot 21 / 21 = 18500,00 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник проекту	18500,00	880,95	21	18500,00
Науковий співробітник	17800,00	847,62	10	8476,19
Інженер розробник радіоелектронної апаратури	17500,00	833,33	18	15000,00
Інженер метролог	17500,00	833,33	5	4166,67
Технік 1-ї категорії	8100,00	385,71	15	5785,71
Всього				51928,57

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників ($З_p$) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією» розраховуємо за формулою

$$З_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (6.5)$$

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

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

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (6.6)$$

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

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [38];

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

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 21$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 8000,00 \cdot 1,70 \cdot 1,15 / (21 \cdot 8) = 93,10 \text{ (грн.)}.$$

$$Z_{p1} = 93,10 \cdot 8,00 = 744,76 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 6.6 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника, грн
Монтаж макетної схеми	8,00	5	1,70	93,10	744,76
Наладка	2,00	6	2,00	109,52	219,05
Випробування схеми	4,00	5	1,70	93,10	372,38
Виготовлення друкованої плати	2,00	6	2,00	109,52	219,05
Виготовлення корпусу	4,50	5	1,70	93,10	418,93
Монтаж вхідного каскаду	5,50	6	2,00	109,52	602,38
Монтаж блоку живлення	1,00	5	1,70	93,10	93,10
Монтаж блоку управління	2,00	5	1,70	93,10	186,19
Складання пристрою	6,00	6	2,00	109,52	657,14
Всього					3512,98

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (6.7)$$

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

$$Z_{\text{доп}} = (51928,57 + 3512,98) \cdot 10 / 100\% = 5544,15 \text{ (грн.)}$$

6.3.2 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

$$З_n = (З_o + З_p + З_{доод}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (6.8)$$

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

$$З_n = (51928,57 + 3512,98 + 5544,15) \cdot 22 / 100\% = 13416,85 \text{ (грн.)}$$

6.3.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією».

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

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot Ц_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot Ц_{ej}, \quad (6.9)$$

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;

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

$$M_1 = 4,0 \cdot 215,00 \cdot 1,1 - 0 \cdot 0 = 946,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 6.7.

Таблиця 6.7 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Офісний папір SOFT Ultra Plus	215,00	4,0	0	0	946,00
Папір для записів Parers SOFT Light A5	136,00	5,0	0	0	748,00
Органайзер офісний OFFICE SOFT	198,00	2,0	0	0	435,60
Канцелярське приладдя (набір офісного працівника)	185,00	3,0	0	0	610,50
Картридж для принтера Erixon EZ2500	860,00	1,0	0	0	946,00
Диск оптичний NewOice CD-RW	22,00	3,0	0	0	72,60
Flesh-пам'ять Kingston 64 GB	623,00	1,0	0	0	685,30
Тека для паперів BOSS BOX	75,00	5,0	0	0	412,50
Інші матеріали	195,00	1,0	0	0	214,50
Вата	64,00	0,100	0	0	7,04
Клей	320,00	0,100	0	0	35,20
Паста	240,00	0,080	0	0	21,12
Оздоблювана плівка А-4 (лист)	24,50	2,000	0,000	0,00	53,90

Продовження таблиці 6.7 – Витрати на матеріали

Провід ЛВ –2 х0,2	10,02	0,385	0,000	0,00	4,24
Марлева сітка	78,80	0,300	0,000	0,00	26,00
Флюс FBS(35мл)	435,00	0,003	0,000	0,00	1,44
Всього					5219,94

6.3.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (6.10)$$

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

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

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

$$K_e = 1 \cdot 28,40 \cdot 1,1 = 31,24 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 6.8.

Таблиця 6.8 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Діодний міст RS201	1	28,40	31,24
Кнопка PBS-10B	1	41,00	45,10
Конденсатор NPO-100пФ- 50B	1	2,80	3,08
Конденсатор NPO-0,1мкФ- 16B	1	2,90	3,19

Продовження таблиці 6.8 – Витрати на комплектуючі

Конденсатор K50-35-100мкФ-16В	1	10,70	11,77
Корпус	1	320,00	352,00
Мікросхема 7805	2	38,00	83,60
Мікросхема LS74121	8	25,00	220,00
Перемикач галетний МПН-1	1	82,00	90,20
Резистор RK-1233N1-2кОм	1	52,00	57,20
Резистор RK-1233N1-3,9кОм	1	43,00	47,30
Резистор C2-23-0,125-500Ом± 10%	52	2,20	125,84
Роз'єм DS225	1	12,00	13,20
Роз'єм РY-401С	1	21,00	23,10
Роз'єм СР-50	2	42,00	92,40
Ручка для змінного резистора	2	16,00	35,20
Світлодіод L132XGT	11	4,50	54,45
Світлодіод L132XID	7	8,50	65,45
Трансформатор TS5/14	1	125,00	137,50
Штекер живлення 2,5/5,5 з кабелем	1	65,00	71,50
Всього			1563,32

6.3.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спеу}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (6.11)$$

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

$C_{np,i}$ – 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.

$$B_{спец} = 10600,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 11660,00 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 6.9.

Таблиця 6.9 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Генератори сигналів	1	10600,00	11660,00
Осцилограф	1	9200,00	10120,00
Частотомір	1	12400,00	13640,00
Вольтметр	1	7500,00	8250,00
Всього			43670,00

6.3.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$B_{npг} = \sum_{i=1}^k C_{инрг} \cdot C_{npг,i} \cdot K_i, \quad (6.12)$$

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

$C_{\text{прг.}i}$ – 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.

$$B_{\text{прг}} = 9820,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 10802,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 6.10.

Таблиця 6.10 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Proteus VSM Starter Kit for AVR (ATTiny2313, ATmega8, ATmega8535)	1	9820,00	10802,00
Пакет Visual System Simulator	1	6580,00	7238,00
Пакет Microwave Office	1	6830,00	7513,00
Пакет Matlab 2020	1	5935,00	6528,50
Всього			32081,50

6.3.7 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

$$A_{\text{обл}} = \frac{Ц_{\text{б}}}{T_{\text{г}}} \cdot \frac{t_{\text{вик}}}{12}, \quad (6.13)$$

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

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

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

$$A_{\text{обл}} = (25400,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 705,56 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 6.11.

Таблиця 6.11 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Обчислювальний комплекс та комп'ютеризована система проектування	25400,00	3	1	705,56
Обчислювальний комплекс Master-133	11200,00	4	1	233,33
Обчислювальний комплекс Master-800	15600,00	5	1	260,00
Блок інтерфейсів ОКР-5	12400,00	5	1	206,67
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	19800,00	4	1	412,50
Монтажно-модульне обладнання	13400,00	5	1	223,33
Дослідницька лабораторія	340000,00	25	1	1133,33

Продовження таблиці 6.11 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Прикладний пакет Microsoft Office	6700,00	3	1	186,11
ОС Windows 11	7400,00	3	1	205,56
Всього				3566,39

6.3.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (6.14)$$

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

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

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

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

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

$$B_e = 0,28 \cdot 160,0 \cdot 10,98 \cdot 0,95 / 0,97 = 491,90 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 6.12.

Таблиця 6.12 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Обчислювальний комплекс та комп'ютеризована система проектування	0,28	160,0	491,90

Продовження таблиці 6.12 – Витрати на електроенергію

Обчислювальний комплекс Master-133	0,32	160,0	562,18
Обчислювальний комплекс Master-800	0,32	120,0	421,63
Блок інтерфейсів ОКР-5	0,02	80,0	17,57
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	0,46	80,0	404,06
Монтажно-модульне обладнання	0,10	15,0	16,47
Генератори сигналів	0,12	80,0	105,41
Осцилограф	0,34	80,0	298,66
Частотомір	0,12	80,0	105,41
Вольтметр	0,08	80,0	70,27
Всього			2493,56

6.3.9 Службові відрядження

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

Витрати за статтею «Службові відрядження» відсутні.

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

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (6.15)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 30\%$.

$$B_{cn} = (51928,57 + 3512,98) \cdot 30 / 100\% = 16632,46 \text{ (грн.)}.$$

6.3.11 Інші витрати

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

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

$$I_g = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ig}}{100\%}, \quad (6.16)$$

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

$$I_g = (51928,57 + 3512,98) \cdot 50 / 100\% = 27720,77 \text{ (грн.)}.$$

6.3.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

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

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

$$B_{нзв} = (З_o + З_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (6.17)$$

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

$$B_{нзв} = (51928,57 + 3512,98) \cdot 100 / 100\% = 55441,55 \text{ (грн.)}.$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{заг} = З_o + З_p + З_{доо} + З_n + M + K_v + B_{стел} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_v + B_{нзв}. \quad (6.18)$$

$$\begin{aligned} B_{заг} = & 51928,57 + 3512,98 + 5544,15 + 13416,85 + 5219,94 + 1563,32 + 43670,00 + \\ & 32081,50 + 3566,39 + 2493,56 + 0,00 + 16632,46 + 27720,77 + 55441,55 = \\ & 262792,05 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

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

$$ЗВ = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (6.19)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,9$.

$$ЗВ = 262792,05 / 0,9 = 291991,17 \text{ (грн.)}$$

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

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

Результати дослідження проведені за темою «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією» 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	700	900	1200	1000

N – кількість споживачів які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки, прийmemo 6500 осіб;

C_o – вартість пристрою у році до впровадження результатів розробки, прийmemo 4600,00 (грн.);

$\pm \Delta C_o$ – зміна вартості пристрою від впровадження результатів науково-технічної розробки, прийmemo -45,00 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 [38]

$$\Delta\Pi_i = (\pm\Delta\Pi_o \cdot N + \Pi_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot (1 - \frac{\vartheta}{100}), \quad (6.20)$$

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 $\rho = 35\%$;

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

Збільшення чистого прибутку 1-го року:

$$\Delta\Pi_1 = (-45,00 \cdot 6500,00 + 4555,00 \cdot 700) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 689856,16 \text{ (грн.)}$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року:

$$\begin{aligned} \Delta\Pi_2 &= (-45,00 \cdot 6500,00 + 4555,00 \cdot 1600) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 1666398,06 \text{ (грн.)} \end{aligned}$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року:

$$\begin{aligned} \Delta\Pi_3 &= (-45,00 \cdot 6500,00 + 4555,00 \cdot 2800) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 2968453,92 \text{ (грн.)} \end{aligned}$$

Збільшення чистого прибутку 4-го року:

$$\begin{aligned} \Delta\Pi_4 &= (-45,00 \cdot 6500,00 + 4555,00 \cdot 3800) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = \\ &= 4053500,47 \text{ (грн.)} \end{aligned}$$

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

$$ПП = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t}, \quad (6.21)$$

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, $\tau=0,25$;

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

$$\begin{aligned} ПП &= 689856,16/(1+0,25)^1 + 1666398,06/(1+0,25)^2 + 2968453,92/(1+0,25)^3 + \\ &+ 4053500,47/(1+0,25)^4 = 551884,93 + 1066494,76 + 1519848,40 + 1660313,79 = 47985 \\ &41,88 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

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

$$PV = k_{инв} \cdot 3B, \quad (6.22)$$

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 291991,17 (грн.).

$$PV = k_{инв} \cdot 3B = 2 \cdot 291991,17 = 583982,34 \text{ (грн.)}.$$

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

$$E_{abc} = III - PV \quad (6.23)$$

де III – приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, 4798541,88 (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 583982,34 (грн.).

$$E_{abc} = III - PV = 4798541,88 - 583982,34 = 4214559,54 \text{ (грн.)}.$$

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

$$E_g = T_{жс} \sqrt[1 + \frac{E_{abc}}{PV}]{} - 1, \quad (6.24)$$

де E_{abc} – абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, 4214559,54 (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 583982,34 (грн.);

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

$$E_g = T_{жс} \sqrt[1 + \frac{E_{abc}}{PV}]{} - 1 = (1 + 4214559,54/583982,34)^{1/4} = 0,69.$$

Мінімальна внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій τ_{min}

$$\tau_{\min} = d + f, \quad (6.25)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2024 році в Україні $d = 0,11$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладення інвестицій, приймемо 0,15.

$\tau_{\min} = 0,11 + 0,15 = 0,26 < 0,69$ свідчить про те, що внутрішня економічна дохідність інвестицій E_g , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки вища мінімальної внутрішньої дохідності. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією» доцільно.

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

$$T_{ок} = \frac{1}{E_g}, \quad (6.26)$$

де E_g – внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій.

$$T_{ок} = 1 / 0,69 = 1,44 \text{ р.}$$

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

6.5 Висновки до розділу

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією» становить 38,7 бала, що, свідчить про

комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,43 рази.

Також термін окупності становить 1,43 р., що менше 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

Отже можна зробити висновок про доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією».

ВИСНОВКИ

Підсилювачі потужності сигналів звукових частот класу D стали важливим елементом сучасної аудіотехніки завдяки своїй високій ефективності, компактності та здатності забезпечувати відмінну якість звуку. Розробка таких підсилювачів базується на інноваційних технологіях, включаючи інтеграцію систем на кристалі, цифрові алгоритми управління, вдосконалені модулятори широтно-імпульсної модуляції (ШИМ) та використання нових матеріалів, таких як GaN і SiC, що дозволяє підвищити їх продуктивність.

В ході виконання магістерської кваліфікаційної роботи було розроблено підсилювач звуку класу D. В таблиці 1 наведено порівняння заданих, розрахованих і промодельованих величин.

Таблиця 1 - Порівняння результатів

	Задані	Розраховані	Змодельовані
Потужність, Вт	300	300	300
Смуга пропуск., Гц	30-20000	30-20000	30-18000
Режим роботи	ключовий	ключовий	ключовий
Кількість каналів	стерео	стерео	стерео
Опір навантаження, Ом	4	4	4
Вхідний сигнал	лінійний	лінійний	лінійний
Регулятор рівня	ступінчатий	ступінчатий	ступінчатий
Живлення	від мережі 220 В	від мережі 220 В	від мережі 220 В

Усі технічні вимоги, індивідуального завдання були виконані, підсилювач спроектований у вигляді окремого конструктивного блоку. Даний підсилювач може використовуватися як в системах якісного відтворення звукових і мовних програм.

В роботі було виконано вибір типу підсилювального елементу, вибрано модулятор, виходячи з його стабільності, надійності і складності схеми. Модулятор був побудований на мікроконтролері, до якого розроблена відповідна програма, який також виконує роль регулятора гучності, а також індикатора вихідного рівня у вигляді двох семирозрядних індикаторів.

Вихідний каскад розрахований в ключовому режимі, що позитивно відображається на енергозбереженні, хоча ускладнює схему підсилювача (наявністю модулятора і ФНЧ). ФНЧ в даній роботі не розраховувався, оскільки він має стандартну схему і був вибраний з довідника в готовому вигляді.

Розроблений блок живлення має в своєму складі два джерела живлення: одне стабілізоване на напругу 6В для живлення модулятора, а друге - на напругу 60В для живлення вихідного каскаду підсилювача. Блок живлення має схему плавного ввімкнення, реалізовану на резисторах малого опору (1Ом) і електромеханічних реле.

В програмному пакеті Proteus VSM було змодельовано роботу модулятора, регулятора рівня та індикатора рівня. Даний програмний пакет був вибраний через те, що він є універсальним і дає змогу моделювати роботу мікроконтролера.

Потенційні сфери застосування підсилювачів класу D включають домашні аудіосистеми, автомобільну техніку, професійне звукове обладнання, безпроводні аудіосистеми, мобільні пристрої та медичне обладнання. Завдяки своїм перевагам вони продовжують займати важливе місце в електроніці, сприяючи розвитку нових аудіоінновацій.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини, результати якого підтверджують доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією».

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Gaalaas E. Class D Audio Amplifiers: What, Why, and How. – Analog Dialogue, 40–06, June 2006 (www.analog.com/analogdialogue).
2. Analog Devices' Engineer-to-Engineer Note EE-242: PMW and Class-D Amplifiers with ADSP-BF535 Blackfin® Processors / by A. V. Prubhugaonkar, Rev. 2, 2006 (www.analog.com).
3. MAXIM's Application Note 3977: Class D Amplifiers: Fundamentals of Operation and Recent Developments, Dec. 15, 2006 (www.maxim-ic.com).
4. Analog Devices' Press Releases: Analog Devices' Audio ICs Deliver Audiophile Sound for HDTV Experience; The Digital Entertainment Paradox: Analog Technology Defines the HDTV Experience. Norwood, MA, Oct. 1, 2007 (www.analog.com).
5. Advanced Television Solutions, 9/07 (www.analog.com/Advantiv).
6. Analog Devices' Audio/Video Products: Audio Amplifiers; Audio Signal Processors (www.analog.com).
7. Analog Devices' Product Descriptions: ADAU1401; ADAU1513; ADAU1590; ADAU1592; ADAU1701; ADAU1702; ADAV4101; ADAV4201; ADAV4312; ADAV4322; ADAV4412; ADAV4422; SSM2301; SSM2302; SSM2304; SSM2306; SSM2311 (www.analog.com).
8. Analog Devices' Application Notes: AN-772. A Design and Manufacturing Guide for the Lead Frame Chip Scale Package (LFCSP) / by Gary Griffin, Rev. 0, 2006; AN-923. Designing a System Using the ADAU1701/ADAU1702 in Self-Boot Mode / by J. Lewis, Rev. 0, 2007 (www.analog.com).
9. Схемотехніка електронних систем: У 3кн.Кн.1. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої: Підручник / В.І.Бойко, А.М.Гужій, В.Я. Жуйков та ін. – 2 – ге вид., допов. і переробл. – К.: Вища шк., 2004. – 366с.: іл.
10. Електроніка і мікросхемотехніка. / В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Є. В. Сенько та ін. - К.: Обереги, 2000. - Т. 1. - 299 с.

11. Hamza, K.H.; Nirmal, D. A review of GaN HEMT broadband power amplifiers. *AEU-Int. J. Electron. Commun.* 2020, 116, 153040. [Google Scholar] [CrossRef]
12. Fu, Z.; Anttila, L.; Abdelaziz, M.; Valkama, M.; Wyglinski, A.M. Frequency-Selective Digital Predistortion for Unwanted Emission Reduction. *IEEE Trans. Commun.* 2015, 63, 254–267.
13. Jiang, X. Fundamentals of Audio Class D Amplifier Design: A Review of Schemes and Architectures. *IEEE Solid-State Circuits Mag.* 2017, 9, 14–25.
14. Texas Instruments. TPA2037D1—3.2W Mono Class-D Audio Power Amplifier With 6-dB GAIN and Auto Short-Circuit Recovery; Texas Instruments: Dallas, TX, USA, 2010.
15. Kwon, S.; Kim, I.; Yi, S.; Kang, S.; Lee, S.; Hwang, T.; Moon, B.; Choi, Y.; Sung, H.; Koh, J. A 0.028% THD+ N, 91% power-efficiency, 3-level PWM Class-D Amplifier with a True Differential Front-End. In *Proceedings of the 2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco, CA, USA, 19–23 February 2012; pp. 96–98.
16. Hood, J.L. Simple Class A amplifier: A 10-W design giving subjectively better results than Class B transistor amplifiers. *Electron. World* 2004, 110, 44–49.
17. Velasco-Quesada, G.; Roman-Lumbreras, M.; Perez-Delgado, R.; Conesa-Roca, A. Class H Power Amplifier for Power Saving in Fluxgate Current Transducers. *IEEE Sens. J.* 2016, 16, 2322–2330.
18. Yang, F.; Xu, C.; Akin, B. Experimental Evaluation and Analysis of Switching Transient's Effect on Dynamic on-Resistance in GaN HEMTs. *IEEE Trans. Power Electron.* 2019, 34, 10121–10135.
19. Takagishi, H. Class D Audio Amplifier. U.S. Patent US6489841B2, 3 December 2002.
20. Kim, J.; Roblin, P.; Chaillot, D.; Xie, Z. A Generalized Architecture for the Frequency- Selective Digital Predistortion Linearization Technique. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2013, 61, 596–605.

21. Kang, Y.; Ge, T.; He, H.; Chang, J.S. A review of Audio Class D amplifiers. In Proceedings of the 2016 International Symposium on Integrated Circuits (ISIC), Singapore, 12–14 December 2016; pp. 1–4.
22. Bellili, N.E.I.; Bekhouche, K. A simple architecture for high performance class-D audio amplifier with novel RC network as negative feedback loop. *Indones. J. Electr. Eng. Comput. Sci.* 2022, 26, 707–713.
23. GaNsystems. 500W Heatsinkless Audio Amplifier from Axign and GaN Systems Demonstrates a New World of Extraordinary Audio Performance. 6 January 2022. Available online: <https://gansystems.com/newsroom/500w-heatsinkless-audio-amplifier-from-axign/> (accessed on 15 February 2022).
24. Hur, J.; Lee, O.; Lee, C.; Lim, K.; Laskar, J. A Multi-Level and Multi-Band Class-D CMOS Power Amplifier for the LINC System in the Cognitive Radio Application. *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.* 2010, 20, 352–354.
25. Lee, M.J.; Lee, H.N.; Choi, U.G.; Yang, J.R. Multi-level Waveform Generator with Delay Control for Low Distorted Class D Amplifiers. *IEEC J. Integr. Circuits Syst.* 2021, 7, 2.
26. Daniels, J.; Dehaene, W.; Steyaert, M.S.J.; Wiesbauer, A. A/D Conversion Using Asynchronous Delta-Sigma Modulation and Time-to-Digital Conversion. *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.* 2010, 9, 2404–2412.
27. Koheron. Implement a Pulse-Density Modulator on An FPGA. Available online: <https://www.koheron.com/blog/2016/09/27/pulse-density-modulation> (accessed on 15 February 2022).
28. Sun, J. Pulse-width modulation. In *Dynamics and Control of Switched Electronic Systems*; Springer: London, UK, 2012; pp. 25–61.
29. Galić, J.; Pešić-Brdjanin, T.; Iriškić, L. Class-D audio amplifier using pulse width modulation. In Proceedings of the 6th Small Systems Simulation, Nis, Serbia, 12–14 February 2016.
30. Vazquez, S.; Leon, J.I.; Franquelo, L.G.; Rodriguez, J.; Young, H.A.; Marquez, A.; Zanchetta, P. Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics. *IEEE Ind. Electron. Mag.* 2014, 8, 16–31.

31. Dahidah, M.S.A.; Konstantinou, G.; Agelidis, V.G. A Review of Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM: Formulations, Solving Algorithms, Implementation and Applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 2015, 30, 4091–4106.
32. Aimaier, N.; Ly, N.; Nobert, G.; Blaquièrè, Y.; Constantin, N.; Cowan, G. SHEPWM Class-D Amplifier with a reconfigurable gate driver integrated circuit. In *Proceedings of the 2021 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Daegu, Korea, 22–28 May 2021; pp. 1–5.
33. Alves, A.N.; Praça, P.P.; Júnior, D.D.S.O.; Barreto, L.H.S.C. 1 KW Amplifier Class D Design with GaN Switches (No. 4646). *EasyChair*, 2020; In print.
34. Kumar, K.V.; Michael, P.A.; John, J.P.; Kumar, S.S. Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter. *ARPN J. Eng. Appl. Sci.* 2010, 5, 61–74.
35. Cox, S.M.; Yu, J.; Goh, W.L.; Tan, M.T. Intrinsic Distortion of a Fully Differential BD-Modulated Class-D Amplifier With Analog Feedback. *IEEE Trans. Circuits Syst.* 2013, 60, 63–73.
36. Kassaw, K. *Methods of High-Fidelity, High-Efficiency Class-D Audio Amplification*. Bachelor's Thesis, University of Arkansas, Fayetteville, AR, USA, 2020.
37. Bellili, N.E.I.; Bekhouche, K. Low Power Class D Audio Amplifier with High Performance and High Efficiency. In *Proceedings of the 2019 6th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA)*; 2019; pp. 1–4.
38. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
39. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепка – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.

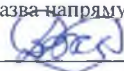
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ КЛАСУ D ІЗ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-23м
спеціальності 172 – Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)



Джуган В.М.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц., доцент каф. ІРТС



Осадчук Я.О.

(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

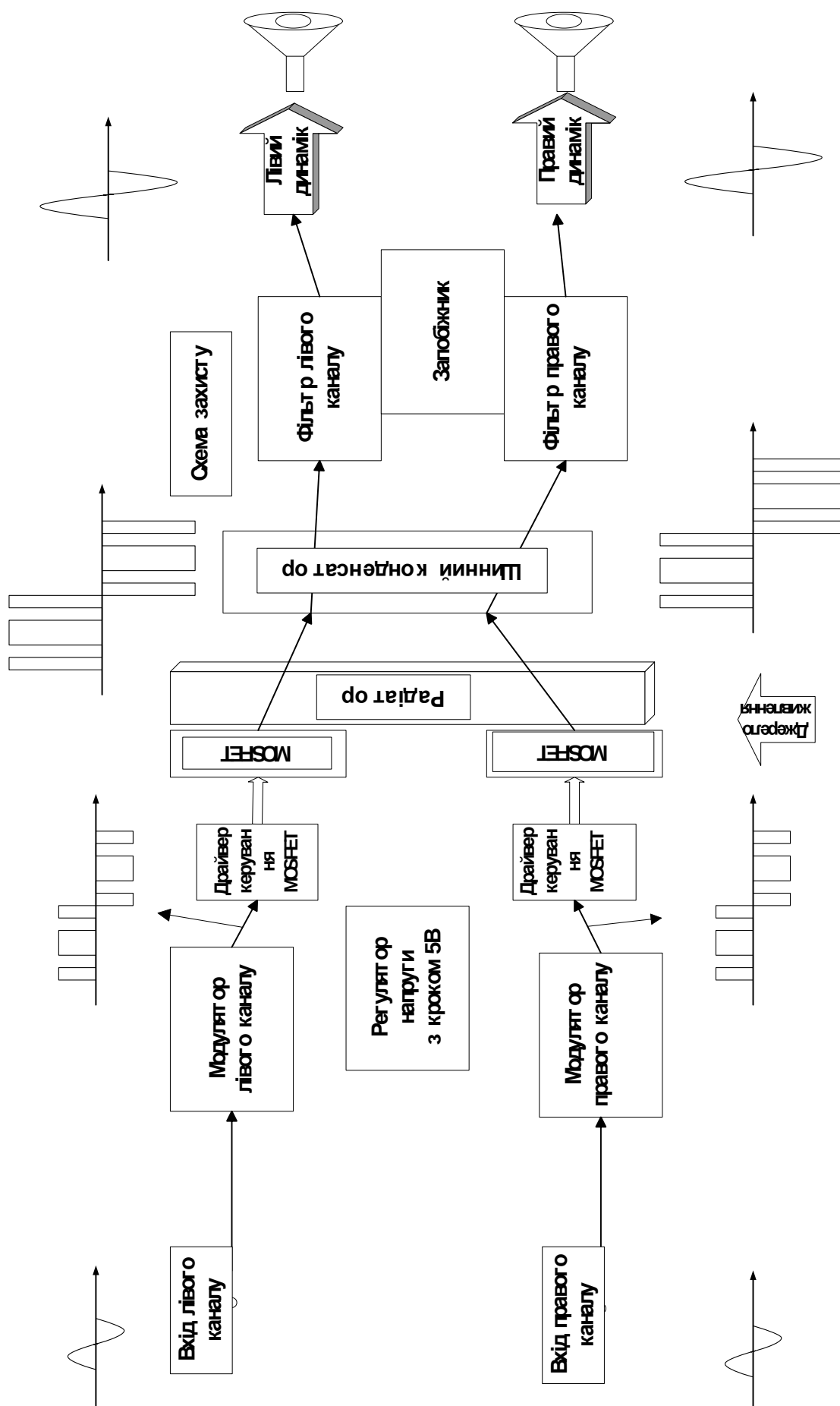


Рисунок 1 – Структурна схема підсилювача з формою напруги в контрольних точках

Спектральний аналіз основних видів ШІМ

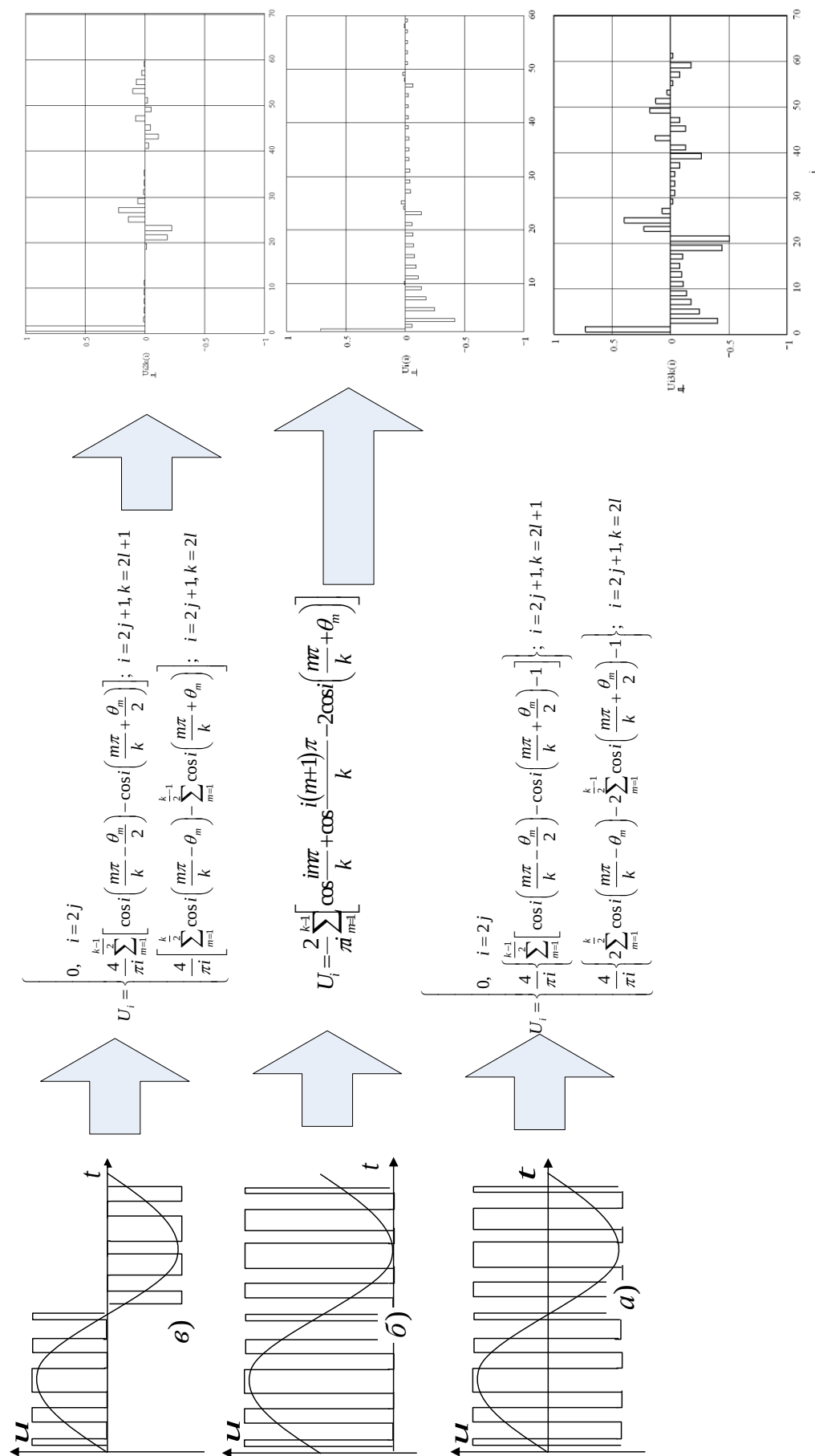


Рисунок 2 – Спектральний аналіз основних видів ШІМ

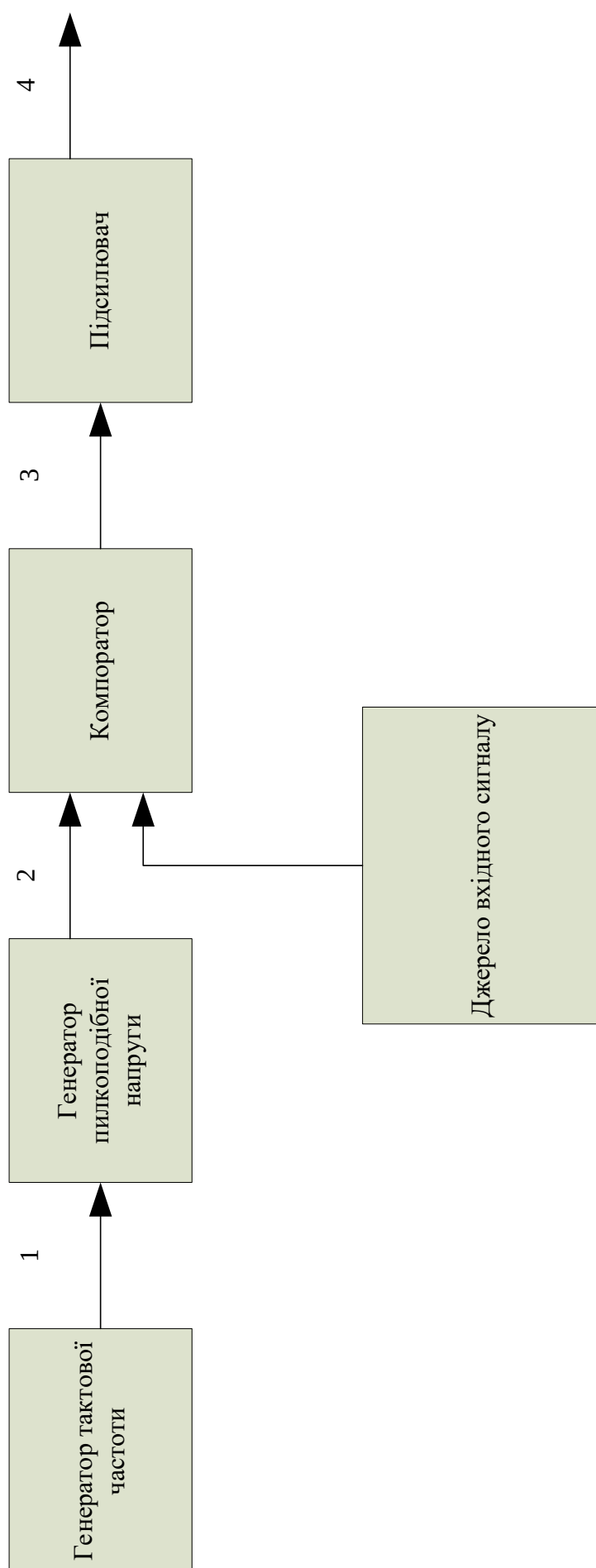


Рисунок 3 – Структурна схема широтно-імпульсного модулятора

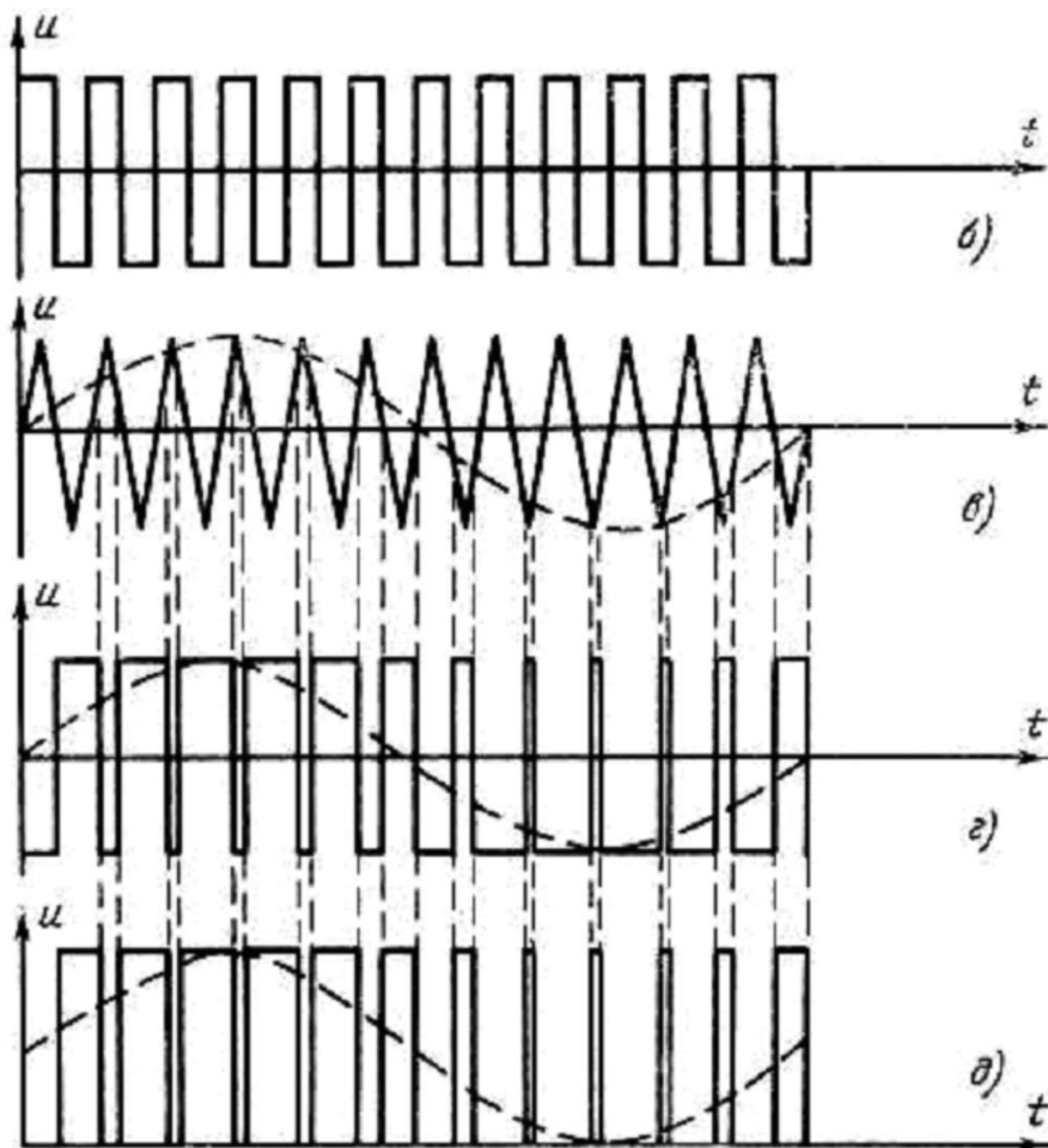


Рисунок 4 - Часові діаграми напруги широтно-імпульсного модулятора

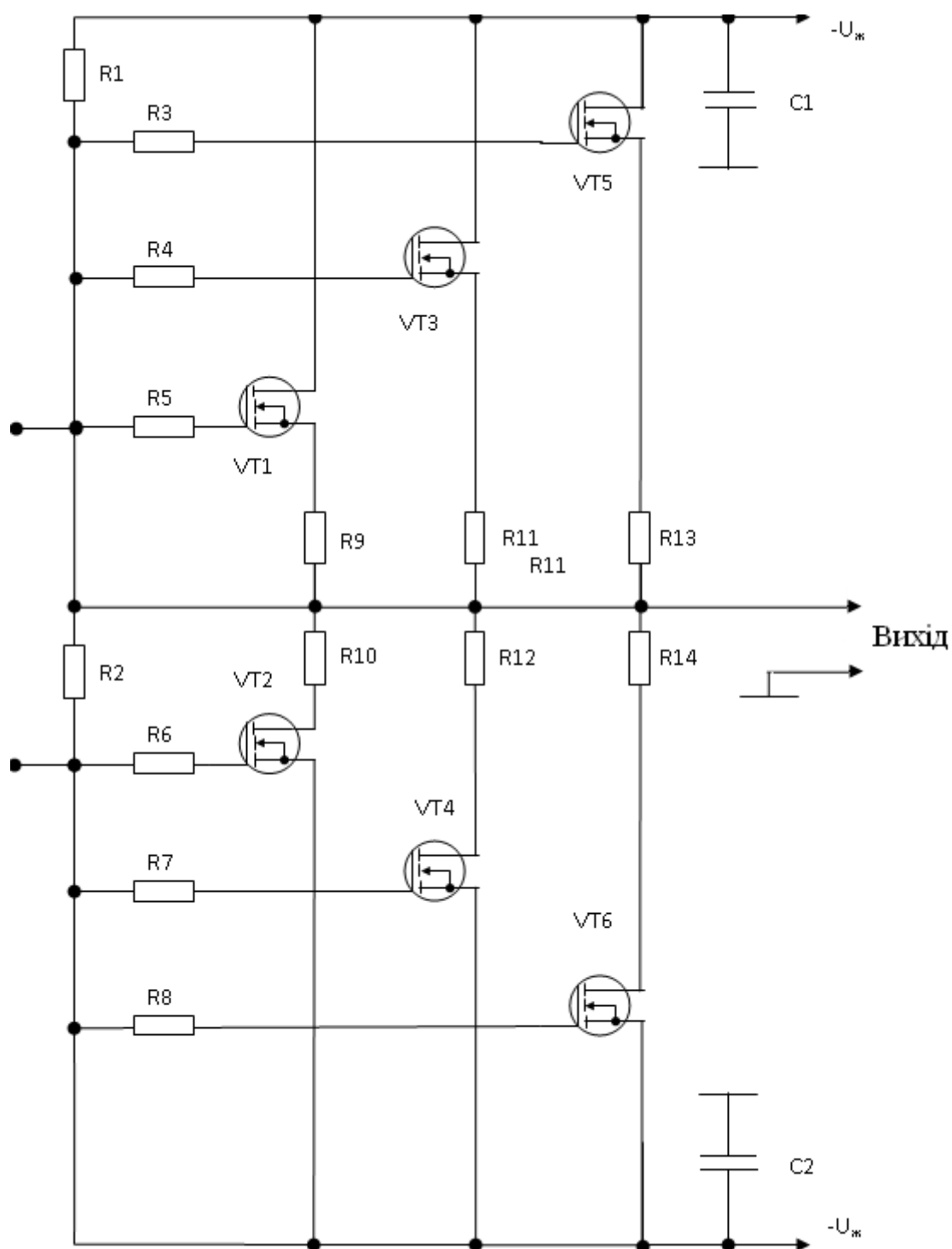


Рисунок 5 - Схема електрична принципова вихідного каскаду

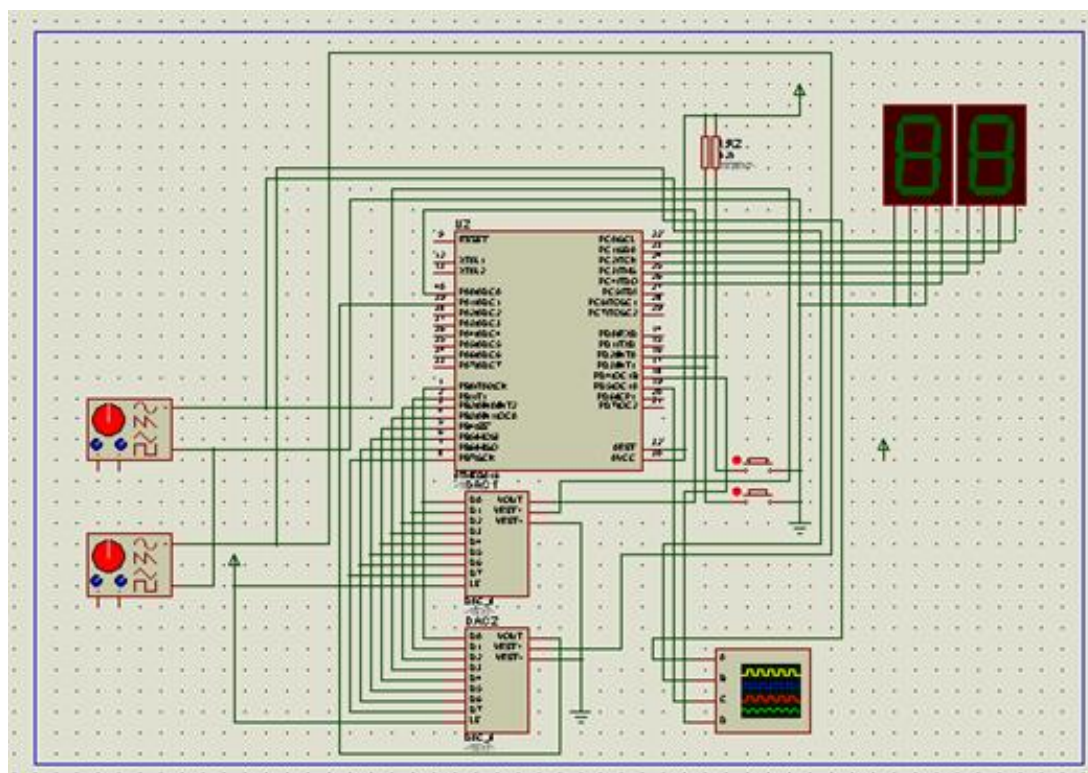


Рисунок 9 - Модель підсилювача в пакеті програм Proteus VSM

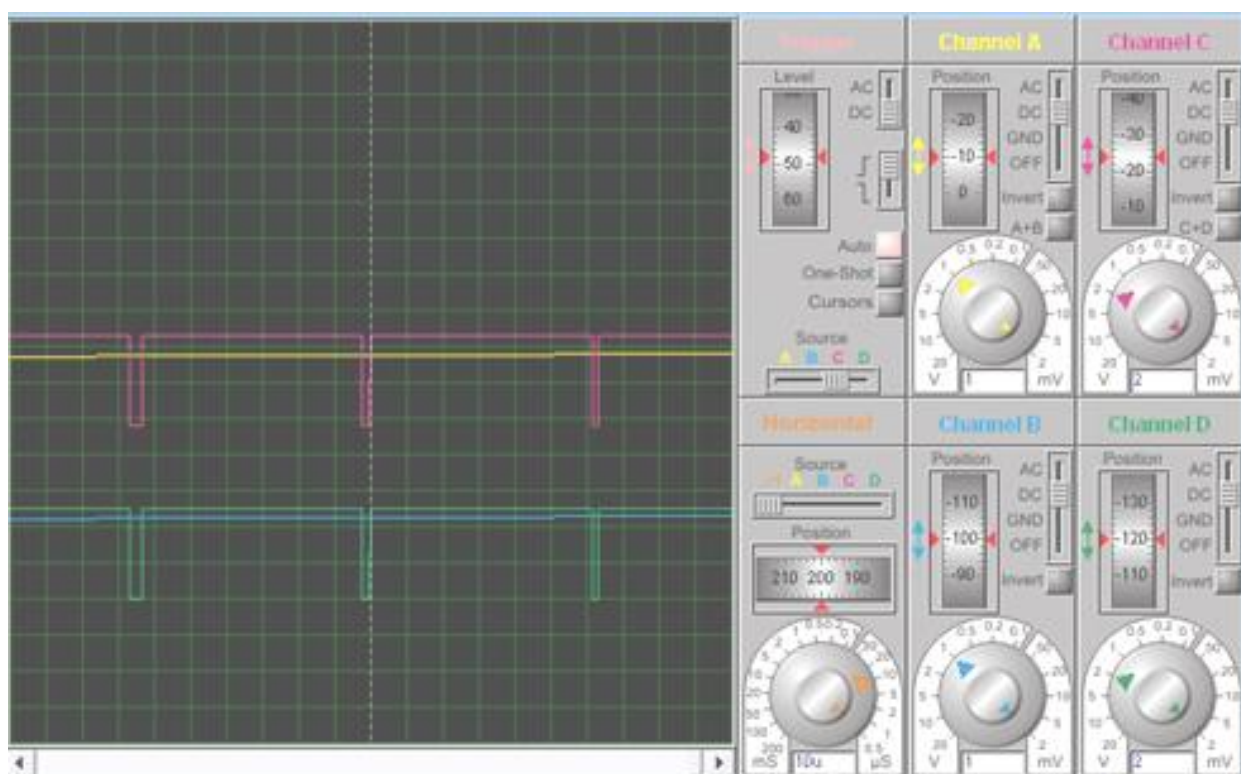


Рисунок 10 - Осцилограми напруги ШІМ

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ

**ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ СИГНАЛІВ ЗВУКОВИХ
ЧАСТОТ КЛАСУ D ІЗ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ**

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Підсилювач потужності сигналів звукових частот класу D із широтно-імпульсною модуляцією»

Тип роботи:

МКР

(БДР, МКР)

Підрозділ

ІРТС, ІЕС

(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Turnitin

Оригінальність 82,0%

Схожість 18,0%

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)

Василь ДЖУГАН
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Ярослав ОСАДЧУК
(прізвище, ініціали)