

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Факультет електроніки

(повна назва інституту/факультету)

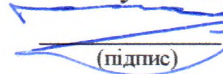
Кафедра акустичних та мультимедійних систем

(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК 004.942

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

 **Сергій НАЙДА**

(підпис)

(ініціали, прізвище)

« 12 » 05 2020 р.

Магістерська дисертація

зі спеціальності (спеціалізації) 171 Електроніка (Електронні системи мультимедіа та засоби Інтернету-речей)

(код і назва спеціальності)

на тему: «Розроблення моделі вихідних каскадів підсилювача класу D для оцінювання якісних показників».

Виконала студентка II курсу, групи ДВ – 81мн

(шифр групи)

Смоленська Олександра Ігорівна

(прізвище, ім'я, по батькові)



(підпис)

Науковий керівник к.т.н., доц. Лазебний В.С.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)



(підпис)

Рецензент доц. кафедри ЕПС доц., к.т.н. Михайлов С.Р.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)



(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студентка Смоленська О.І.



Київ – 2020 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Інститут (факультет) Факультет електроніки
(повна назва)

Кафедра акустичних та мультимедійних електронних систем
(повна назва)

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-науковою програмою

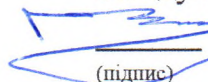
Спеціальність (освітня програма) 171 Електроніка

(Електронні системи мультимедіа та засоби Інтернету речей)

(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

 Сергій НАЙДА
(підпис) (ініціали, прізвище)

«12» 05 2020р.

**ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту**

Смоленській Олександрі Ігорівні

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації «Розроблення моделі вихідних каскадів підсилувача класу D для оцінювання якісних показників».

Науковий керівник дисертації к.т.н., доц. Лазебний Володимир Семенович
(науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по батькові)

затверджені наказом по університету від « 17 » березня 2020 р. № 887-с

2. Строк подання студентом дисертації 05.05.2020 р.

3. Об'єкт дослідження: підсилувач класу D на GaN-транзисторах

4. Предмет дослідження (Вхідні дані – для магістерської дисертації за освітньо-науковою програмою): рівень якісних показників (нелінійних та інтермодуляційних спотворень) вихідних каскадів підсилувачів на різних частотах комутації транзисторів, їх порівняльний аналіз.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: дослідити особливості звукових підсилювачів різних класів; дослідити особливості вихідних каскадів підсилювачів класу D; дослідити підходи до моделювання звукових підсилювачів класу D; розробити модель вихідного каскаду підсилювача класу D на GaN-транзисторах; дослідити спотворення, обумовлені вихідним каскадом підсилювача класу D на GaN транзисторах.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: 15 слайдів презентації, основними назвами плакатів якої є постановка проблеми, особливості підсилювача класу D та GaN-транзисторів, розроблена модель вихідного каскаду, результати дослідження спотворень.

7. Орієнтовний перелік публікацій: 1) Analysis of EMI and Efficiency of the GaN and Si MOSFET converters // 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), 2020 p., С.719-722. 2) Комп'ютерне моделювання нелінійних спотворень звукового підсилювача класу D на GaN-транзисторах // Міжнародна науково-технічна XIII конференція молодих вчених, 2020 р. (друкується) 3) Моделювання режимів роботи та електромагнітних завад перетворювача на GaN транзисторах. // Електротехніка і Електромеханіка, 2020 р. (друкується).

8. Дата видачі завдання 10. 09. 2018 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Розгляд особливостей звукових підсилювачів різних класів	11.09.2018 – 30.11.2018	Виконано
2	Аналіз особливостей підсилювачів класу D	1.12.2018 – 31.01.2019	Виконано
3	Дослідження вихідних каскадів підсилювачів класу D на дискретних транзисторах, на інтегральних мікросхемах та GaN-транзисторах	1.02.2019 – 31.03.2019	Виконано
4	Дослідження підходів до моделювання звукових підсилювачів класу D	1.04.2019 – 31.05.2019	Виконано
5	Розробка моделі вихідного каскаду підсилювачів класу D на GaN-транзисторах	01.09.2019 – 31.10.2019	Виконано
6	Дослідження спотворень, обумовлені вихідним каскадом підсилювача класу D на GaN транзисторах	01.11.2019 – 30.02.2020	Виконано
7	Підготовка матеріалів до друку та оформлення пояснювальної записки	01.03.2020 – 05.05.2020	Виконано
8	Підготовка та оформлення презентації для доповіді	06.05.2020 – 12.05.2020	Виконано

Студентка

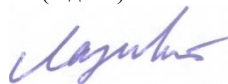


(підпис)

Олександра Смоленська

(ініціали, прізвище)

Науковий керівник



(підпис)

Володимир Лазебний

(ініціали, прізвище)

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація: 110 с., 54 рис., 12 табл., 1 дод., 36 джерела.

ПІДСИЛЮВАЧІ КЛАСУ D, GaN-ТРАНЗИСТОРИ, МОДЕЛЮВАННЯ, НЕЛІНІЙНІ СПОТВОРЕННЯ, ІНТЕРМОДУЛЯЦІЙНІ СПОТВОРЕННЯ

Актуальність дослідження. З розвитком технологій в сфері звукотехніки підсилювачі класу D набули популярності. В режимі роботи класу D втрати енергії мінімальні і коефіцієнт корисної дії великий. Використання GaN-транзисторів в підсилювачах класу D є доцільним, що спричинене тим, що швидкість перемикання GaN-транзисторів висока, що дозволяє їм працювати на високих частотах перемикання. Проте актуальним є необхідність проведення дослідження особливостей роботи цих транзисторів у звукових підсилювачів класу D, для визначення оптимальної частоти комутації.

Мета дослідження полягає у створенні моделі вихідного каскаду підсилювача класу D на GaN-транзисторах для дослідження впливу якісних показників, таких як нелінійні та інтермодуляційні спотворення, на вихідний сигнал у разі зміни частоти перемикання, застосування якої дозволить скоротити час проектування підсилювачів класу D з гарантованими значеннями експлуатаційних параметрів.

Завдання для досягнення мети: дослідити особливості звукових підсилювачів різних класів; дослідити особливості вихідних каскадів підсилювачів класу D; дослідити підходи до моделювання звукових підсилювачів класу D; розробити модель вихідного каскаду підсилювача класу D; дослідити спотворення, обумовлені вихідним каскадом підсилювача класу D на GaN транзисторах.

Об'єкт дослідження: підсилювач класу D на GaN-транзисторах.

Предмет дослідження: рівень якісних показників (нелінійних та інтермодуляційних спотворень) вихідних каскадів підсилювачів на різних частотах комутації транзисторів, їх порівняльний аналіз.

Методи дослідження: порівняльний аналіз для обґрунтування доцільності застосування підсилювачів класу D, критичний аналіз для з'ясування залежності експлуатаційних показників від характеристик транзисторів вихідного каскаду підсилювача, теорія електричних кіл для формування комп'ютерної моделі підсилювача класу D, комп'ютерне моделювання процесів у вихідних каскадах класу D на GaN транзисторах, натурний експеримент для перевірки адекватності розробленої моделі та достовірності отриманих під час моделювання результатів.

Наукова новизна отриманих результатів: 1) розроблено комп'ютерну модель вихідного напівмостового каскаду підсилювача класу D, що дозволяє визначати з високою точністю експлуатаційні характеристики підсилювача класу D; 2) удосконалено метод дослідження параметрів та характеристик підсилювачів класу D шляхом застосування розробленої комп'ютерної моделі вихідного каскаду; 3) експериментально доведено адекватність розробленої моделі, що надає можливість її практичного застосування.

Практичне значення одержаних результатів: результати роботи можуть бути використані при проектуванні підсилювачів класу D на GaN-транзисторах.

Апробація результатів дисертації: участь та публікація тез в збірнику конференції «IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology 2020 (ELNANO)» 20-24 квітня 2020 року НТУУ "КПІ ім. І.Сікорського" .

SUMMARY

Master's dissertation: 110 p., 54 fig., 12 tabl., 1 supplements, 36 sources.

CLASS D AMPLIFIERS, GAN TRANSISTORS, SIMULATIONS, NON-LINEAR DISTORTIONS, INTERMODULATION DISTORTIONS

Relevance of research. With the development of technology in the field of audio amplifiers, Class D amplifiers have gained popularity. In Class D mode, energy losses are minimal and the efficiency is large. The use of GaN transistors in Class D amplifiers is advisable because the switching speed of GaN transistors is high, allowing them to operate at high switching frequencies. However, the need for research into the performance of these transistors in Class D audio amplifiers is urgent, to determine the optimal switching frequency.

The purpose of the study is to create a model of the output stage of a Class D amplifier on GaN-transistors to study the effect of quality indicators, such as nonlinear and intermodulation distortions, on the output signal in case of change of switching frequency, which will reduce the design time of Class D amplifiers with guaranteed operating parameters.

Objectives to achieve the goal: explore the features of sound amplifiers of different classes; to investigate the features of the output stages of class D amplifiers; explore approaches to modeling class D sound amplifiers; to develop a model of the output stage of the class D amplifier; investigate the distortions caused by the output stage of the class D amplifier on GaN transistors.

Object of study: class D amplifier on GaN transistors.

Subject of study: level of qualitative indicators (nonlinear and intermodulation distortions) of output stages of amplifiers at different switching frequencies of transistors, their comparative analysis.

Research methods: comparative analysis to substantiate the feasibility of using class D amplifiers, critical analysis to determine the dependence of performance on the characteristics of the transistors of the output stage of the amplifier, the theory of electrical circuits to form a computer model of class D amplifier, computer modeling of processes in output stages of class D GaN transistors, a field experiment to verify the adequacy of the developed model and the reliability of the results obtained during modeling.

Scientific novelty of the obtained results: 1) a computer model of the output half-bridge stage of the Class D amplifier has been developed, which allows to determine with high accuracy the operational characteristics of the Class D amplifier; 2) improved the method of studying the parameters and characteristics of Class D amplifiers by applying the developed computer model of the output stage; 3) the adequacy of the developed model is experimentally proved, which gives the possibility of its practical application.

The practical implications of the findings: the results can be used to design Class D amplifiers on GaN transistors.

Testing the results of the thesis: participation and publication of abstracts in the conference proceedings "IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology 2020 (ELNANO)" April 22-24, 2020 at Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute.

ЗМІСТ

Вступ.....	6
1 Аналіз особливостей звукових підсилювачів різних класів.....	8
1.1 Підсилювачі класів А, В, АВ, Н, Т.....	10
1.2 Підсилювачі класу D.....	18
1.2.1 Каскади попереднього підсилення и модуляція.....	19
1.2.2 Реалізація попереднього підсилювача, модулятора та драйвера у одному корпусі.....	23
1.2.3 Вихідний каскад.....	26
1.2.4 Вихідні фільтри.....	30
1.2.5 Електромагнітні завади від підсилювачів класу D.....	33
1.2.6 Позитивні та негативні якості класу D.....	35
Висновки до розділу 1.....	36
2 Дослідження особливостей вихідних каскадів підсилювачів класу D.....	37
2.1 Загальна характеристика.....	37
2.2 Вихідні каскади на дискретних транзисторах.....	37
2.3 Вихідні каскади на інтегральних мікросхемах.....	40
2.4 Використання GaN транзисторів у вихідних каскадах.....	49
Висновки до розділу 2.....	58
3 Дослідження підходів до моделювання звукових підсилювачів класу D.....	59
3.1 Основні підходи до моделювання перетворювачів напруги.....	59
3.1.1 Моделювання з використанням методів еквівалентних кіл.....	59
3.1.2 Моделювання з використанням моделей як активних, так і пасивних елементів, заснованих на їх фізичних властивостях.....	60
3.1.3 Моделювання з використанням MATLAB Simulink.....	64

3.1.4	Моделювання з використанням NI Multisim.....	65
3.2	Моделювання складових підсилювачів класу D засобами програмного пакету MATLAB Simulink.....	67
3.3	Моделювання складових підсилювачів класу D засобами програмного пакету NI Multisim.....	70
	Висновки до розділу 3.....	77
4	Дослідження спотворень вихідного каскаду підсилювача класу D на GaN транзисторах.....	78
4.1	Причини виникнення та розрахунок нелінійних та інтермодуляційних спотворень.....	78
4.2	Короткий опис параметрів моделювання програми Multisim.....	84
4.3	Опис запропонованої моделі вихідного каскаду підсилювача класу D.....	89
4.4	Дослідження впливу частоти комутації на коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача.....	91
4.5	Дослідження впливу частоти комутації на коефіцієнт інтермодуляційних спотворень підсилювача.....	95
	Висновки до розділу 4.....	99
	Висновки.....	100
	Перелік джерел посилання.....	102
	Додаток A Abstract	106

ВСТУП

Сучасний підсилювач повинен володіти хорошими характеристиками в діапазоні звукових частот 20 ... 20000 Гц, та відтворювати вхідний сигнал з мінімальним розсіюванням енергії і малими спотвореннями.

Найпростіший варіант реалізації підсилювача звуку – використання транзисторів в лінійному режимі, що дозволяє на виході отримати збільшення вхідної напруги. З розвитком технологій в області звукотехніки підсилювачі класу D набули популярності. Клас D застосовують в побутових, автомобільних, концертних, студійних підсилювачах. В режимі роботи класу D втрати енергії мінімальні і коефіцієнт корисної дії великий. Ці показники є одними з основних для сучасних звукових підсилювачів. Лінійні підсилювачі класів А, В, АВ не показують таких показників.

Використання GaN-транзисторів в підсилювачах класу D є доцільним, що спричинене тим, що швидкість перемикання GaN-транзисторів висока, що дозволяє їм працювати на високих частотах перемикання, таких як 100...1000 кГц (даний параметр впливає на спотворення). Також вони мають невеликі розміри та майже не нагріваються. Тому, можна стверджувати, що тема дисертації є **актуальною**.

Метою дисертації є створення моделі вихідного каскаду підсилювача класу D на GaN-транзисторах для дослідження впливу якісних показників, таких як нелінійні та інтермодуляційні спотворення, на вихідний сигнал у разі зміни частоти перемикання, застосування якої дозволить скоротити час проектування підсилювачів класу D з гарантованими значеннями експлуатаційних параметрів.

Для досягнення даної мети необхідно виконати такі завдання:

- дослідити особливості звукових підсилювачів різних класів;
- дослідити особливості вихідних каскадів підсилювачів класу D;
- дослідити підходи до моделювання звукових підсилювачів класу D;
- розробити модель вихідного каскаду підсилювача класу D;

- дослідити спотворення, обумовлені вихідним каскадом підсилювача класу D на GaN транзисторах.

Об'єктом дослідження є якісні показники підсилювачів класу D на GaN-транзисторах, такі як нелінійні та інтермодуляційні спотворення.

Предметом дослідження є рівень якісних показників (нелінійних та інтермодуляційних спотворень) вихідних каскадів підсилювачів на різних частотах комутації транзисторів, їх порівняльний аналіз.

Методи дослідження: порівняльний аналіз для обґрунтування доцільності застосування підсилювачів класу D, критичний аналіз для з'ясування залежності експлуатаційних показників від характеристик транзисторів вихідного каскаду підсилювача, теорія електричних кіл для формування комп'ютерної моделі підсилювача класу D, комп'ютерне моделювання процесів у вихідних каскадах класу D на GaN транзисторах, натурний експеримент для перевірки адекватності розробленої моделі та достовірності отриманих під час моделювання результатів.

Наукова новизна отриманих результатів: 1) розроблено комп'ютерну модель вихідного напівмостового каскаду підсилювача класу D, що дозволяє визначати з високою точністю експлуатаційні характеристики підсилювача класу D; 2) удосконалено метод дослідження параметрів та характеристик підсилювачів класу D шляхом застосування розробленої комп'ютерної моделі вихідного каскаду; 3) експериментально доведено адекватність розробленої моделі, що надає можливість її практичного застосування.

Практичне значення одержаних результатів: результати роботи можуть бути використані при проектуванні підсилювачів класу D на GaN-транзисторах.

Апробація результатів дисертації: участь у конференції «IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology 2020(ELNANO)» 20 – 24 квітня 2020 року НТУУ "КПІ ім. І.Сікорського" та публікація тез в збірнику доповідей.

1 АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ ЗВУКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ РІЗНИХ КЛАСІВ

В сфері звуковідтворювального обладнання невід'ємним елементом систем є підсилювачі. Звуковий підсилювач – це пристрій, що призначений для збільшення потужності звукових сигналів. Функція звукового підсилювача полягає в відтворенні вихідного сигналу з необхідною гучністю і потужністю, точно, з мінімальним розсіюванням енергії і малими спотвореннями [1].

Залежно від використаних підсилюючих елементів, підсилювачі потужності звукової частоти поділяються на:

- лампові;
- транзисторні;
- гібридні – в підсилюючих каскадах використовується комбінація напівпровідникових елементів і ламп;
- інтегральні – виконуються на основі мікросхем.

Оцінити схеми підсилювачів потужності можна за такими параметрами:

- потужність сигналу, що віддається до навантаження,
- енергетичні характеристики підсилювача,
- результуючий коефіцієнт підсилення по струму та напрузі,
- коефіцієнти загальних гармонічних та інтермодуляційних статичних та динамічних спотворень,
- коефіцієнт частотних спотворень,
- вхідні та вихідні параметри [1].

За кількістю незалежних каналів звукопідсилення можна виділити:

- монопідсилювач (одноканальні);
- стереопідсилювачі (двоканальні);
- підсилювачі систем об'ємного звуку (багатоканальні).

Переважає більшість підсилювачів мають 2 канали, тобто, розраховані на застосування в стереосистемах звуковідтворення. Однак багато з них мають мостову схему з'єднання з навантаження і тому їх можна використовувати як

одноканальні. Вихідна потужність в такому разі збільшується приблизно в 2 рази. Монопідсилювач використовують в трансляційних системах або, наприклад, в багатоканальних системах для відтворення окремих сигналів.

За функціональним призначенням підсилювачі потужності звукової частоти можна розділити тільки умовно. По суті, їх побудовано практично однаково, відмінності викликані тільки певними (підвищеними або, навпаки, зниженими) вимогами до технічних характеристик. Проте, можна виділити:

- побутові підсилювачі;
- автомобільні підсилювачі;
- концертні підсилювачі;
- студійні підсилювачі;
- трансляційні підсилювачі;
- спеціальні підсилювачі [2].

До побутових підсилювачів в основному висувають тільки одну вимогу – низька вартість. З огляду на те, що їх вихідна потужність невелика і виконані вони із застосуванням інтегральних схем, відмінності між побутовими підсилювачами варто шукати в їх конструкції, а не в схемотехніці вихідних каскадів.

Більшу частину автомобільних підсилювачів можна віднести до категорії побутових. Однак, внаслідок природного обмеження розмірів, напруги живлення і споживаної потужності їх схемотехніка має істотні відмінності.

Концертні та студійні підсилювачі – основа професійних систем звуковідтворення. До них висувають підвищені вимоги щодо відтворення звукового сигналу (мінімум гармонійних і інтермодуляційних спотворень). До концертних підсилювачів додатковими вимогами є: велика потужність, вкрай висока надійність, можливість використання за будь-яких погодних умовах та інше. Часто цифрові концертні підсилювачі суміщені в одному корпусі з акустичними системами, які є частиною лінійного тракту.

Трансляційні підсилювачі використовують для передавання потужності на великі відстані і розподілу її на велику кількість гучномовців. Щоб уникнути

суттєвої втрати потужності на акустичному кабелі в таких підсилювачах спеціально, як правило, за допомогою трансформатора, підвищують вихідну напругу. Акустичні системи також оснащують трансформаторами, але вже знижувальними. У підсумку, в такій системі ту ж потужність передають з використанням меншого струму. За таких умов потужність, розсіяна на проводах зменшується. Системи трансляції призначено для доведення до людей важливої службової або аварійної інформації, іноді для створення затишного музичного фону. У зв'язку з цим, особливих вимог щодо якості трансляційних підсилювачів не висувають. Цілком допустимим вважають коефіцієнт гармонійних спотворень до 1 – 2%.

Спеціальні підсилювачі забезпечують особливі параметри передавання звуку за рахунок внесення в нього додаткових спотворень, які прикрашають звучання, роблять його більш вираженим, насиченим і яскравим. Такі підсилювачі використовують, наприклад, для посилення сигналів від електрифікованих музичних інструментів, таких як електрогітара тощо [3].

1.1 Підсилювачі класів А, В, АВ, Н, Т

Однією з характеристик підсилювача є його режим роботи. Режим роботи підсилювача визначається положенням робочої точки на амплітудній характеристиці транзисторів вихідного каскаду. Існують такі режими роботи звукового підсилювача: спокою, класу А, В, АВ, D, Н, Т. На рис.1.1 наведено загальну характеристику різних класів за основними показниками: ефективність та кут провідності [4].

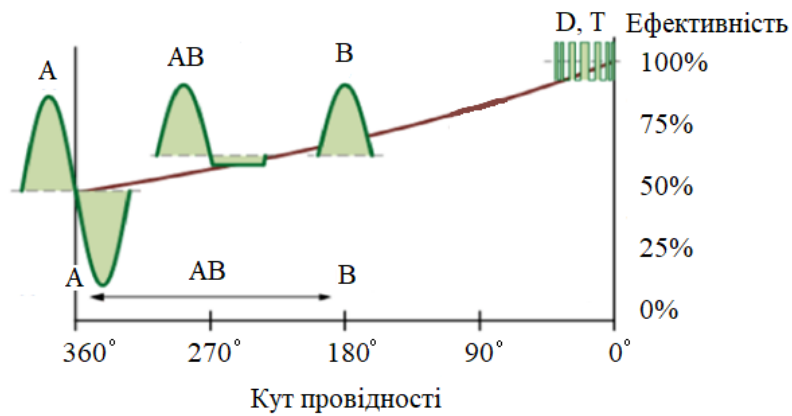


Рисунок 1.1 – Загальна характеристика основних звукових підсилювачів

Режим спокою (початковий) – стан, під час якого в колі підсилювача протікає постійний струм та діє постійна напруга і відповідно відсутній сигнал на вході каскаду. При подачі на вхід підсилювального каскаду сигналу значення вхідного струму буде змінюватись відносно робочої точки. Робоча точка підсилювача в початковому стані називається точкою спокою. Положення робочої точки на характеристиці підсилювача в початковому стані визначає режим роботи. В залежності від положення початкової робочої точки на вольт-амперній характеристиці та в залежності від ділянки характеристики, яку він використовує для роботи, розрізняють режими підсилення.

Режим класу А

Режим класу А характеризується порівняно низьким рівнем вищих гармонік ($2f, 3f, \dots$), але енергетичні показники впливають негативно. В даному режимі неперервно, незалежно від рівня сигналу споживається приблизно однакова потужність від джерела живлення, і відповідно порівняно невеликий коефіцієнт використання струму [1].

В режимі класу А вихідну робочу точку встановлюють на середині прямолінійної ділянки характеристики (рис.1.2а) – точка Р. Амплітуду вихідного сигналу обирають так, щоб максимальне відхилення робочої точки, викликане дією вхідного сигналу, не опинилося за межами лінійної ділянки амплітудної характеристики. На рис.1.2б наведено схема реалізації підсилювача класу А [4].

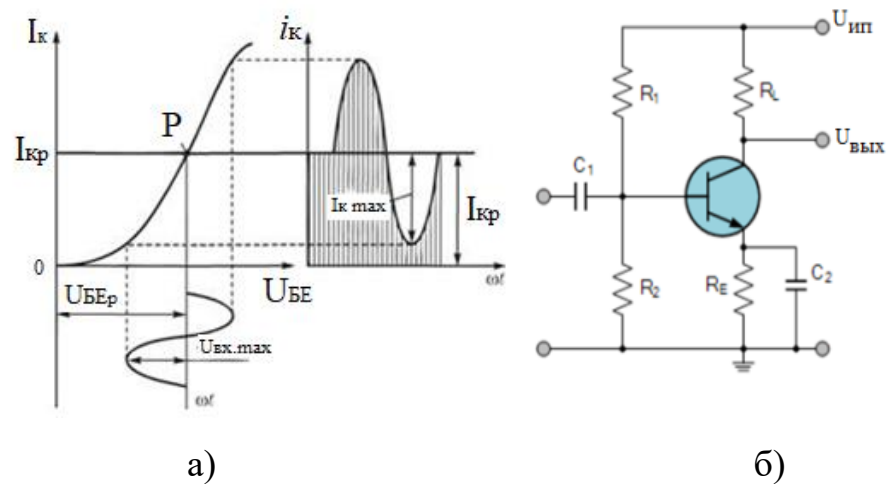


Рисунок 1.2 – Характеристики підсилювачів класу А

Позитивними якостями режиму є малі нелінійні спотворення вхідного сигналу, бо підсилювач працює в межах майже усієї прямолінійної ділянки характеристики. В результаті форма вихідного сигналу майже не відрізняється від форми вхідного сигналу. Недоліком є низький коефіцієнт корисної дії (ККД) вихідного кола, що становить 20 – 30%. ККД визначається як відношення корисної (що віддається) потужності P_n , до потужності, що подається від джерела живлення $P_{ок}$:

$$\eta = P_n / P_{ок} \quad (1.1)$$

де P_n – корисна вихідна потужність сигналу, $P_{ок}$ – потужність, що витрачається джерелом живлення в вихідному кола [1].

Причиною низького (20 – 30%) ККД вихідного кола каскаду в режимі класу А є те, що постійна складова вихідного струму має велике значення та протікає весь час – як при наявності сигналу так і без нього. Із-за низького ККД дані підсилювачі використовують в каскадах з невеликою потужністю, а саме в одноканальних каскадах.

Режим класу В

Цей режим називають режимом при якому струм від джерела живлення в вихідному колі протікає за час, що дорівнює половині періоду сигналу. При цьому, положення робочої точки Р на вихідній характеристиці підсилювача

обирається в нижній точці характеристики – як наведено на рис.1.3а, а проста схема каскаду наведена на рис.1.3б.

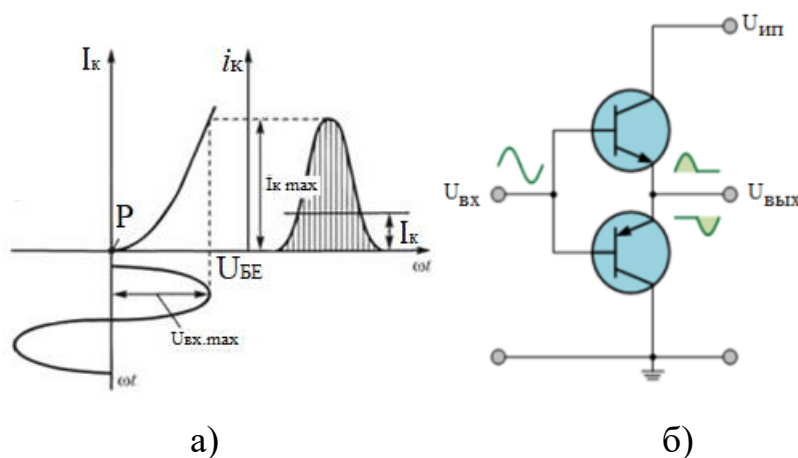


Рисунок 1.3 – Характеристики підсилювача класу В

Як видно з рис.1.3а в вихідному колі струм протікає у вигляді періодичної послідовності імпульсів. Ці імпульси характеризуються такими параметрами: амплітудою та кутом відсікання. Кутом нижнього відсікання називають половину тієї частини періоду сигналу, під час якої протікає вихідний струм. Кут відсікання позначаємо θ та визначаємо в градусах. В режимі класу В цей кут становить 180° .

На рис.1.3а також наведено, що форма струму на виході різко відрізняється від форми сигналу на вході. Дане зауваження підтверджує наявність недопустимого значення нелінійних спотворень та використовувати клас В в одноканальних підсилювачах є неможливим. Позитивним критерієм режиму класу В є достатньо високий ККД вихідного кола підсилювача, що обумовлене малим значенням використання постійного струму джерела живлення. За відсутності сигналу на вході струм джерела живлення у вихідному колі не протікає. Він з'являється тільки за наявності сигналу на вході і значення середнього струму, що подається від джерела, невелике.

ККД підсилювачів класу В становить 50%, що є майже в 2 рази більше ніж у класу А. Дані підсилювачі використовують лише в двотактних підсилювачах, каскади яких забезпечують велике значення потужності [1].

Режим класу АВ

Об'єдує особливост режимів А та В. У підсилювачі класу АВ робочу точку транзисторів обирають таким чином, щоб кут провідності транзисторів був в межах від 180° до 360° (в більшості випадків кут трохи перевищує 180°). Таким чином кожен транзистор підсилює не рівно половину сигналу до перетину нульового значення, а трохи більше, і спотворення вихідного сигналу згладжується, оскільки сигнал підсилюється цілком без стрибків і провалів, що пов'язані з перемиканням транзисторів. Для того, щоб домогтися необхідного режиму функціонування транзисторів, до баз (затворів) приєднують кілька діодів і/або резисторів. Даний режим застосовують тільки в двотактних підсилювачах. Робоча точка Р розташовується в положенні, наведеному на рис.1.4а, а схема реалізації – на рис.1.4б [4].

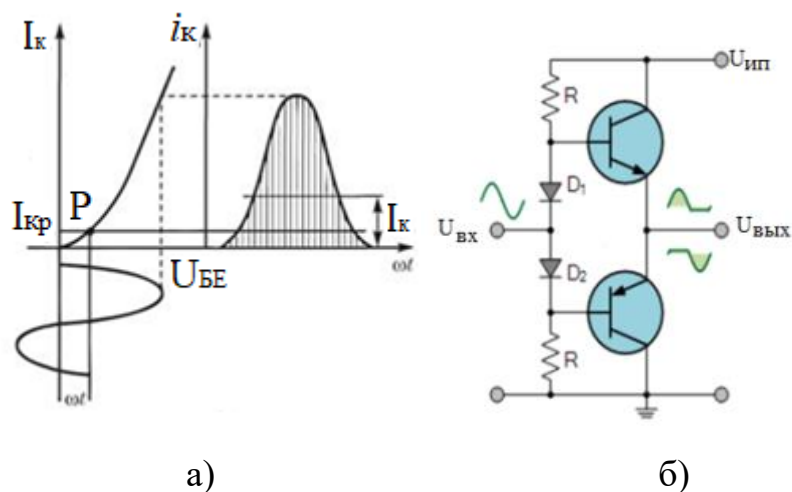


Рисунок 1.4 – Характеристики підсилювача класу АВ

Середнє значення ефективності таких підсилювачів вище ніж у класів А та В і становить близько 70%, за рахунок цього вони сильно виграють за якістю та чистотою вихідного сигналу. Завдяки цим властивостям, а також відносній простоті конструкції і налагодження, даний клас лінійних підсилювачів

використовується найбільш часто. Клас АВ використовується для високоякісного відтворення звуку і був найпоширенішим серед звукових підсилювачів потужності, до широкого розповсюдження підсилювачів класу D.

Клас Н

Даний клас підсилювачів був розроблений спеціально для автомобілів, в яких є обмеження напруги, що живить вихідні каскади. Стимулом до створення підсилювачів класу Н послужило те, що реальний звуковий сигнал має імпульсний характер і його середня потужність набагато нижче пікової. В основі схеми лежить звичайний підсилювач класу АВ, включений за мостовою схемою. Особливістю є застосування спеціальної схеми подвоєння напруги живлення. Основний елемент схеми подвоєння – накопичувальний конденсатор великої ємності, який постійно заряджається від основного джерела живлення. На піках потужності цей конденсатор підключається схемою управління послідовно з основним джерелом живлення. Напруга живлення вихідного каскаду підсилювача на долі секунди подвоюється, дозволяючи йому впоратися з передачею піків сигналу. Однак накопичувальний конденсатор повинен бути достатньої ємності, інакше заявлена вихідна потужність буде забезпечуватися тільки на середніх і високих частотах [2].

Ідея комутації напруги живлення використовується не тільки в автомобільних підсилювачах потужності. Підсилювач з двох трирівневим живленням фактично являє собою імпульсний підсилювач з послідовним аналоговим каналом, який зайву енергію імпульсів переводить в тепло. Чим більше сходинок у напруги живлення, тим більше наближена до синусоїди виходить на виході імпульсної частини підсилювача і тим менше виділяється тепла на аналоговому каналі. Підсилювачі, побудовані за подібним принципом, поєднують в собі дискретні методи посилення з аналоговими і, відповідно, займають проміжне положення між аналоговими і імпульсними підсилювачами по ККД і тепловиділенню. У даному підсилювачі для підвищення ККД, і відповідно, зниження тепловиділення застосовано дискретне наближення рівня напруги живлення аналогового каналу по його вихідній напрузі. Підвищення

ККД відбувається за рахунок зменшення падіння напруги на активному плечі в порівнянні з підсилювачами з однорівневим живленням. Відмінна особливість подібних підсилювачів полягає в тому, що комутація ключових елементів відбувається з частотою сигналу. Фільтрація вищих гармонік здійснюється аналоговою частиною підсилювача шляхом перетворення енергії гармонік в тепло з підсилювачами з високою тактовою частотою, коли частота комутації ключових елементів багаторазово вище верхньої граничної частоти сигналу, а фільтрація здійснюється LC фільтром.

Теплові втрати аналогової частини підсилювача виходять досить низькими, але їх в достатній мірі заповнюють комутаційні втрати і втрати в фільтрі при високій тактовій частоті. Існує оптимальна кількість сходинок напруги живлення, при якому ускладнення схеми виправдовується підвищенням ККД і здешевленням потужних транзисторів аналогової частини підсилювача. ККД підсилювачів класу Н досягає 83% при коефіцієнті гармонійних спотворень 0,1%.

Типовими представниками підсилювачів класу Н є L1800, L2400, V3000, V4000, Q3300, Q4300 Inter M, RX Extra 2800, RX Extra 3000, RX Extra 4000 Roxton, порівняльні характеристики яких наведені в табл. 1.1 [4]:

Таблиця 1.1 – Порівняльна характеристика підсилювачів класу Н

Характеристики	Q 4300 Inter M	RX Extra 2800 Roxton
Номінальна потужність	1300 Вт, стерео (4 Ом)	1100 Вт, стерео (4 Ом)
Коефіцієнт гармонічних спотворень	Не більше 0,05%	Не більше 0,1%
Діапазон відтворювальних частот	20...20000 Гц ($\pm 0,2$ дБ)	20...20000 Гц ($\pm 0,3$ дБ)
Відношення сигнал/шум	Понад 106 дБ	Не менше 100 дБ
Маса	11,7 кг	21 кг
Ціна, долар	1530 доларів	717 доларів

Режим класу Т

Даний клас підсилювачів потужності народжений в лабораторіях компанії Tripath Technology і відрізняється застосуванням імпульсних підсилювачів і відповідно високою економічністю в поєднанні з високою якістю звучання.

За рівнем нелінійних спотворень підсилювачі класу Т не поступаються кращим зразкам аналогових підсилювачів. Рівень спотворень мінімальний, а в спектрі вихідного сигналу практично відсутні вищі гармоніки. Суттєва перевага підсилювачів класу Т як перед аналоговими, так і перед традиційними цифровими, полягає в низькому рівні інтермодуляційних спотворень, що менше коефіцієнта гармонік. Для підсилювачів класу АВ, наприклад, коефіцієнт інтермодуляційних спотворень значно перевершує коефіцієнт гармонік; а для підсилювачів класу А ці величини одного порядку [4].

Всі переваги підсилювачів даного класу є результатом застосування запатентованої технології Digital Power Processing (TM). По суті все зводиться до двох взаємопов'язаних процесів – "передбачення" (Predictive processing) і "адаптивному перетворенню" (Adaptive Signal Conditioning Processing).

Передбачення полягає у відстеженні швидкості зміни сигналу (похідною) і розрахунку цього значення на підставі амплітуди сигналу в наступний момент часу. Частково за рахунок цього динамічний діапазон подібних підсилювачів перевищує 100 дБ. Амплітуда сигналу і швидкість її зміни є вхідними даними для реалізації алгоритму "адаптивного перетворення". У підсилювачах класу Т немає фіксованої частоти дискретизації – вона безперервно змінюється в смузі до 1,5 МГц відповідно до цього алгоритму. Слід зауважити що, збільшення частоти дискретизації суттєво покращує якість звучання і дозволяє спростити конструкцію вихідного фільтра.

Щодо алгоритму обробки сигналу Digital Power Processing (TM) присутнє припущення, що в його основі лежить одна з різновидів дельта-модуляції, яка відрізняється від широтно-імпульсної тим, що в ній використовується не абсолютна величина сигналу, а її зміна відносно попереднього стану.

Підсилювачі класу Т набули поширення у вигляді вбудованих модулів в елементи лінійних масивів акустичних систем. Таке рішення забезпечує дуже високу надійність роботи концертного обладнання, малу вагу, простоту і швидкість інсталяції. Прикладом є лінійний масив серії DVA компанії Tripath Technologies. Клас Т поєднує малу кількість нелінійних і гармонічних спотворень класу АВ з ефективністю класу D.

Якщо раніше основними критеріями підсилювача була надійна робота і гарантована якість звуку, то сучасні моделі доповнюються функціями, такими як комп'ютерне управління підсилювачем, програмування вбудованого лімітера, а також наявність цифрового входу [3].

1.2 Підсилювачі класу D

Режим класу D – це режим де підсилювальний елемент або повністю відкритий і тоді через нього протікає постійний струм, або повністю закритий і тоді струм не протікає зовсім.

Завдяки зовсім іншому принципу роботи, потужність розсіювання підсилювача класу D набагато менше, ніж у класі А, В, АВ.

Режим класу D використовують для підсилення імпульсних сигналів, а також в пристроях управління та регулювання. Іноді використовують в підсилювачах великої потужності [1].

В області звукотехніки підсилювачі класу D набули популярності. Принцип роботи підсилювача наведено на рис.1.5 На вхід підсилювача, що працює в режимі класу D, подається сигнал, потім він оцифровується та надходить на аудіо процесор, який в свою чергу за допомогою модуляції керує силовими напівпровідниковими ключами. Після формування імпульси посилюються кінцевими транзисторами, які працюють в ключовому режимі. Перетворення імпульсного сигналу в аналоговий відбувається в фільтрі низьких частот на виході підсилювача або безпосередньо в навантаженні [5].

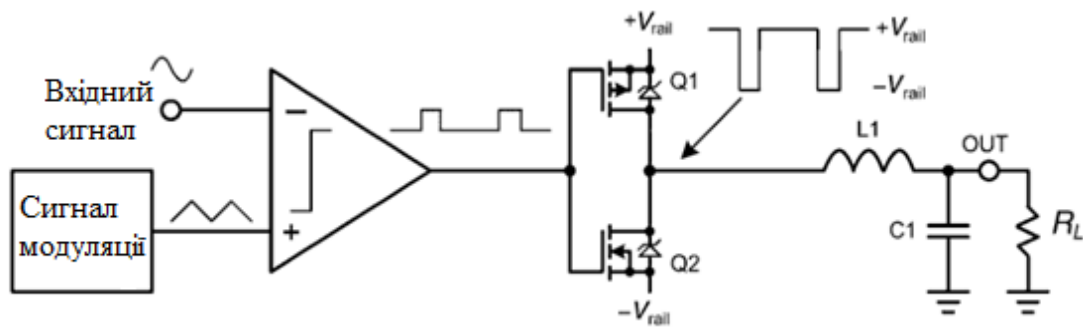


Рисунок 1.5 – Загальна схема роботи підсилювача класу D

Нижче наведено детальний розгляд складових підсилювачів класу D.

1.2.1 Каскади попереднього підсилення та модуляція

Модульований сигнал можна отримати двома шляхами: за допомогою компаратора і генератора, наприклад пилоподібного сигналу (такий метод в підсилювачах класу D також широко застосовується, але завдяки розвитку цифрової техніки поступово відходить у минуле) та використовуючи аналого-цифрове перетворення (АЦП), що забезпечує додаткові можливості по обробці звуку: від регулювання рівня гучності і тембру до реалізації цифрових ефектів, таких як реверберація, шумозаглушення, придушення акустичного зворотного зв'язку та інше.

На відміну від аналогових підсилювачів, вихідний сигнал підсилювачів класу D являє собою імпульси прямокутної форми. Їх амплітуда постійна, а тривалість ("ширина") змінюється в залежності від амплітуди аналогового сигналу, що надходить на вхід підсилювача. Частота імпульсів (частота дискретизації) постійна і в залежності від вимог, що пред'являються до підсилювача, становить від кількох десятків до сотень кілогерц.

В звукових підсилювачах, використовують різні способи модуляції і всі вони кодуєть аудіо сигнал в потік імпульсів. В режимі класу D найчастіше застосовують такі види модуляції як широтно-імпульсна (ШІМ) та сігма-дельта модуляція [5].

Суть широтно-імпульсної модуляції полягає у тому, що звуковий сигнал порівнюється з сигналом трикутної або пилкоподібної форми фіксованої частоти (частоти комутації). На виході отримуємо потік імпульсів тієї ж частоти, при цьому тривалість кожного імпульсу пропорційна величині звукового сигналу. На рис.1.6, аудіо сигнал і трикутні імпульси центровані щодо 0 В, тоді, при 0 В на аудіо-вході шпаруватість вихідних імпульсів складе 50%. При вхідному сигналі, рівному по амплітуді до позитивного піку трикутного імпульсу шпаруватість буде 100%, при вхідному сигналі, рівному по амплітуді до негативного піку трикутного імпульсу – близько 0%. Якщо амплітуда звукового сигналу перевищить амплітуду трикутних імпульсів, отримаємо повну модуляцію, коли перемикавання припиняється, і шпаруватість складе 0% або 100% [6].

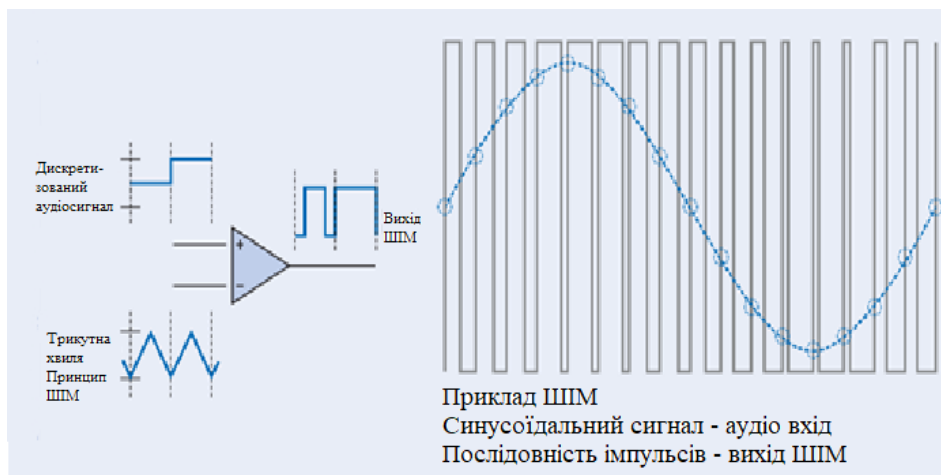


Рисунок 1.6 – Широтно-імпульсна модуляція

Існує декілька різновидів ШПМ, що відрізняються наявністю внесених спотворень та моментом вибірки. Їх використання визначається сферою застосування. Для класичних підсилювачів класу D застосовують модуляцію в якій фронт імпульсу співпадає з моментом вибірки, бо він не вносить додаткових спотворень в вихідний сигнал.

Позитивні якості ШПМ: 1) може забезпечити до 100дБ і вище зниження рівня завад джерела живлення при достатньо низькій частоті комутації – в

кілька сотень кілогерц, що дає можливість обмеження втрат при перемиканні вихідного каскаду, 2) забезпечує стабільність роботи підсилювача при максимальній потужності, поблизу області перевантаження. Проте, ШІМ має деякі недоліки: 1) внаслідок природи процес ШІМ вносить спотворення, 2) гармоніки створюють завади в діапазоні середніх та високих частот і відповідно ширина імпульсів стає дуже малою в кінці модуляції, що призводить до ускладнення процесів управління; 2) обмежене значення максимальної потужності, що враховує лише потужність джерела живлення, опір включеного транзистора і еквівалентний опір гучномовця [7].

Сігма-дельта модуляція є альтернативою ШІМ, що характеризується тим що число імпульсів за певний період часу пропорційне середньому значенню звукового сигналу. Ширина окремого імпульсу не є визначальною, а замість цього імпульси "квантовані" кратно до періоду генерації модулятора. В підсилювачах класу D використовують однобітний сігма-дельта модулятор. Спектральні характеристики сігма-дельта модуляції аналогічні спектральним характеристикам 1го роду ШІМ. На рис.1.7 наведено структурну схему підсилювача класу D на основі сігма-дельта модуляції [8].

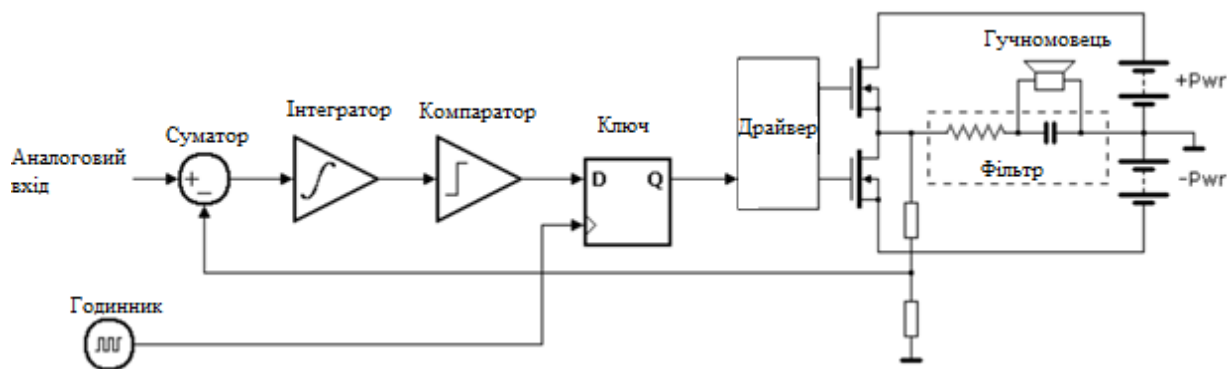


Рисунок 1.7 – Схема підсилювача класу D на основі сігма-дельта модуляції

Значна частина ВЧ складової потужності сігма-дельта модулятора розподілена в широкому діапазоні частот без концентрації близько окремих гармонік з частотами, кратними несучої, як це відбувається в ШІМ. Перевагами сігма-дельта модуляції в порівнянні з ШІМ є: 1) більш рівномірний спектр і

відповідно краща електромагнітна обстановка, 2) типовими значеннями частот перемикання є діапазон від 3 до 6 МГц, що значно вище звукового діапазону, і добре послаблюється фільтром нижніх частот, 3) мінімальна тривалість імпульсу становить один період дискретизації навіть при великих сигналах, близьких до умові повної модуляції, що спрощує конструкцію кіл управління вихідним каскадом і забезпечує їх надійну роботу аж до теоретично максимального рівня потужності.

Незважаючи на всі позитивні критерії звичайні 1-бітові сигма-дельта модулятори не дуже часто використовуються в підсилювачах класу D, тому що для досягнення прийнятної відносини сигнал / шум в звуковій смузі частот потрібно не менше, ніж 64-х кратна передискретизація, що відповідає частоті імпульсів мінімум 1 МГц.

Останнім часом набули поширення підсилювачі класу D з самозбудженням (рис.1.8). У цих підсилювачах використовується зворотний зв'язок, що визначає частоту перемикання модулятора, при цьому зовнішній генератор не використовується [9]. Спектр ВЧ складової, як правило, більш рівномірний, ніж в ШІМ, що забезпечує кращу електромагнітну сумісність. Зворотній зв'язок забезпечує високу якість звуку, проте підсилювач з автоколивальних режимом і змінною частотою генерації важко синхронізувати з будь-якої іншої підсилювальної системою або з'єднати з цифровим джерелом звуку без попереднього цифро-аналогового перетворення.

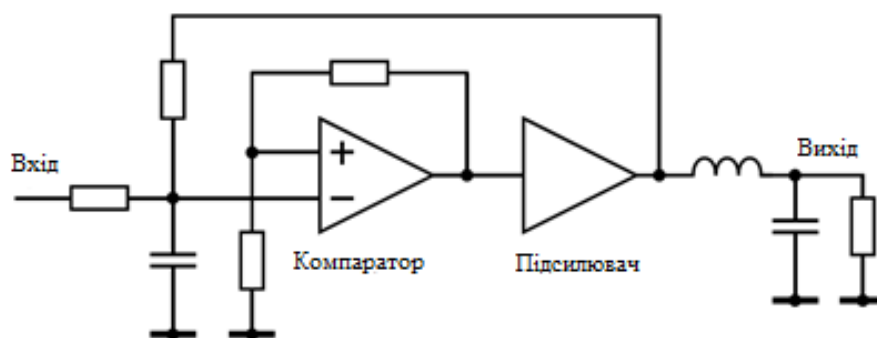


Рисунок 1.8 – Схема організації зворотного зв'язку в підсилювачі класу D з самозбудженням

1.2.2 Реалізація попереднього підсилювача, модулятора та драйвера у одному корпусі

Драйвери в підсилювачах класу D призначені для керування ключами вихідного каскаду. Компанія International Rectifier розробила інтегральну схему IRS2093M – однокристальний чотириканальний інтегральний драйвер кінцевого каскаду на високовольтних потужних польових MOSFET-транзисторах.

У статті [11] розглядається функціонування мікросхеми IRS2093M і наводиться приклад конструкції підсилювача звукової частоти на її основі. Мікросхема IRS2093M в 48-контактному корпусі типу MLPQ є 200В пристрій з вбудованим підсилювачем сигналу помилки і ШІМ-модулятором, що передбачає програмну установку від перевантажень за струмом, дискретну програмну установку вимкненого інтервалу (названий «мертвим») для запобігання викидів наскрізних струмів та інші функції, спеціально призначені для застосування в підсилювачах звукової частоти класу D, виконаних за напівмостовою схемою (рис.1.9).

Крім запобігання викидів струму, дискретна програмна установка вимкненого інтервалу забезпечує мінімальний рівень нелінійних спотворень для різних типів вихідних транзисторів. Захисні функції включають захист від перевантаження по струму (overcurrent protection, OCP) з контролем самоскидання і блокування при зниженій напрузі (undervoltage lockout, UVLO). Ще одна особливість інтегрального драйвера – зниження пускових завад у вигляді клацань, що дозволяє зменшити небажані звукові шуми при запуску і зупинці ШІМ-модулятора.

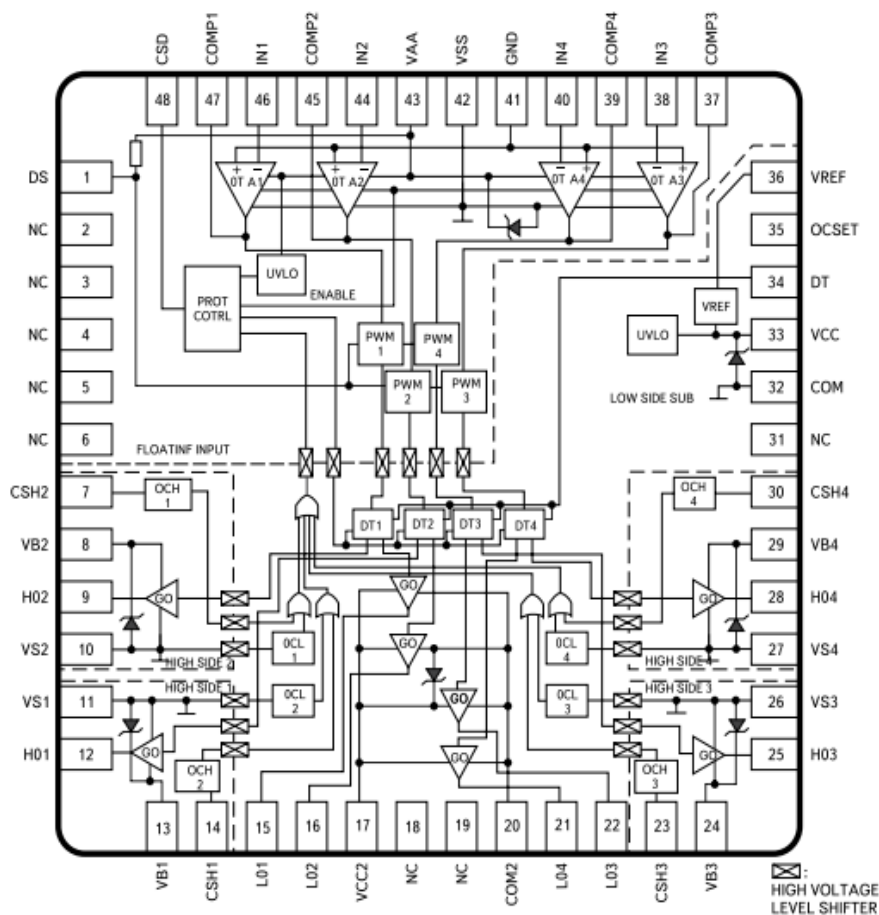


Рисунок 1.9 – Мікросхема IRS2093M

Для забезпечення розв'язки між каналами звукової частоти даної інтегральної схеми застосовуються перевірені методики високовольтної розв'язки р-п – переходів, а також схеми управління плаваючим затвором, реалізовані на базі фірмового технологічного процесу HVIC п'ятого покоління. Результатом є високий ступінь внутрішньої розв'язки сигналів на кристалі, що дозволяє одночасно обробляти сигнали в декількох каналах. Ця розв'язка забезпечує малий рівень власних шумів в кожному каналі, зводячи при цьому до мінімуму перехресні завади. Результати випробувань показують, що власні шуми в кожному каналі залишаються на рівні нижче -80 дБ . В у всьому діапазоні звукових частот, а перехресні перешкоди – на рівні нижче -70 дБ у всьому діапазоні звукових частот. Компактність, висока якість і надійність цього 4-канального підсилювача звукової частоти класу D забезпечується шляхом застосування автоколебательної широко-імпульсної модуляції (ШІМ).

Оскільки дана схема відповідає аналоговій версії сигма-дельта модуляції другого порядку з імпульсним каскадом класу D в складі контуру, всі помилки в діапазоні звукових частот зсуваються в високочастотний діапазон, де вони не сприймаються вухом. Наслідком є менший рівень шуму. Крім того, сигма-дельта модуляція дозволяє конструктору ще більше знизити рівень шумів і спотворень, реалізувавши корекцію помилок в достатньому обсязі.

Додавши вісім спеціалізованих потужних польових MOSFET – транзисторів компанії IR для цифрових аудіосхем і ряд інших зовнішніх пасивних компонентів, можна сконструювати чотириканальний підсилювач звукової частоти класу D з вихідною потужністю до 120 Вт на канал (рис.1.10).

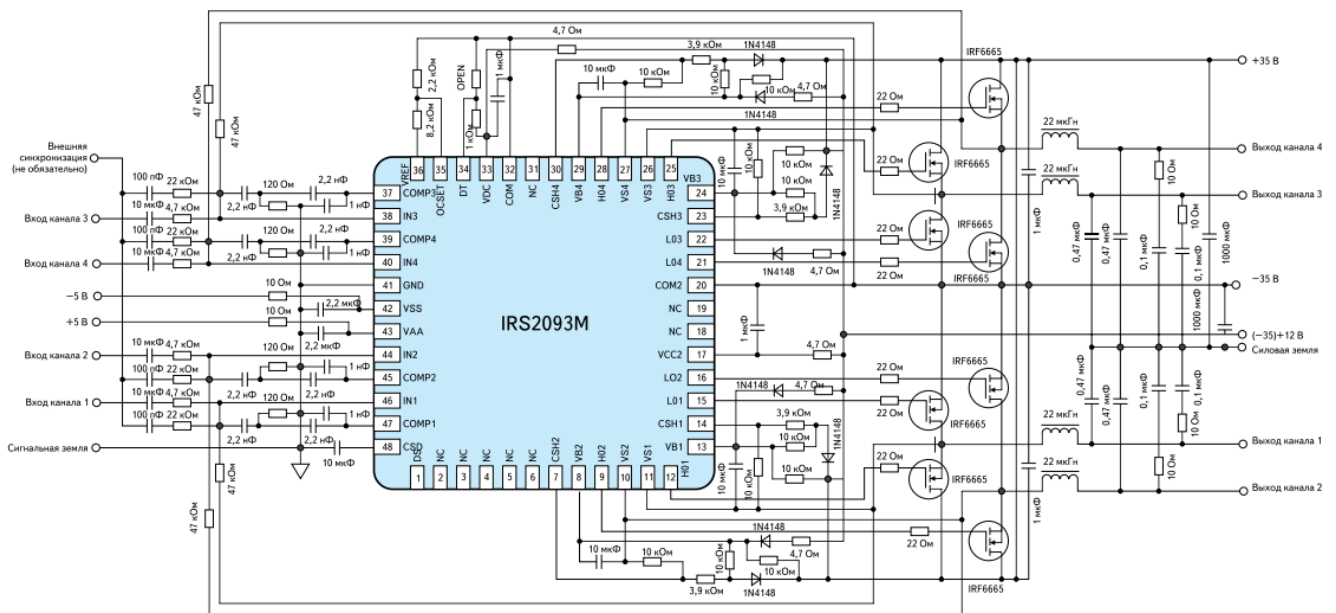


Рисунок 1.10 – Принципова схема чотириканального підсилювача звукових частот класу D

Потужні польові MOSFET-транзистори в корпусі DirectFET для цифрових аудіосхем, наприклад, IRF6665, спеціально оптимізовані для роботи на звукових частотах за такими параметрам, як ККД, сумарний коефіцієнт нелінійних спотворень і стійкість до електромагнітних завад.

1.2.3 Вихідний каскад

Після того, як сигнал пройде через модулятор, його потрібно посилити. Є найрізноманітніші методи, які можна використовувати для посилення модульованого сигналу. Більшість систем класу D використовують конфігурацію мосту (H-bridge – повний міст) або напівмосту (half-bridge). Основними компонентами підсилювача є транзистори, джерелом живлення яких є драйвер. Ось чому підсилювач класу D настільки ефективний.

Мостова схема

На рис.1.11 [11] наведено спрощену схему повномостового (мостового) підсилювача. У мостового підсилювача одночасно спрацьовують два з чотирьох транзисторів. Підсилювач подає на навантаження позитивну напругу, коли відкриваються одночасно транзистори Q1 та Q4, а негативну – коли відкриті Q2 та Q3. Також навантаження заземлене, коли Q2 та Q4 відкриті одночасно. Коли використовується мостова схема, надзвичайно важливо, щоб транзистори Q1 та Q2 не були відкриті одночасно, так само, як і Q3 та Q4, тому що це спричинить коротке замикання та пошкодить і підсилювач, і гучномовець. У мостовому підсилювачі використовують однополярне живлення. За однакової напруги живлення мостова схема включення може забезпечити вдвічі більший вихідний сигнал і вчетверо більшу потужність порівняно з напівмостовою схемою.

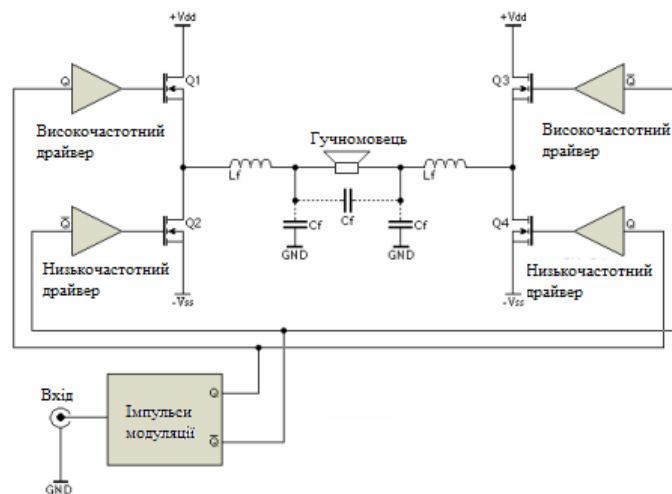


Рисунок 1.11 – Спрощена схема мостового підсилювача

Мостову схему дуже часто застосовують у підсилювачах з низькою (в основному, батарейною) напругою живлення. Наприклад на навантаженні 4 Ом за напруги живлення 3 В можна отримати потужність більше 0,5 Вт, а за напруги 12 В – 12,5 Вт.

Такі підсилювачі випускаються для широкого діапазону напруг живлення і вихідних потужностей. Перевагою є відсутність вихідних конденсаторів і мінімальна обв'язка.

Напівмостова схема

Напівміст – це схема з двома з'єднаними транзисторами, що відкриваються по черзі. Якщо відкриються одночасно обидва, то станеться коротке замикання, сила струму різко збільшиться, що призведе до виходу з ладу вихідних MOSFET-транзисторів. Напівміст зазвичай має двополярне живлення. Також може мати й однополярне, але в такому випадку потрібно підключати гучномовець через блокуючу ємність, щоб прибрати постійну складову вихідної напруги. Напівмостова схема вважається найбільш доцільною для потужностей до 1кВт.

На рис.1.12 наведено базову схему напівмостового підсилювачу [11].

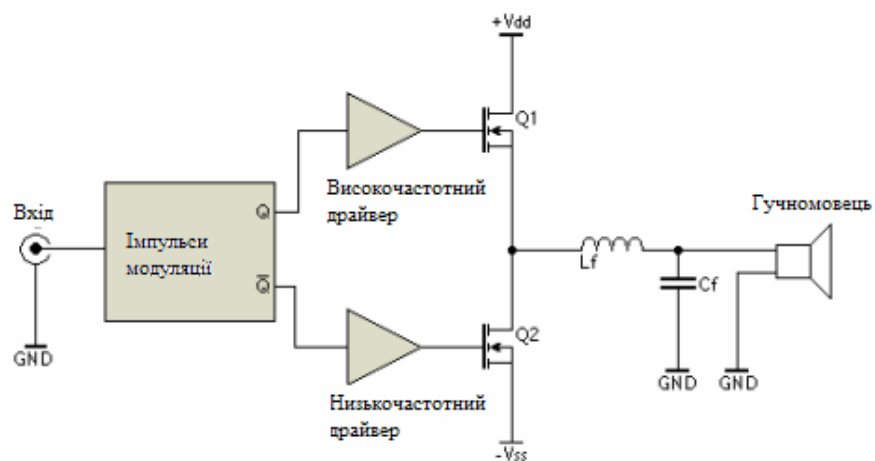


Рисунок 1.12 – Типова схема напівмостового підсилювача

У момент відкриття один з транзисторів підсилює позитивну складову напруги, інший – негативну. Але існує перехідний інтервал, названий «мертвим часом», коли обидва ключа закриті. Цей час має бути в межах 5 ... 100 нс. В

кінцевому рахунку, він впливає на всі характеристики готового підсилювача: і якісні, і потужності. Якість звуку визначається мінімальною тривалістю перехідного інтервалу, якщо він буде дуже маленьким, то можлива ймовірність короткого замикання. Тому для підсилювачів класу D потрібно вибирати високошвидкісні електронні компоненти.

Переваги та недоліки напівмостового та мостового каскадів

У табл.1.2 наведено переваги та недоліки кожної з описаних схем для звукових підсилювачів класу D. Головною проблемою повного мосту є більша кількість компонентів, порівняно з напівмостом. Однією з переваг мостової схеми є зменшення в 2 рази струмів за однакової потужності з напівмостом. При цьому провідники менше нагріваються. Другою перевагою мосту є можливість сформувати двополярний вихідний сигнал, в той час як сам міст буде живитися від однополюсного. У напівмосту такий режим можливий лише при підключенні додаткових конденсаторів. Також схеми відрізняються можливостями в модуляціях.

Таблиця 1.2 – Порівняння особливостей мостових та напівмостових схем

Характеристики	Міст	Напівміст
Напруга живлення	Однополюлярна	Двополярна
Відношення струму	2	1
Кількість транзисторів	4	2
Кількість драйверів	2	1
Зміщення постійної напруги	Не потрібне коригування	Потрібне коригування
Модуляція	3 рівні	2 рівні

Мостові перетворювачі забезпечують значення потужності в чотири рази вище ніж напівміст, бо працюють як два напівмости. Основною позитивною особливістю мостових схем є те, що амплітуда вихідного сигналу становить дві напруги живлення і відповідно значення струму на виході в 2 рази менше ніж в

напівмостових перетворювачів за однакової потужності. В напівмостах використовується 2 джерела живлення, що ускладнює їх схему та конструкцію, навіть не зважаючи на те, що в мостових більша кількість елементів.

Варто зазначити, що підсилювачі, сконструйовані з використанням мостової та напівмостової схем можуть бути виконані як у інтегральному вигляді, так і з використанням драйвера та вихідних транзисторів.

В підсилювачах класу D найчастіше використовують мостові схеми тому що потрібно забезпечити високу потужність. Для моделювання використовуємо напівміст для зменшення часу моделювання.

Захист вихідного каскаду

Вихідний каскад повинен бути захищений від випадків, які можуть привести його до виходу з ладу, таких як перегрів, перевищення абсолютної величини струму вихідних транзисторів, низька напруга, синхронізація включення вихідних транзисторів.

Перегрів: Хоча підсилювачі класу D розсіюють менше тепла, ніж лінійні підсилювачі, небезпека перегріву все ще залишається, якщо підсилювач довго працює при підвищеній потужності. Щоб уникнути цієї неприємності необхідні кола температурного контролю. У простих схемах захисту, вихідний каскад вимикається, якщо його температура, виміряна вбудованим датчиком, перевищить температурний поріг відключення і не включається, поки температура не спаде в норму. Можна використовувати і більш складні схеми контролю. Вимірюючи температуру, кола управління можуть плавно знижувати гучність, зменшуючи тепловиділення і утримуючи температуру в заданих рамках – замість періодичного відключення звуку.

Перевищення абсолютної величини струму вихідних транзисторів: Низький опір вихідних транзисторів у включеному стані не є проблемою, якщо вихідні кола підключені правильно. Великі струми можуть виникнути або в разі короткого замикання вихідний кола або при її замиканні з позитивною або негативною шиною харчування. При відсутності захисту такі струми можуть привести до виходу з ладу транзисторів або інших кіл. Отже, необхідні захисні

кола по вихідному струму. У простих схемах захисту вихідний каскад відключається при перевищенні порогового значення вихідного струму. У більш складних схемах вихід сенсора струму вносить свій внесок у зворотний зв'язок підсилювача, забезпечуючи досить тривалу роботу підсилювача без відключення. В таких схемах відключення проводиться тільки тоді, коли інші заходи захисту виявляються неефективними. Якісні схеми забезпечують захист підсилювача і від великих пікових струмів, що виникають внаслідок резонансу в гучномовцях.

Низька напруга: Більшість вихідних ключових каскадів працює нормально, тільки якщо напруга живлення досить велике. Проблема зазвичай вирішується за допомогою введення кіл блокування, які дозволяють роботу вихідного каскаду тільки при перевищенні напругою живлення певного порогу.

Синхронізація включення вихідних транзисторів: Транзистори верхнього і нижнього плеча мають дуже низьке опір у включеному стані. Тому важливо уникати ситуацій, коли обидва транзистора включені одночасно і протікає великий наскрізний струм між позитивної та негативної шини харчування. У кращому випадку транзистори будуть просто нагріватися і витратити зайву енергію, в гіршому – вони можуть вийти з ладу. Управління за принципом "break-before-make" (відключив перед тим як включив) виключає наскрізні струми вимиканням обох ключів перед тим, як включити один з них. Інтервал часу, в який обидва транзистора вимкнені, називається часом простою (nonoverlapped time) або мертвим часом (dead time) [6].

1.2.4 Вихідні фільтри

Для зменшення габаритів і вартості системи більшість LC фільтрів для підсилювачів класу D є фільтри низьких частот другого порядку. На рис.1.13 наведено мостову схему вихідного каскаду з LC фільтром другого порядку. Хоча імпеданс гучномовця часто апроксимується простим резистором, його структура складніша і містить істотну реактивну складову. Щоб правильно

спроєктувати фільтр, необхідно використовувати точну модель гучномовця. При конструюванні фільтра основною проблемою є забезпечення смуги пропускання з мінімальним спадом в області верхніх звукових частот [6].

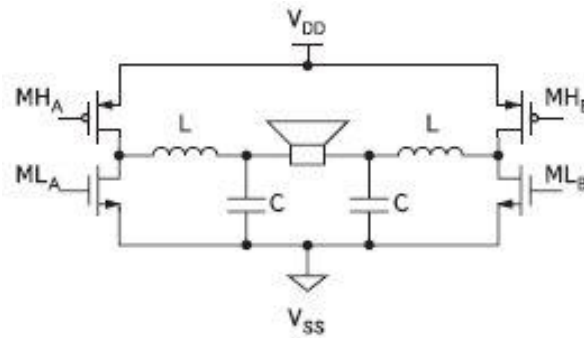


Рисунок 1.13 – Мостова схема вихідного каскаду з LC фільтром

На рис.1.14 наведено АЧХ LCR-фільтра з критичним затуханням (пунктирна лінія для $L=82\text{мкГн}$, $C= L/(4R^2)$), з достатньо монотонною АЧХ (суцільна лінія для $L=90\text{мкГн}$, $C= L/(2R^2)$) та з «викидом» (лінія з точок для $L=81\text{мкГн}$, $C= L/R^2$) [12].

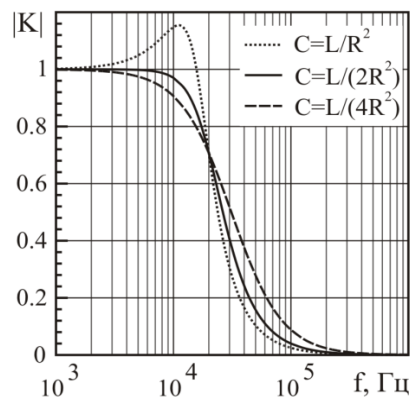


Рисунок 1.14 – АЧХ LCR-фільтрів

Фільтри розраховані для опору навантаження $R=8\text{Ом}$ та частоти зрізу $f_c = 20\text{кГц}$. Видно, що зі збільшенням ємності збільшується крутизна спаду АЧХ. Чим більша крутизна АЧХ фільтра, тим менше будуть пульсації в вихідному сигналі.

На рис.1.15а наведено результати розрахунку вихідного сигналу для фільтра з критичним затуханням, на рис.1.15б – для фільтра з монотонною

АЧХ (АЧХ цих фільтрів наведено на рис.1.14) В останньому випадку пульсація помітна менше [12].

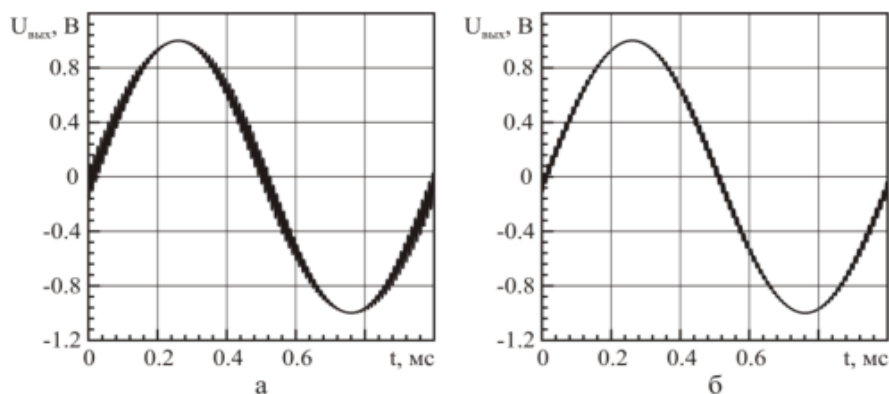


Рисунок 1.15 – Часові діаграми сигналів на виході фільтру з критичним затуханням (а) та фільтром з монотонною АЧХ (б)

Типовий фільтр має частоту зрізу 40 кГц та характеристику Баттерворта (для досягнення максимальної рівномірності характеристики в смузі пропускання), якщо нерівномірність характеристики в смузі частот до 20 кГц не повинна перевищувати 1 дБ. Дані табл.1.3 дають можливість побудови фільтрів з характеристикою Баттерворта для гучномовців з типовими імпеданс і стандартних значень L і C.

Таблиця 1.3 – Значення індуктивності, ємності, опору та смуги частот для побудови фільтрів з характеристиками Баттерворта

Індуктивність, L, мкГн	Ємність, C, мкФ	Опір гучномовця Ом	Смуга частот -3дБ кГц
10	1,2	4	50
15	1	6	41
22	0,68	8	41

Якщо відсутній зворотний зв'язок безпосередньо з гучномовця, величина спотворень буде залежати від лінійності складових фільтра. Фактори, що

визначають конструкцію дроселя є величина і форма сигналу струму, і опір обмотки.

Величина струму: Обрана індуктивність повинна мати номінальні струми вище, ніж максимальні струми підсилювача. Причина в тому, що осердя дроселя досягають магнітне насичення, якщо величина струму стає занадто великою і щільність магнітного потоку стає занадто високою. Це призводить до значного зниження індуктивності.

Дросель є індуктивним елементом, що складається з намотаної на каркас обмотки, одягнутої на осердя. Якщо витків багато, опір, пропорційне довжині дроти, стає значним. Так як це опір включається послідовно між плечем моста і гучномовцем, частина вихідної потужності буде розсіюватися на ньому. Якщо опір виходить занадто великим, необхідно використовувати провід більшого діаметра або інший матеріал осердя – для зниження числа витків без зменшення індуктивності [6].

1.2.5 Електромагнітні завади від підсилювачів класу D

Основними джерелами електромагнітних завад підсилювачів потужності класу D є вихідні каскади, що працюють в ключовому режимі. Крім того додаткові високочастотні завади створюються викидами напруги при замиканні силових транзисторів. Завади поширюються декількома шляхами: від "паразитних антен", сформованими друкованими провідниками на платі; радіочастотною емісією проводів, що з'єднують підсилювач потужності з гучномовцем (або акустичною системою); радіочастотною емісією вихідного фільтру. На рис.1.16 наведено форму сигналів з викидами, сформованих eGaN FET та MOSFET транзисторами, які викликають створення електромагнітних завад.

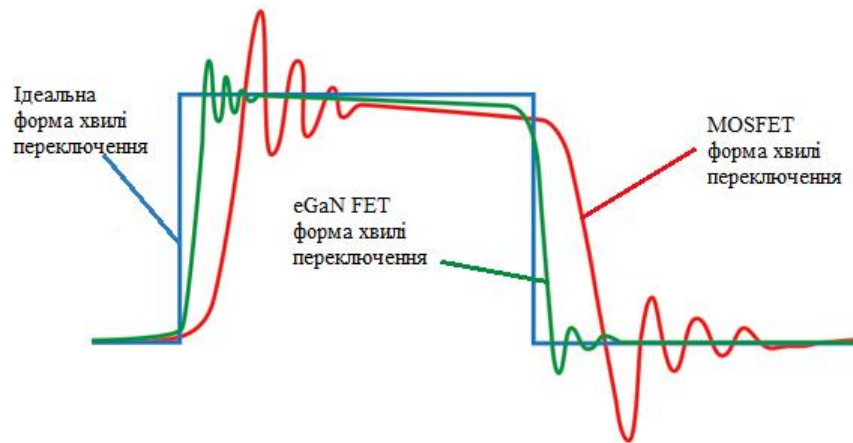


Рисунок 1.16 – Форма сигналів, сформованих eGaN FET та MOSFET транзисторами.

В якості "паразитних антен" можуть виступати довгі провідники, перехідні отвори, довгі виводи елементів, роз'єми плати та інше. Елементи на платі виступають в ролі половини диполя антени, тоді як другою половиною є провідники на платі. Неправильне проектування друкованої плати може привести до того, що цілі її сегменти можуть вести себе як паразитні дипольні антени [13].

Струми кондуктивних завад протікають від джерела завад до рецептору симетричними (Differential Mode) та несиметричними (Common mode) шляхами. При протіканні симетричним шляхом струмів завад, що протікають в двох провідниках є рівними по значенню, але протилежними за напрямком. Несиметричні струми завад протікають між кожним з провідників та землею через проводи заземлення та паразитні ємкості.

В аспекті електромагнітних завад підсилювачів потужності ключового типу доцільно класифікувати в залежності від призначення. Конструкція підсилювача, вихідна потужність та рівень створюваних їм завад визначається сферою застосування. Підсилювачі потужності класу D можна класифікувати таким чином:

- підсилювачі для портативних пристроїв: мобільні телефони, смартфони, персональні ПК та інші з напругою джерела 2,5...5,5 В;

- автомобільні підсилювачі с напругою 10...26 В;
- підсилювачі для побутової електроніки з напругою 20...60 В з одно- або двополярним джерелом живлення;
- потужні підсилювачі (більше 1 кВт) та спеціалізовані підсилювачі (для вібростендів, приводів асинхронних двигунів тощо) [13].

1.2.6 Позитивні та негативні властивості класу D

В режимі роботи класу D втрати енергії всередині підсилювального елемента дуже маленькі і ККД великий. Теоретично, ККД подібних підсилювачів може досягати 100%, але, на жаль, опір каналу транзистора хоч і малий, але все ж не нульовий. Але, тим не менше, в залежності від опору навантаження, ККД підсилювачів цього типу може досягати 90% – 95%. Зрозуміло, при такій ефективності нагрівання вихідних транзисторів практично відсутній, що дозволяє створювати дуже маленькі і економічні підсилювачі. Коефіцієнт гармонійних спотворень при грамотному побудові вихідного фільтра можна довести до 0,01%, що є прекрасним результатом. Спотворення зростають при збільшенні частоти сигналу і зниженні частоти дискретизації. Непрямим чином від частоти дискретизації залежить і вихідна потужність – з ростом частоти зменшуються індуктивність котушок і знижуються втрати в вихідному фільтрі. Попри позитивні особливості підсилювачів класу D, варто зазначити і негативні. А саме нелінійні спотворення, що виникають. Адже вони напряму впливають на якість звучання. Спотворення включають нелінійність, що визначається способом модуляції і “мертвим” періодом, котрий необхідний для запобігання виникнення наскрізного струму у момент, коли обидва транзистори напівмосту – відкриті.

Висновки до 1 розділу

У результаті аналізу особливостей звукових підсилювачів різних класів з'ясовано, що підсилювачі класу А мають найнижчий ККД (20 – 30%), але позитивним критерієм є малі нелінійні спотворення вхідного сигналу. ККД підсилювачів класу В становить 50%, але нелінійні спотворення мають недопустиме значення. Середнє значення ефективності класу АВ становить близько 70%, за рахунок цього вони сильно виграють за якістю та чистотою вихідного сигналу. Підсилювачі класу Н мають ККД 83% при коефіцієнті гармонійних спотворень 0,1%. Перевага класу Т полягає в низькому рівні інтєрмодуляційних спотворень, що менше коефіцієнта гармонік.

Клас D має такі особливості: 1) ККД підсилювачів цього типу може досягати 90% – 95%; 2) нагрівання вихідних транзисторів практично відсутнє, що дозволяє створювати дуже маленькі і економічні підсилювачі; 3) коефіцієнт гармонійних спотворень при грамотному побудові вихідного фільтра можна довести до 0,01%; 4) спотворення зростають при збільшенні частоти сигналу і зниженні частоти дискретизації; 5) спотворення включають нелінійність, що визначається способом модуляції і "мертвим періодом", котрий необхідний для запобігання виникнення наскрізного струму у момент, коли обидва транзистори напівмосту – відкриті; 6) негативним критерієм також є виникнення електромагнітних завад.

В даному розділі детально розглянуто підсилювач, що працює в режимі класу D, тому що даний клас обрано для майбутнього моделювання та підрахунку коефіцієнтів спотворень вихідного каскаду підсилювача.

Для досягнення мети дисертаційної роботи необхідно здійснити такі дослідження:

- дослідити особливості вихідних каскадів підсилювачів класу D;
- дослідити підходи до моделювання звукових підсилювачів класу D;
- розробити модель вихідного каскаду підсилювача класу D;
- дослідити спотворення, обумовлені вихідним каскадом підсилювача класу D на GaN транзисторах.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ ВИХІДНИХ КАСКАДІВ ПІДСИЛЮВАЧІВ КЛАСУ D

2.1 Загальна характеристика

Існує декілька різновидів виконання вихідних каскадів підсилювачів класу D. Вони визначаються вихідними характеристиками підсилювача.

Вихідні каскади мають ряд особливостей: 1) ККД повинен бути досить високим, так як вихідні каскади споживають від джерел живлення значно більшу потужність, 2) збільшення потужності в навантаженні викликає збільшення нелінійних спотворень, бо для виділення в навантаженні заданої потужності на вхід каскаду потужного підсилювача подається велика амплітуда сигналу, яка охоплює значну область характеристик транзистора; 3) величина максимальної неспотвореної потужності і ККД кінцевого каскаду класу D залежить від типу транзистора і схеми каскаду; 4) для отримання середньої і великої потужності (одиниці – десятки ват і вище) використовують спеціальні потужні транзистори; 5) каскад може бути реалізованим на дискретних транзисторах або інтегральних мікросхемах – в залежності від потреб.

2.2 Вихідні каскади на дискретних транзисторах

Перевагою дискретного рішення побудови підсилювачів є можливість забезпечити велику вихідну потужність. Недоліком є те що, дискретні підсилювачі потребують більше деталей для побудови, порівняно з інтегральними.

Як зазначалося, дискретну побудову вихідного каскаду підсилювачів доцільно використовувати для конструювання потужних підсилювачів. Це зв'язано з тим, що можна підібрати потужні транзистори та легше забезпечити відвід тепла. Інтегральна побудова часто використовується для створення малопотужних підсилювачів, тому що потужність обмежена особливостями

конструкції. Інтегральні підсилювачі оптимізують при розробці, в першу чергу, за такими параметрами, як мінімізація напруги зміщення нуля і його температурного коефіцієнта, що не є принциповим для звукопідсилення. Крім того, вони працюють неодмінно з глибоким негативним зворотним зв'язком і при додаванні зовнішніх каскадів можуть самозбуджуватися. Мають обмежену напруга живлення, чого недостатньо для потужного вихідного каскаду схеми підсилювача потужності на транзисторах [14].

Для прикладу, розглянуто просту схему підсилювача звуку класу D, що побудований на дискретних транзисторах (рис.2.1).

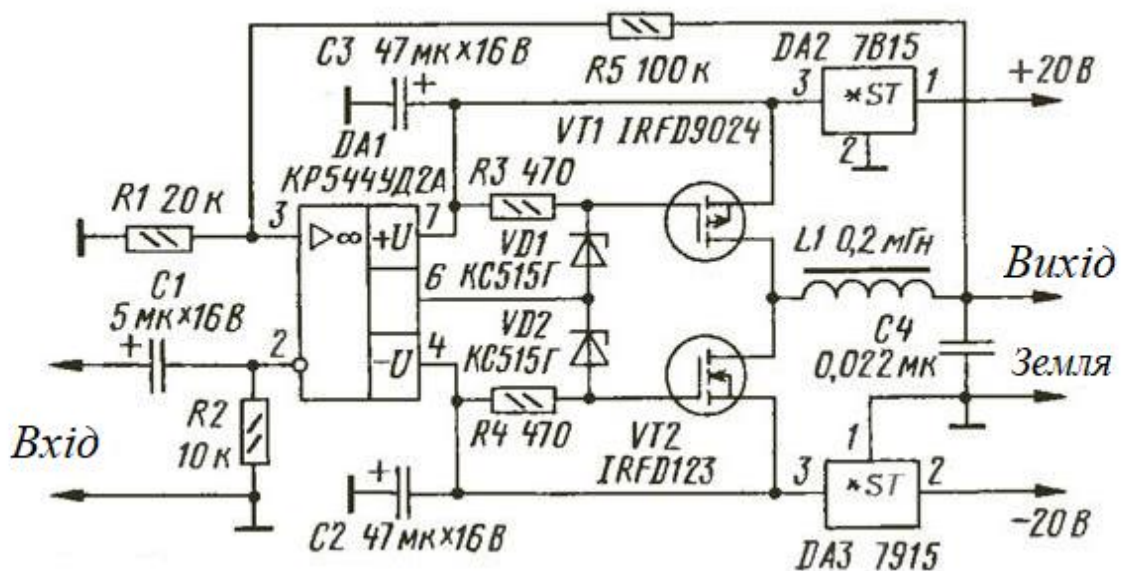


Рисунок 2.1 – Схема підсилювача звуку класу D на дискретних транзисторах

Операційний підсилювач (ОП) DA1 використовується в якості компаратора, який порівнює сигнали на вході і виході підсилювача. Модульовані сигналом імпульси з виходу ОП подаються на двотактний каскад з польовими транзисторами VT1, VT2. Стабілітрони VD1, VD2 необхідні для виключення наскрізного струму через потужні транзистори вихідного каскаду. Цей струм виникає під час перемикування ключа і є основним джерелом зниження ККД в неправильно розрахованих двотактних каскадах. Резистори

R3, R4 необхідні для розрядки ємності затвора польових транзисторів. Дросель L1 і конденсатор C4 утворюють ФНЧ, з якого вихідний сигнал надходить до гучномовця. Крім того, вихідний сигнал надходить на неінвертуючий вхід ОП DA1 через дільник R5R1, який визначає коефіцієнт посилення підсилювача. Резистор R2 задає вхідний опір підсилювача; при необхідності його можна збільшити. Мікросхеми DA2 і DA3 стабілізують напруга живлення пристрою.

Принцип дії підсилювача досить простий. Фактично підсилювач являє собою генератор, частота якого визначається резонансною частотою контуру L1C4. Через те, що амплітуда імпульсного сигналу на виході підсилювача постійна (і майже дорівнює напрузі живлення), зміна напруги на інвертуючому вході ОП призводить до зміни тривалості і частоти імпульсів, що надходять в контур.

Слід зазначити, що при підключенні навантаження характер коливань в контурі набуває аперіодичний характер. В цьому випадку частота перемикавання визначається не тільки параметрами контуру L1C4, але і коефіцієнтом підсилення всього пристрою з розімкненою петлею зворотного зв'язку, а також затримкою перемикавання каскадів.

Особливістю підсилювача є наявність високочастотних коливань напруги на навантаженні. Для сабвуфера це не є недоліком, так як опір головки на ультразвукових частотах досить високий. Однак при підключенні до підсилювача багатополісних акустичних систем може виникнути помітний струм через головку ВЧ. Для виключення цього струму на виході підсилювача необхідно включити додатковий ФНЧ, який не входить в петлю зворотного зв'язку.

Як приклад на рис.2.2 наведено модуль підсилювача класу D на дискретних транзисторах. Модуль забезпечує 200 Вт вихідної потужності, при цьому джерело живлення ± 55 В. Розмір плати 110x78 мм [15].

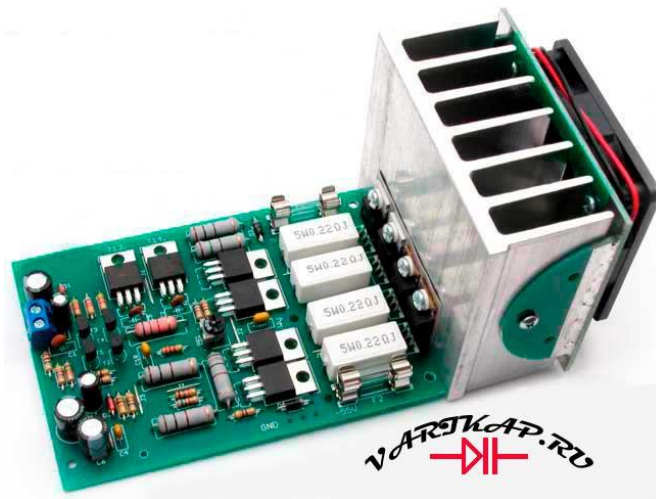


Рисунок 2.2 – Приклад модуля підсилювача класу D на дискретних транзисторах

2.3 Вихідні каскади на інтегральних мікросхемах

Існує велика кількість інтегральних та гібридних підсилювачів потужності звуку класу D. До їх переваг можна віднести невелику кількість компонентів, необхідних для підключення та невеликі розміри. Недоліком підсилювачів на інтегральних мікросхемах є обмежена вихідна потужність.

Підсилювачі потужності на інтегральних мікросхемах існують протягом досить тривалого часу і широко використовуються. До появи підсилювачів класу D вони мали відносно низьку потужність і невисоку продуктивність.

Вагомим етапом у розвитку класу D стало створення мікросхем, в які інтегрований не тільки драйвер, але і вихідні ключі. Саме до таких мікросхем відносяться MP7720, MP7731 і MP7781 фірми MPS (Monolithic Power Systems), які далі розглянуті у якості прикладу. Всі підсилювачі монофонічні. Про номінальної вихідної потужності говорить передостання цифра в найменуванні: MP7720 – 20 Вт, MP7731 – 30 Вт, MP7781 – 80 Вт. Пікова вихідна потужність цих мікросхем вдвічі більше. В табл.2.1 наведені основні характеристики даних мікросхем [16].

Таблиця 2.1 – Основні характеристики мікросхем Monolithic Power Systems

Характеристики	Мікросхеми		
	MP7720	MP7731	MP7781
Діапазон напруг живлення, В	7,5...24	7,5..18	7,5...24
Пікова потужність, Вт	20	30	80
ККД, %	90	90	85
Коефіцієнт нелінійних спотворень %, при 1 Вт	0,04	0,1	0,1
Глибина придушення пульсацій джерела живлення, дБ	60	60	60
Корпус	SOIC8, PDIP8	TS SOP20	SOIC24
Особливості підключення	Напівмостова схема	Мостова схема	Мостова схема

Як приклад розглянемо мікросхему MP7781. Опис виводів мікросхеми відображено в табл.2.2 [16].

Таблиця 2.2 – Призначення виводів мікросхеми MP7781

Номер виводу	Позначення	Призначення
1	DR1	Вихід управління стабілізатором напруги живлення низьковольтної частини каналу 1
2	NC	Не використовується (рекомендується підключати до виводів 1 та 3)
3	GND	Корпус внутрішнього модулятора

Продовження таблиці 2.2

Номер виводу	Позначення	Призначення
4	AL 2	Неінвертуючий вхід каналу 2
5	BL 2	Інверсний вхід каналу 2 (вхід AUDIO та ООС)
6	MO 2	Вихід внутрішнього ШІМ + каналу 2 (з відкритим стоком)
7	SHDN2	Вхід дозволу каналу 2. Активний рівень – низький
8	BS 2	Вхід кола додаткової напруги каналу 2
9	GND	Вхід кола живлення
10	SW2	Вихід каналу 2
11	V +	Вхід напруги живлення ШІМ (7,5...24 В)
12	M 2	Вхід сигналу ШІМ на передкінцевий каскад каналу 2
13	DR 2	Вихід управління стабілізатором напруги живлення низьковольтної частини каналу 2
14	NC	Не використовується
15	V +	Вхід напруги живлення каналу 2 (7,5...24 В)
16	MO 1	Вихід внутрішнього ШІМ + каналу 1 (з відкритим стоком)
17	AL 1	Інверсний вхід каналу 1 (вхід ООС)
18	BL 1	Неінвертуючий вхід каналу 1 (вхід AUDIO)
19	SHDN1	Вхід дозволу каналу 1. Активний рівень – низький
20	BS 1	Вхід кола додаткової напруги каналу 1
21	GND	Корпус кіл живлення
22	SW1	Вихід каналу 1
23	V +	Вхід напруги живлення каналу 1 (7,5...24 В)
24	M 1	Вхід сигналу ШІМ на передкінцевий каскад каналу 1

Типова принципова схема УМЗЧ мікросхеми MP7781 наведена на рис.2.3 . Вхідний сигнал подається на виводи 5 і 18 мікросхеми через обмежувальний резистор R20 і розділюючий конденсатор C25. Резистори R3, R5, R7, R17, R19, R21, R12, R8 і конденсатори C6, C24, C9, C15 входять в кола ООС по постійній і змінній напрузі. Ці кола задають коефіцієнт підсилення мікросхеми і постійної напруги, рівні половині напруги живлення, в середніх точках, тобто на виходах каналів мостового УМЗЧ (виходи 10 і 22 мікросхеми). Конденсатор C25 в каналі 1 і C18 в каналі 2 – конденсатори, які необхідні для підвищення ККД підсилювача.

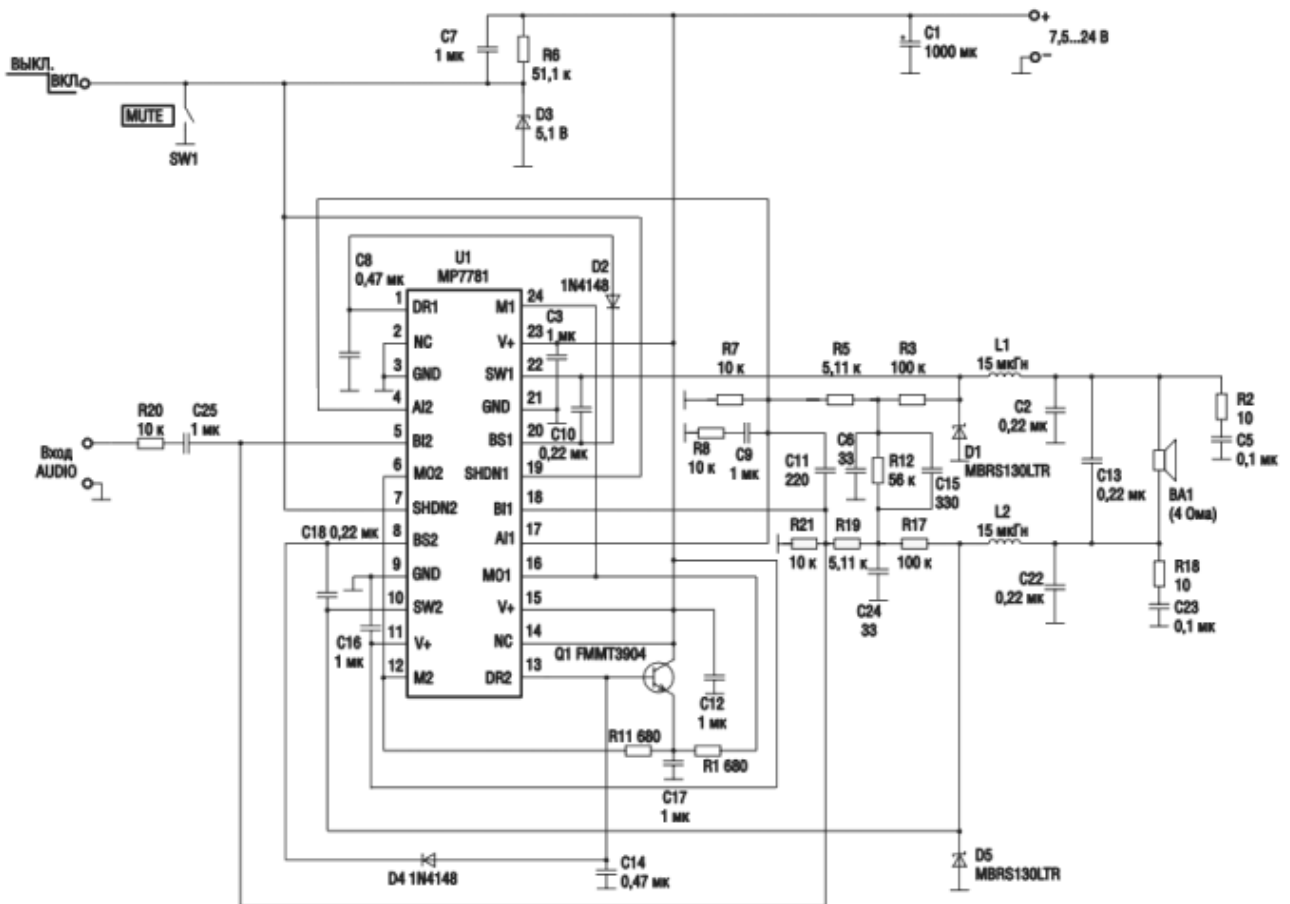


Рисунок 2.3 – Принципова схема УМЗЧ класу D на мікросхемі MP7781

L1, C2, L2, C2, C13, R2, C5, R18, C23 – це деталі ФПЧ, які пропускають на гучномовець сигнал звуку і подавляють імпульсні високочастотну складову сигналу ШІМ. Котушки ФПЧ L1 і L2 повинні бути розраховані на номінальний

струм 5 А. Оптимальна частота ШІМ перетворення для мікросхеми MP7781 становить 400 кГц. Вона визначається ємністю конденсатора С1, який включений між виходами диференціальних входів цієї мікросхеми (між з'єднаними по два виходами 5, 18 і 4, 17). Гасіння викидів ЕРС і індукційних струмів, що виникають в котушках ФНЧ L1 і L2 в моменти переключення вихідних ключів, коли всі вони замкнені, здійснюється діодами Шоткі D1 і D5.

Кожен з каналів має вхід дозволу (активний рівень низький). Вихід 19 (SIIDN1) – це вхід дозволу каналу 1, а вхід 7 (SIIDN2) – вхід дозволу каналу 2. Ці входи пов'язані один з одним. Високий рівень (сигнал заборони) формується за допомогою параметричного стабілізатора R6, D3. За такого рівня підсилювач відключений і знаходиться в режимі MUTE, який характерний малим струмом споживання.

Щоб отримати такий малий струм споживання в режимі MUTE, в мікросхему вбудовані стабілізатори живлення низьковольтної частини і схема їх комутації. Сигнали управління цієї схеми виводяться з мікросхеми через виводи 1 (DR1) і 13 (DR2), а потім, через комутуючі діоди D2 і D4, надходять відповідно на виводи 20 (BS1) і 8 (BS2). Крім того, в робочому режимі високий рівень сигналу, що управляє з виводу 13 (DR2) відкриває ключ на біполярному транзисторі Q1. Через цей транзистор напруга живлення надходить в точку з'єднання резисторів R1 і R11. У мікросхеми MP7781 є ще чотири цікавих виводи. Це виводи 16 (MO1), 24 (M1), 6 (M02) і 12 (M2). MO1 і M02 – це виводи широтно-імпульсних модуляторів відповідних каналів, а M1 і M2 – це входи вихідних ключів мікросхеми. Виводи MO і M з однаковими номерами з'єднані між собою. Крім того, виходи MO1 і MO2 мають відкритий стік. Підтягувальні резистори (резистори зовнішнього навантаження), підключені між цими виводами і напругою живлення на емітер транзистора Q1 – це відомі вже резистори R1 і R1. С1 – конденсатор фільтра живлення, а конденсатори С3, С12, С16, С8, С10, С14 і С18 – розв'язувальні. Для поліпшення розв'язки і зменшення наведень їх рекомендується встановлювати як можна ближче до відповідних виводів мікросхеми. Для усунення характерного для УМЗЧ

кляцання при включенні в схему встановлені конденсатори С7 і С9. Для забезпечення стабільності роботи і повторюваності схеми резистори R3, R5, R7, R17, R19, R21 і R12 повинні мати допуск 1%. Такий же допуск повинен мати і резистор R6.

Основні особливості і параметри мікросхеми наведені в табл.2.3 [16].

Таблиця 2.3 – Характеристики мікросхеми MP7781

Особливості	MP7781	Одиниці вимірювання
Номінальна потужність при 24В та 4 Ом	80	Вт
Коефіцієнт нелінійних спотворень на частоті 1 кГц при вихідній потужності 1 Вт	0,1	%
ККД	95 (при 80Вт)	%
Частота перетворення ШІМ	400	кГц
Напруга живлення	7,5...24	В
Ефективна напруга вхідного сигналу	1	В
Вихід	міст	–
Опір каналу вихідних МДП + ключів стані насичення	0,105	Ом
Динамічний діапазон	90	дБ
Корпус	SOIC24	–

Коефіцієнт нелінійних спотворень 0,1 % можна досягти і гарантується тільки на частоті 1 кГц при вихідній потужності 1 Вт. З ростом частоти і потужності він підвищується. Залежність коефіцієнта нелінійних спотворень мікросхеми MP7781 від потужності (при частоті сигналу 1 кГц, напрузі живлення 24 В і опорі навантаження 4 Ом) наведена на рис.2.4 а, а від частоти сигналу (при напрузі живлення 24 В, опорі навантаження 4 Ом і потужності 19,6 Вт) – на рис.2.4 б.

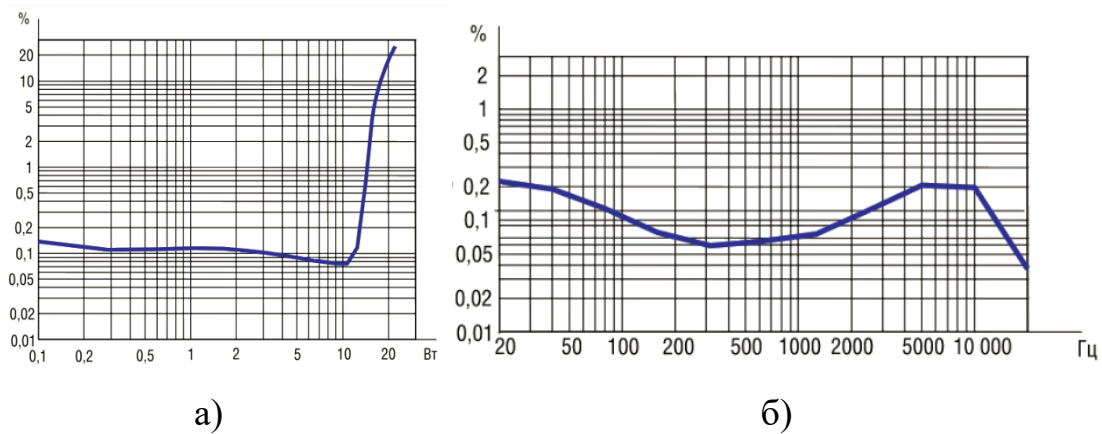


Рисунок 2.4 – Залежність коефіцієнта нелінійних спотворень мікросхеми MP7781: а) від потужності при частоті сигналу 1 кГц, напрузі живлення 24 В та опорі навантаження 4 Ом; б) від частоти при напрузі живлення 24 В, опорі навантаження 4 Ом та потужності 19,6 Вт

Опис зразка підсилювача класу D у вигляді спеціалізованої мікросхеми

Двоканальний підсилювач класу D MAX9744 зібраний на невеликій платі, забезпечує вихідну потужність до 20 Вт на канал на навантаження 4 – 8 Ом [17]. Має роз'єм 3,5 мм для навушників. Також має як аналогові, так і цифрові регулятори гучності. До мікроконтролера підключається по інтерфейсу I2C.

Технічні характеристики:

- живлення від напруги 4,5В – 1 4В постійного струму;
- енергоефективність до 93% (88 – 93% у типових підсилювачах);
- струм спокою 20 мА;
- максимальне підсилення до 29,5 дБ;
- цифровий та аналоговий вхід;
- забезпечує зниження електромагнітних завад без фільтра;
- вихід стерео, потужністю до 20 Вт на канал;
- захист від КЗ та теплового перевантаження.

Розташування виводів на платі наведено на рис.2.5–2.7, без конденсатора живлення та роз'ємів для підключення звукових колонок [17].

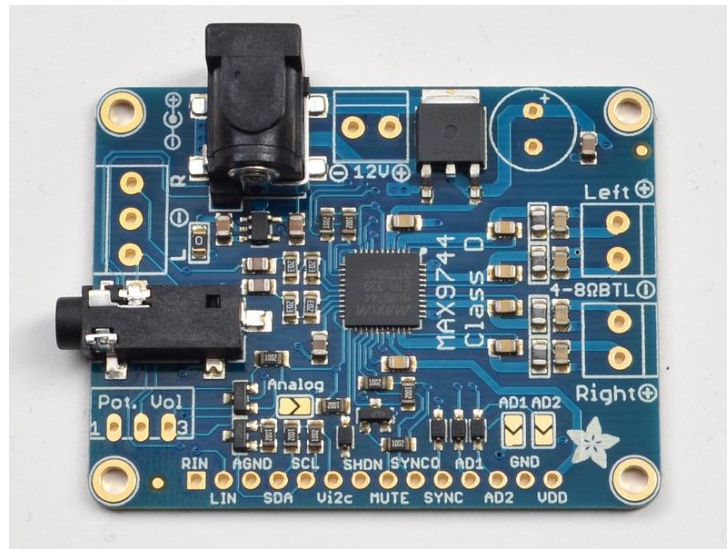


Рисунок 2.5 – Розташування портів на платі

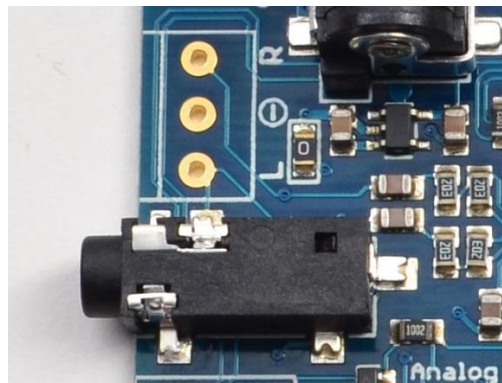


Рисунок 2.6 – Розташування аудіо входів на платі

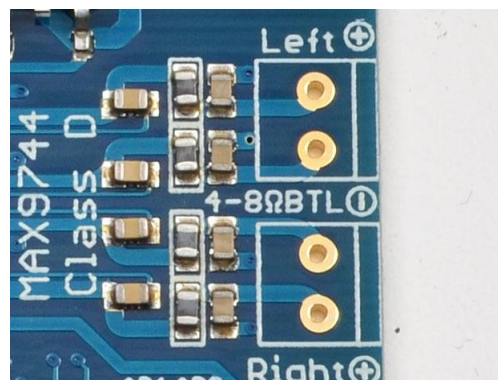


Рисунок 2.7 – Розташування аудіо виходів гучномовців

Динаміки можуть мати імпеданс від 4 до 8 Ом, максимальна потужність 20 Вт. Оскільки це підсилювач класу D, сигнал на його виходах є високочастотними (~ 300 кГц) імпульсами прямокутної форми. Індуктивність динаміка згладжує цей сигнал як фільтр на звукових частотах 20...20000 Гц.



Рисунок 2.8 – Додаткові контакти

Якщо підсилювач використовується в аналоговому режимі, то до Pot. Vol контактів підключається потенціометр 1 кОм, а до додаткових контактів (рис.2.8) немає потреби підключатися. Перемички AD1, AD2, Analog замкнено, для того, щоб повідомити мікроконтролеру, що буде використано потенціометр для регулювання гучності.

У підсилювачі використовують наступні контакти:

- RIN – дублікат правого вхідного аудіоканалу.
- LIN – дублікат лівого вхідного аудіоканалу.
- AGND – аналогова земля.
- SDA – цифровий режим для керування гучністю через i2c.
- SCL – цифровий режим для керування гучністю через i2c.
- Vi2c – посилення напруги I2C для логіки. Використовується тільки в цифровому режимі – підключають до 3В або 5В, незалежно від того, який мікроконтролер використовують.
- SHDN – цифровий вимикач. Підключають до землі, щоб вимкнути всю мікросхему і перевести її в режим низького енергоспоживання.
- MUTE – цифровий вимикач. Підключають до землі, щоб вимкнути лише аудіовиходи, це швидше, ніж вимикання та зберігає цифровий рівень звуку I2C.

- SYNCO – синхронізований вихід – високочастотний сигнал від генератора ШІМ, близько 1,4 МГц.
- SYNC – синхронізований вхід, для досвідчених користувачів, які хочуть використовувати свою частоту ШІМ, тримати її вище 800 кГц.
- AD1 – I2C адреса контакта №1.
- AD2 – I2C адреса контакта №2.
- GND – земля.
- VDD – живлення 5 – 12 В постійного струму. Можна використовувати для живлення інших пристроїв, що підтримують напругу 5 – 12 В постійного струму [17].

Перемичка ззаду дозволяє перемикати аналогову землю (AGND) на цифрову (DGND).

Використання інтегральних збірок замість дискретних компонентів може бути вигідно по ряду причин. По-перше, вдається створити більш компактні рішення. По-друге, збірка має мінімальні значення паразитних індуктивностей, що дає додаткові переваги на більш високих частотах

2.4 Використання GaN транзисторів у вихідних каскадах

В підсилювачах класу D у вигляді підсилювального елементу використовують польові транзистори на основі кремнію (Si MOSFET) та починають використовувати польові транзистори на основі нітриду галію (GaN FET). Сьогодні кремнієва технологія практично досягла граничних можливостей, найбільш перспективний нітрид галію. Завдяки високій дрейфовій рухливості носіїв заряду опір GaN-транзисторів у відкритому стані невеликий. Теплопровідність нітриду галію також вище ніж у кремнієвих, що призводить до відсутності нагрівання приладів на основі нього. Швидкість перемикання GaN-транзисторів висока, що дозволяє їм працювати на високих частотах перемикання 100...1000 кГц. В табл.2.4 наведено порівняльний аналіз відомих напівпровідникових матеріалів [18].

Таблиця 2.4 – Порівняльний аналіз відомих напівпровідникових матеріалів

Характеристики	Si	GaAs	6H SiC	GaN	Алмаз
Ширина забороненої зони, В	1,12	1,43	3,03	3,45	545
Діелектрична проникність	11,9	13,1	9,66	9	5,5
Напруга електричного поля пробою, кВ/см	300	455	2500	2000	10000
Рухливість електронів, $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$	1500	85	500	1000	1000 – 2000
Рухливість дірок, $\text{см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$	600	400	101	850	850
Теплопровідність, Вт/см·К	1,5	0,46	4,9	1,3	22
Швидкість дрейфу електронів в режимі насичення, 10^7 см/с	1	1	2	2,2	2,7

Основна причина того, що нітриду галію віддається перевага перед іншими перспективними для виготовлення потужних приладів напівпровідниковими матеріалами (GaAs, SiC, алмаз) – високі характеристики приладів на його основі при відносно низьких витратах на їх виготовлення. Одне з найбільш перспективних властивостей нітриду галію з точки зору створення потужних приладів для силової електроніки – можливість формування AlGaN / GaN гетероструктурних польових транзисторів з малим опором у відкритому стані, завдяки високим значенням рухливості і концентрації носіїв заряду двомірного електронного газу (2DEG), який формується на кордоні розділу гетероструктур и, струм насичення такої структури великий, а завдяки великій ширині забороненої зони, пристрої на основі AlGaN / GaN мають високу вихідну потужність. При цьому загальний заряд затвору і заряд затвору щодо стоку (Q_g і Q_{gd} , відповідно), необхідні для перемикавання транзистора, менше ніж у кремнієвих приладів такої ж

потужності. А чим менше заряд затвору щодо стоку, тим вище швидкість перемикання і тим менші втрати транзистора [19].

Розглянемо традиційну одиницю GaN-транзистора (рис.2.9 а) [20].

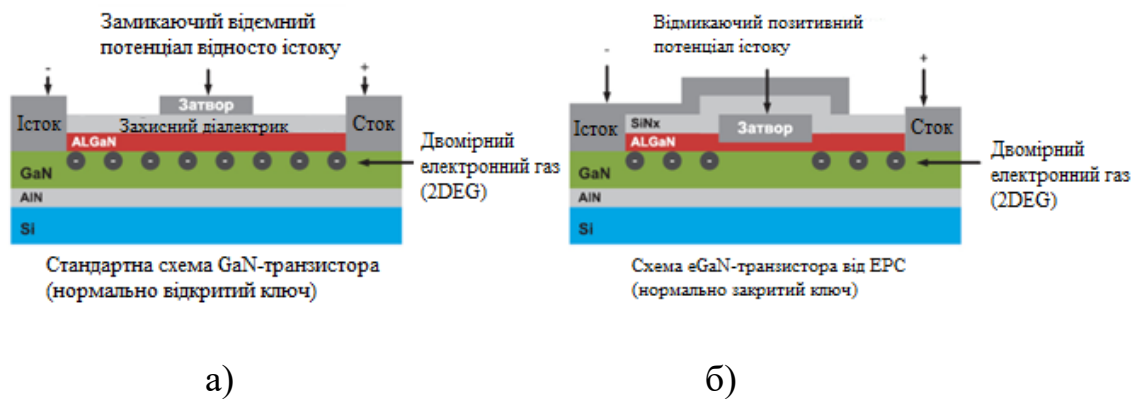


Рисунок 2.9 – Традиційна одиниця а) GaN-транзистора та б) eGaN FET транзистора компанії EPC

Кремнієвий шар (Si) є базовим, на якому нарощується захисний шар AlN. Далі формується гетероструктура GaN / AlGaN. Наступним кроком створюються захисний діелектричний шар і електроди. GaN і AlGaN мають полярну природу. З цієї причини вже в процесі росту на їх кордоні відбувається спонтанна поляризація з утворенням поверхневих зарядів. Крім того, GaN має виражені п'єзоелектричні властивості. Під дією деформації і механічної напруги він додатково поляризується. Так як ґратки GaN і AlGaN мають неузгодженість, то такі напруги неминуче виникають на кордоні їх розділу. В результаті процеси поляризації викликають формування заряду в вигляді двовірної площини (двовірний електронний газ, 2DEG) [21].

Якщо на електроди стоку і витоку такої базової одиниці подати напругу, то почне протікати струм, навіть якщо напруга на затворі дорівнює нулю. Таким чином даний прилад є нормально відкритим. Щоб припинити протікання струму на затвор, необхідно подати негативну напругу щодо витоку (рис.2.9а).

Цілком очевидно, що такий транзистор досить незручний у використанні, бо схема має спрощений вид. Для ефективного відводу тепла від шару GaN необхідна наявність підкладки, а всі стандартні матеріали (Si, SiC, сапфір) мають неузгодженість кристалічних решіток з GaN. Щоб знизити механічні

напруженості, вводять додаткові шари. Аналогічно додаються і шари між іншими різнорідними матеріалами осередки. В результаті структура виявляється складною [21].

Компанією Efficient Power Conversion (EPC) була запропонована поліпшена структура транзистора, яка отримала назву eGaN® FET (Enhancement Mode) (рис.2.9 б). Фундаментальні зміни торкнулися формування затвора і підзатворної області [20]. У цьому елементі під затвором формується збіднена область AlGaN, тому поляризації GaN не відбувається і формується розрив області електронного газу 2DEG. Транзистор виявляється нормально закритим приладом. Щоб сформував провідний канал між стоком і виток, необхідно прикласти до затвору позитивне напруга щодо виток.

У разі порівнянні GaN та MOSFET транзисторів можна виділити деякі їх особливості. Опір відкритого каналу $R_{\text{від}}$, мОм – одна з найважливіших характеристик, що визначають втрати на ключі. Типове значення опору близьке для серійних зразків обох транзисторів, але тут слід зробити кілька зауважень. По-перше GaN має більш стабільні характеристики. Для нього значення R в діапазоні температур 25 ... 125 ° C змінюється приблизно в 1,4 рази. Опір MOSFET змінюється більш ніж в 2,2 рази. По-друге, залежність опору від максимального робочого напруги для GaN значно слабкіше, ніж у MOSFET. Це пов'язано з тим, що збільшення довжини каналу стік – витік не так критично позначається на величині опору. Наприклад, опір 30 В транзистора EPC2023 становить 1,3 мОм, а 200 В транзистора EPC2034 – всього 10 мОм. Ємність C , пФ, визначає швидкодію транзистора. Запропонована плоска структура eGaN FET має мінімальні значення ємностей C_{GD} і C_{DS} . Це дозволяє комутувати напруги в сотні вольт з частотою в гігагерц і знижувати габарити перетворювачів напруги. Гранична напруга $U_{\text{В}}$, становить для GaN всього 0,7 ... 2,5 В, з першого погляду це є перевагою через скорочення втрат потужності на управлінні, але це, на жаль, не так через великі вхідні струми. Крім того, низька $U_{\text{зи}}$ пір. зменшує стійкість транзистора до змін dv / dt . Важливо відзначити, що максимальне значення напруги на затворі GaN-транзистора

становить, як правило, всього +6 В / -4 В. Вхідний опір затвора R_g , Ом, визначає швидкість перезарядження вхідної ємності. Для GaN дане опір досить мало, що призводить до високої швидкодії і поліпшення захисту dv / dt . У той же час значення вхідних струмів збільшуються, а значить – зростає і потужність управління. Зворотний діод. Запропонована схема GaN-транзистора не має зворотної діода як такого. Однак є механізм зворотного провідності, який виконує його функцію. При цьому цікавим є той факт, що при зворотному напрямку струму не відбувається накопичення неосновних носіїв, на відміну від MOSFET. А це означає, що втрати на відновлення зворотного діода відсутні. Таким чином eGaN FET-транзистор має відмінні електричні характеристики, але поступається MOSFET в плані зручності управління.

Можна виділити перспективні області застосування eGaN FET: DC / DC-перетворювачі, підсилювачі потужності класу D, інвертори, системи бездротової передачі потужності, системи підстроювання живлення ВЧ підсилювачів (Envelope Tracking), системи з підвищеною температурної та радіаційної стійкістю. В якості демонстрації переваг використання eGaN FET можна привести результати дослідних випробувань [22]. Були побудовані і досліджені DC / DC-перетворювачі 12 В / 1,2 В з робочою частотою 1 МГц і 48 В / 12 В з робочою частотою 300 кГц (рис.2.10).

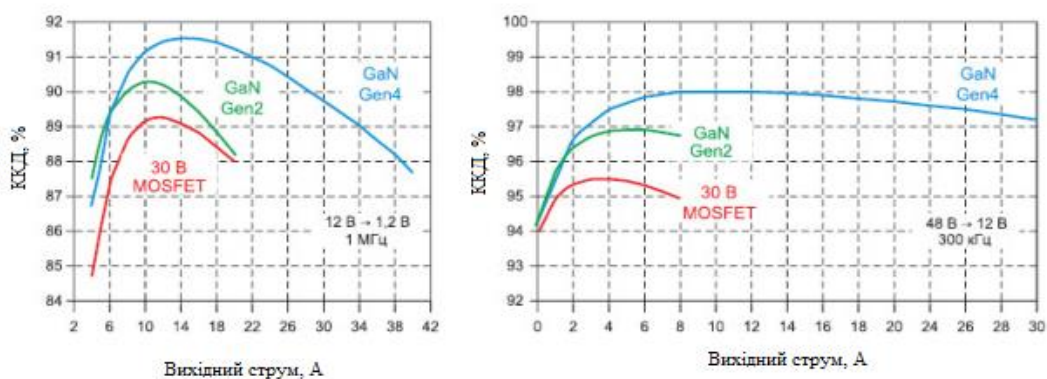


Рисунок 2.10 – Результати дослідження та порівняння DC/DC-перетворювачів

З графіків видно, що при збільшенні робочих частот і вихідних струмів перевага eGaN FET перед MOSFET зростає. Найкращі результати

продемонстрували GaN-транзистори четвертого покоління: для першого перетворювача максимальний ККД склав більше 91%, а для другого – більше 98%. Це значно вище показників альтернативного DC / DC на MOSFET ключах.

Варто відзначити, що EPC постійно вдосконалює технології та конструкцію своїх елементів. За сім років було створено чотири покоління силових компонентів. Зараз випускаються представники двох поколінь: Gen2 і Gen4, які мають зворотну сумісність з більш ранніми розробками [18].

Лінійку силових компонентів виробництва компанії EPC складають три основні групи:

- дискретні силові eGaN FET;
- eGaN FET для ВЧ додатків;
- інтегральні збірки eGaN FET.

Група дискретних eGaN FET об'єднує в собі представників двох поколінь транзисторів з робочими напругами 30 ... 450 В.

Всі силові ключі мають малий опір. Рекордне R_{ds} становить 1,3 мОм для EPC2023 – ключа 30 В. При цьому залежність опору від робочої напруги всередині даного сегменту виявляється не такою сильною, як в MOSFET. Максимальні середньоквадратичні струми даної групи елементів в більшості випадків складають десятки ампер, а імпульсні струми – десятки і сотні. Незважаючи на таку значну потужність, всі транзистори виконані в мініатюрних корпусах, найбільшим з яких є LGA 6,1 × 2,3 мм, а найбільш компактним – LGA 0,9 × 0,9 мм (рис.2.11).

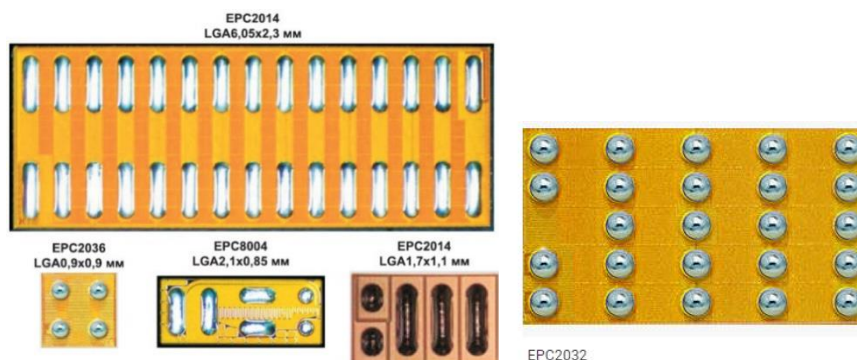


Рисунок 2.11 – Зовнішній вигляд транзисторів eGaN FET

Драйвери eGaN FET повинні не тільки формувати відповідні керуючі струми і напруги, а й мати додаткові особливості. Це відноситься і до використовуваних контролерів. По-перше, вони повинні мати підвищені робочі частоти. По-друге, відрізнятися мінімальними власними втратами. По-третє, включення і виключення транзисторів повинно здійснюватися з безпечними рівнями dv/dt і di/dt . Щоб спростити розробку, компанія EPC склала список рекомендованих мікросхем управління (деякі з них наведені в табл.2.5) [18].

Таблиця 2.5 – Деякі рекомендовані мікросхеми управління від компанії EPC

Найменування	Функціонування	Виробник	Опис
LM5113	драйвер	Texas Instruments	5 А, 100 В, напівмостовий драйвер eGaN FETs
LM5114	драйвер	Texas Instruments	7,6 А одноканальний драйвер нижнього ключа
ISL6420	контролер	Intersil	Синхронний понижуючий контролер 4,5 В/16 В
LTC3891	контролер	Linear technologies	Синхронний понижуючий контролер з низьким споживанням 60 В
TPS 40490	контролер	Texas Instruments	Понижуючий ШІМ-контролер 4, 5 В / 60 В

На рис.2.12 наведено схему драйвера LM5113 [23], котрий було використано при дослідженні в даній роботі (розділ 4).

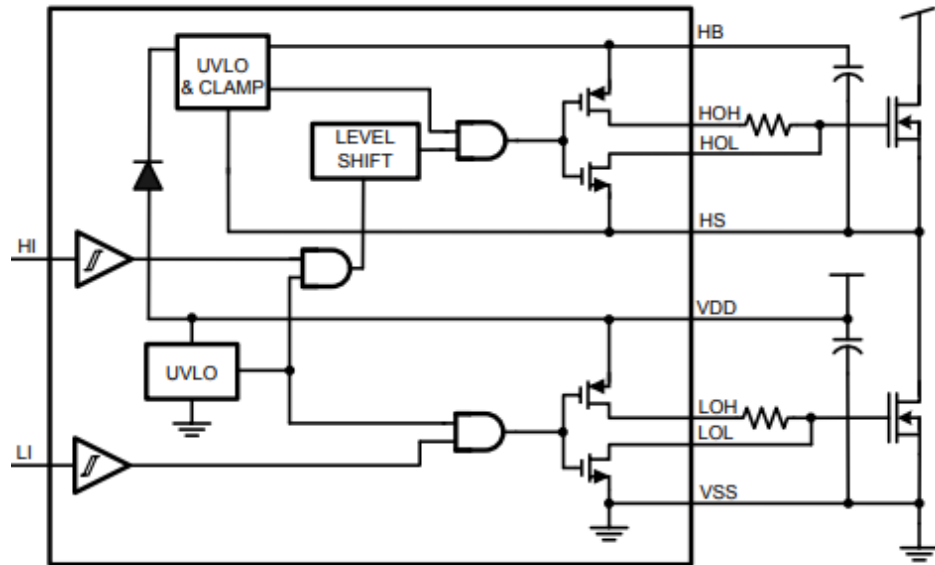


Рисунок 2.12 – Схема драйвера LM5113

Вибір оптимальних значень опорів резисторів кіл вмикання / вимикання дозволяє досягти високої ефективності і стабільності роботи GaN-ключів.

Для захисту від негативних наслідків ефекту Міллера опір резистора в колі вмикання зазвичай вибирається з діапазону 5 ... 10 Ом. Якщо резистор в колі вмикання занадто великий (10 ... 20 Ом), то швидкість вмикання / вимикання dV / dt знижується. Це в свою чергу викликає затягування процесу вмикання і, як наслідок, зростання втрат. Якщо швидкість наростання занадто висока, то втрати на комутацію обумовлені ефектом Міллера і потенційними осциляціями в колі затвору. Для швидкого вимикання транзистора необхідно якомога сильніше підтягувати затвор до землі. Тому резистор в колі вимикання затвора зазвичай вибирають з діапазону від 1 до 2 Ом.

Як приклад застосування GaN-транзисторів розглянуто підсилювач, що представлений мостовою схемою з відкритим контуром, що складається з чотирьох напівмостів. На рис.2.13 наведено плату підсилювача PCBA Open-Loop Class D [24].



Рисунок 2.13 – Плата підсилювача EPC GaN FET Open-Loop Class D Amplifier PCBA

У табл.2.6 наведені основні технічні параметри підсилювача.

Таблиця 2.6 – Характеристики EPC GaN FET Open-Loop Class D Amplifier PCBA

Характеристика	Значення
Вихідна потужність	200 Вт при опорі 8 Ом 400 Вт при опорі 4 Ом
Нелінійні спотворення	Менше 0,1 % при опорі 8 Ом, 1 кГц Менше 0,2 % при опорі 4 Ом, 1 кГц
Відношення сигнал/шум	Більше 110 дБ
Частотний діапазон	20...20000 Гц, $\pm 0,5$ дБ, 6 Ом
Частота переключення	384 кГц
ККД	Більше 93%
Джерело живлення	± 32 В постійної напруги $\times 2$

Використання GaN-транзисторів є перспективне при проектуванні імпульсних генераторів, потужних hi-fi підсилювачів класу D з малими габаритами. Саме тому виконано дослідження підсилювача класу D на GaN-транзисторах.

Висновки до розділу 2

Вихідний каскад формується на основі потреб та визначається тими задачами, які були поставлені при моделюванні підсилювача.

Перевагою вихідного каскаду на дискретних транзисторах є можливість забезпечити велику вихідну потужність. Недоліком є те що, дискретні підсилювачі потребують більше деталей для побудови, порівняно з інтегральними. Дискретну побудову вихідного каскаду підсилювачів доцільно використовувати для конструювання потужних підсилювачів. Як приклад розглянуто схему на дискретних транзисторах IRFD9024 та IRFD123.

Перевагами інтегральних мікросхем є невелика кількість компонентів, необхідних для підключення, невеликі розміри та мінімальні значення паразитних індуктивностей, що дає додаткові переваги на більш високих частотах. Недоліком підсилювачів на інтегральних мікросхемах є обмежена вихідна потужність. Як приклад реалізації інтегральних мікросхем розглянуто мікросхему MP7781 та підсилювач класу D MAX9744.

Основні властивості GaN-транзисторів в підсилювачах класу D:

- 1) завдяки високій дрейфовій рухливості носіїв заряду опір GaN-транзисторів у відкритому стані невеликий;
- 2) швидкість перемикання транзисторів велика, тому можна використовувати на високих частотах перемикання;
- 4) теплопровідність нітриду галію також вище.

Використання GaN-транзисторів є перспективним при проектуванні імпульсних генераторів, потужних hi-fi підсилювачів класу D з малими габаритами. Саме тому виконано дослідження підсилювача класу D на GaN-транзисторах.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ПІДХОДІВ ДО МОДЕЛЮВАННЯ ЗВУКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ КЛАСУ D

3.1 Основні підходи до моделювання перетворювачів напруги

На сьогодні для аналізу й моделювання електронних схем існують два підходи:

- моделювання з використанням методів еквівалентних кіл.
- моделювання з використанням моделей як активних, так і пасивних елементів, заснованих на їх фізичних властивостях (device physics based model) або SPICE моделювання [25].

3.1.1 Моделювання з використанням методів еквівалентних кіл

При такому підході перетворювачі моделюють сукупністю джерел струму та / або напруги завод та еквівалентних імпедансів, параметри яких можуть бути задані або визначені вимірюванням. Аналіз таких кіл може бути легко виконаний в частотній області, що дозволяє істотно зменшити час розрахунку й моделювання ЕМЗ. Однак через спрощення точність поведінкових моделей часто буває недостатньою.

Моделювання виконується в часовій або частотній області залежно від завдань, які потрібно розв'язати. Переваги часового аналізу – більш висока роздільна здатність і точність. Недоліки – тривалість обчислень і можливі проблеми збіжності. Для часового аналізу потрібен складний математичний опис досліджуваних сигналів, особливо їх фронтів і спадів, що необхідно для забезпечення прийнятної точності моделювання. Методи частотного аналізу дозволяють значно спростити математичний апарат і зменшити час обчислень, виключають проблеми збіжності. Існують також комбіновані методи моделювання, коли аналіз виконується як в часовій, так і в частотній областях.

Для методів еквівалентних кіл використовуються прикладні програми для числового аналізу, такі як MATLAB, Mathcad [25].

3.1.2 Моделювання з використанням моделей як активних, так і пасивних елементів, заснованих на їх фізичних властивостях

Маючи моделі активних елементів, моделі пасивних елементів і шляхи поширення спотворень, можна досить точно змодельовати в часовій області та дослідити значення нелінійних та інтєрмодуляційних спотворень. У теорії модель, заснована на фізичних властивостях, може бути дуже точною, якщо містить достатньо параметрів для моделювання. На практиці моделі і їх відповідні параметри часто повинні бути скоректовані експериментально для отримання задовільних результатів. Крім того, навіть для найпростішої моделі на основі фізичних властивостей потрібні певні знання про пристрій, наприклад, про властивості матеріалу, структури й механізму роботи. У результаті, модель, заснована на фізичних властивостях, часто є громіздкою і складною у використанні. Це особливо помітно для перетворювачів з декількома ключами, оскільки для досягнення достатньої точності моделювання потрібно враховувати велику кількість внутрішніх параметрів елементів, а розрахунки потребують багато часу. Крім того, при обчисленнях необхідно враховувати час виходу перетворювача на досліджуваний режим.

Процедура моделювання електронних схем в SPICE орієнтованій програмі складається з трьох етапів: 1) створення принципової схеми; 2) моделювання; 3) представлення результатів моделювання в зручній для користувача формі.

Крім того SPICE орієнтовані програми виконують такі види аналізу.

1. Розрахунок робочої точки нелінійного резистивного кола постійного струму (Режим великого сигналу);
2. Аналіз резистивних кіл постійного струму (розрахунок вузлових напруг, струмів і напруг гілок);

3. Розрахунок частотних характеристик лінійних кіл (режим малого сигналу, аналізується лінійні кола);

4. Аналіз часових характеристик нелінійних кіл при дії сигналів довільної форми (режим великого сигналу);

5. Розрахунок показників чутливості лінійних кіл до варіацій параметрів компонентів в режимах постійного і змінного струму;

6. Аналіз в частотній і часовій областях при варіаціях параметрів схеми;

7. Аналіз шумових характеристик модельованих кіл;

8. Статистичний аналіз для оцінки впливу випадкової зміни параметрів кіл на їх частотні і часові характеристики.

9. Аналіз чутливості.

10. Розрахунок спектрального складу коливань.

Для SPICE моделювання використовуються такі програми як Multisim, PSpice, OrCad та інші. Нижче наведено короткий огляд SPICE орієнтованих програм.

Програма PSpice. Програма є модифікацією програми аналізу електронних кіл SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis). В даний час її вважають еталонною програмою моделювання електронних кіл і пристроїв. Моделі електронних компонентів в форматі SPICE використовуються більшістю інших програм схемотехнічного моделювання. У перших версіях PSpice вихідні дані про кола готувалися в текстовій формі у вигляді списку з'єднань (netlist). Результати моделювання також представлялися в текстовій формі. пізніше з'явилися графічні редактори Schematics і Capture, що дозволяють створювати і редагувати креслення принципів схем. Schematics є одночасно керуючою оболонкою для запуску інших модулів PSpice. Для представлення результатів розрахунків в зручній формі служить графічний постпроцесор Probe. Він виводить на екран графіки результатів моделювання і виконує їх математичну обробку.

Базовий набір елементів PSpice включає резистори, конденсатори, індуктивні котушки, діоди, біполярні транзистори, польові транзистори з

керуючим р-п переходом і ізольованим затвором, довгі лінії, джерела напруги і струму різної форми. Аналогові інтегральні схеми, а також деякі компоненти, такі як тиристори, представляються в підсхемі, параметри які задає користувач.

Основні види аналізу, що реалізуються PSpice:

- розрахунок режиму по постійному струму;
- розрахунок перехідних процесів і спектрів сигналів;
- розрахунок частотних характеристик і спектральних густин шуму;
- багатоваріантний аналіз при зміні будь-яких параметрів схеми і температури;
- статистичний аналіз за методом Монте-Карло і розрахунок найгіршого випадку.

Базовий набір елементів PSpice містить також цифрові функціональні блоки, що виконують логічні операції. Цифрові елементи можуть реалізовуватися користувачем на основі функціональних блоків. Крім того, існують великі бібліотеки серійно випускаються цифрових компонентів. Розроблено великі бібліотеки компонентів в форматі SPICE, що випускаються провідними світовими виробниками електронного устаткування.

Для некомерційного використання в навчальних закладах надаються безкоштовно версії PSpice 8.0 і PSpice 9.x.

Програма Micro CAP розроблена фірмою Spectrum Software.

Програма має зручний графічний редактор, що дозволяє створювати і редагувати принципові схеми аналогових і цифрових пристроїв.

Основні види аналізу:

- розрахунок статичного режиму по постійному струму;
- розрахунок частотних характеристик лінійних кіл;
- розрахунок реакції в часовій області при довільних вхідних впливах;
- аналіз шумів і параметричної чутливості;
- багатоваріантний аналіз, включаючи статистичний аналіз методом Монте-Карло.

Програма має велику бібліотеку моделей компонентів провідних фірм США, Європи і Японії.

Програма Multisim (фірма National Instruments Corporation). Перші версії програми мали назву Electronics Workbench і розроблялися фірмою з однойменною назвою. Програма мала дуже простий і інтуїтивно зрозумілий графічний інтерфейс. В даний час фірма Electronics Workbench є дочірньою компанією, якій повністю володіє фірма National Instruments Corporation.

Останні версії програми використовують математичні модулі і моделі компонентів SPICE. Особливістю програми Multisim є наявність віртуальних вимірювальних приладів, що імітують реальні аналоги. До складу Multisim входять ефективні засоби графічної обробки результатів моделювання.

Інша важлива особливість програми полягає в тому, що Multisim підтримує взаємодію з графічним середовищем LabVIEW, призначеної для розробки програмно-апаратних засобів вимірювання і управління.

Програма Circuit Maker (фірма Protel International) призначена для моделювання аналогових, цифрових і змішаних аналого-цифрових пристроїв. Вона має зручний графічний інтерфейс, що дозволяє швидко підготувати електричні схеми аналогових і цифрових пристроїв.

Результати моделювання виводяться в графічній формі, у вигляді осцилограм і графіків частотних характеристик. Програма має набір віртуальних вимірювальних приладів (осцилографів, побудовувачів частотних характеристик, цифрових мультиметрів, аналізаторів логічних сигналів).

Використовуються моделі електронних компонентів в форматі SPICE. Є студентська версія програми, яка розповсюджується безкоштовно. Дозволено використання цієї версії на домашніх комп'ютерах студентів.

Найбільш зручними для моделювання є два пакети програм – Orcad та NI Multisim [25].

3.1.3 Моделювання з використанням MATLAB Simulink

MATLAB Simulink широко використовується для аналізу звукових підсилювачів класу D та їх складових. Simulink є досить самостійним інструментом MATLAB і при роботі з ним зовсім не потрібно знати сам MATLAB і інші його додатки. З іншого боку доступ до функцій MATLAB і іншим його інструментам залишається відкритим і їх можна використовувати в Simulink. Частина входять до складу пакетів має інструменти, вбудовані в Simulink (наприклад, LTI Viewer додатки Control System Toolbox – пакета для розробки систем управління). Є також додаткові бібліотеки блоків для різних областей застосування (наприклад, Power System Blockset – моделювання електротехнічних пристроїв, Digital Signal Processing Blockset – набір блоків для розробки цифрових пристроїв та інші).

При роботі з Simulink користувач має можливість модернізувати бібліотечні блоки, створювати свої власні, а також складати нові бібліотеки блоків.

При моделюванні користувач може вибирати метод розв'язання диференціальних рівнянь, а також спосіб зміни модельного часу (з фіксованим або змінним кроком). В ході моделювання є можливість стежити за процесами, що відбуваються в системі. Для цього використовуються спеціальні пристрої спостереження, що входять до складу бібліотеки Simulink. Результати моделювання можуть бути представлені у вигляді графіків або таблиць. Simulink дозволяє поповнювати бібліотеки блоків за допомогою підпрограм написаних як на мові MATLAB, так і на мовах C ++, Fortran і Ada [26].

Переваги пакета Simulink:

- має середовище візуальної побудови моделей не вимагає знання мов програмування;
- має велику бібліотекою математичних функцій і методів дослідження, що постійно поповнюється і захоплюючої нові галузі досліджень;

- досить широко застосовується як в наукових дослідженнях, так і в навчальному процесі, що має на увазі наявність великої кількості фахівців, котрі мають потреби в професійній перепідготовці при переході на новий програмний продукт;
- є надбудовою або складовою частиною програмного продукту MATLAB, призначеного в основному для вирішення наукових завдань, що так само має на увазі його ефективне використання в науковій діяльності;
- є вбудована мова програмування, що дозволяє як створювати моделі нових компонентів і пристроїв, так і полегшує опис деяких функціональних особливостей проекту;
- містить в собі велику бібліотеку моделей з усіх галузей виробництва, що робить збірку досліджуваної системи електроприводу дуже швидкою і ефективною;
- з досліджуваних програмних продуктів є лідером за швидкістю створення досліджуваної системи і її наочності.

Недоліки пакета Simulink:

- відсутність досить великої бібліотеки характеристик електронних компонентів як в PSpice;
- закритість моделей використовуваних елементів, що не дозволяє судити про використання в них допущених і спрощення;
- використовуваний вбудовану мову програмування досить складний для освоєння фахівцями не мають навичок роботи з алгоритмічними мовами. Для тих же, хто працює з одним з мов програмування, в більшості випадків достатньо можливостей цієї мови для вирішення поставлених завдань і перехід в нове середовище програмування не є раціональним [25].

3.1.4 Моделювання з використанням NI Multisim

Бібліотека Multisim елементів містить понад 2000 SPICE моделей компонентів National Semiconductor, Analog Devices, Phillips, NXP і інших

виробників. Присутні електромеханічні моделі, імпульсні джерела живлення, перетворювачі потужності. Інструмент Convergence Assistant автоматично виправляє параметри SPICE, коригуючи помилки моделювання.

NI Multisim може взаємодіяти з середовищем розробки систем вимірювання LabVIEW, що дозволяє зіставляти теоретичні дані з реальними, прямо в ході створення схем друкованих плат. Це зменшує кількість проектних помилок і прискорює реалізацію проектів. Зворотною стороною цього стали завищені системні вимоги, що пред'являються до обладнання. Навантаження на процесор і пам'ять при роботі з великими схемами і при трасуванні дуже велика.

Основні переваги програми Multisim:

1. Простий графічний редактор, що дозволяє досить просто рисувати на екрані електронні схеми у звичному зображенні.

2. Велика бібліотека сучасних електронних компонентів (дискретних, інтегральних аналогових, цифрових і змішаних аналого-цифрових). Бібліотека відкрита, легко може поповнюватися новими елементами, у тому числі й вітчизняними.

3. Велика бібліотека моделей електронних схем, що дозволяє використовувати готові практичні розробки й легко модернізувати їх під конкретне завдання.

4. Широкий вибір віртуальних вимірювальних приладів, що дозволяє виконати будь-яке вимірювання (при цьому не тільки електричне вимірювання). Робота з цими віртуальними вимірювальними приладами максимально наближена до роботи з реальними приладами. Підключивши віртуальний прилад до будь-якої точки схеми, можна отримати вичерпну інформацію про процеси в даному вузлі.

5. Простий по інтерфейсу набір моделюючих засобів, що дозволяє крім традиційного моделювання електронної схеми на постійному та змінному струму провести моделювання спектральних, нелінійних, амплітудно-частотних (АЧХ) та фазочастотних (ФЧХ) характеристик, оцінити вплив

температури на окремі компоненти й на схему в цілому, можливість зміни будь-яких параметрів компонентів, а також параметрів джерел сигналів і живлення. Досить просто можна виконати імовірнісний аналіз роботи схеми з різними законами розподілу параметрів.

6. Можливість підключення віртуальних приладів програми Labview.

7. Широкі можливості документування дослідження, отримання твердої копії як електричної схеми, так і параметрів моделювання, а також інформації з екрану вимірювальної апаратури (якісно оформлених графічних результатів дослідження).

8. Низькі вимоги до швидкодії комп'ютера, але при деяких операціях тривалість обчислення може займати декілька діб.

9. Не вимагає знань програмування. Потрібно лише знайомство із середовищем Windows. Інтуїтивний інтерфейс дозволяє швидко навіть непідготовленому користувачеві (буквально за півгодини) ознайомитися з основами та приступити безпосередньо до досліджень (електронного моделювання).

10. Ретельно підготовлений довідковий матеріал (Help) забезпечує контекстну допомогу як по меню, компонентам і опціям моделювання, так і по загальних питаннях моделювання.

Multisim забезпечує введення електричних схем для їхнього подальшого моделювання та дозволяє створювати текстовий опис цифрових пристроїв на мовах VHDL і Verilog [27].

3.2 Моделювання складових підсилювачів класу D засобами програмного пакету MATLAB Simulink

Моделювання та аналіз спектра частот осциляцій та нелінійних спотворень підсилювача класу D з самозбудженням зроблено в роботі [28]. За допомогою програмного забезпечення Matlab Simulink визначено та проаналізовано залежність спектра вихідного сигналу від індексу модуляції. Також досліджено

зв'язок між частотою комутації звукового підсилювача класу D з самозбудженням та опорною частотою.

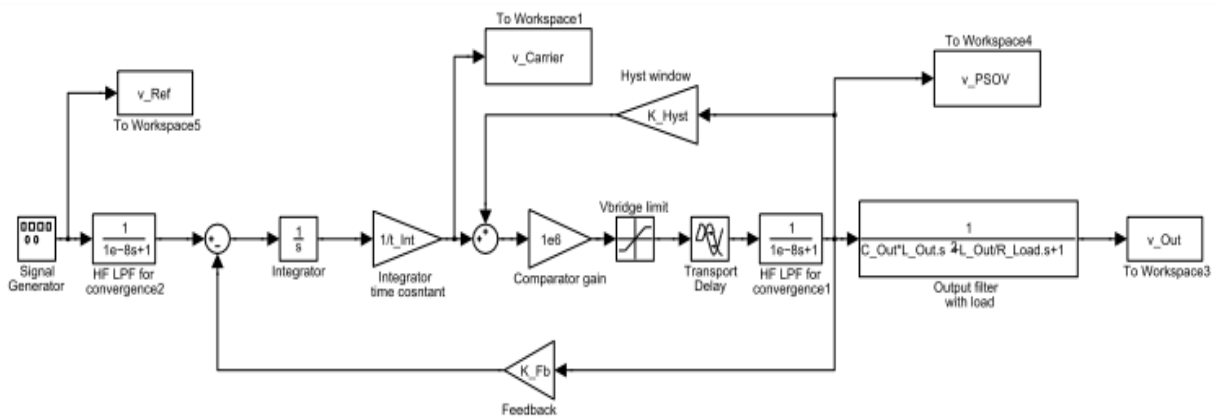


Рисунок 3.1 – Модель підсилювача класу D з самозбудженням у Matlab Simulink

У процесі модулювання у Simulink для отримання спектру на виході вузла комутації використана функція FFT [29]. Вихідний спектр містить інформацію для розрахунку частоти комутації. Всі змодельовані спектри, представлені в цій роботі, побудовані за допомогою вікна Hanning. В основу імітаційної моделі (рис.3.1) покладено астабільний інтегральний модулятор (Astable Integrating Modulator – AIM), наведений на рис.3.2, який взятий за основу у багатьох підсилювачах класу D. Для завершення імітаційної моделі було додано вихідний фільтр.

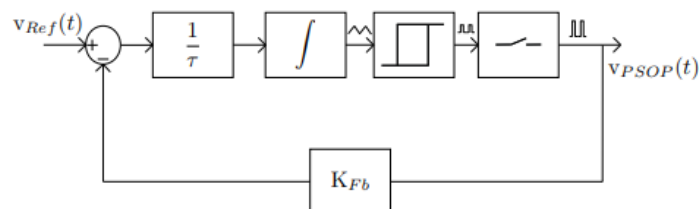


Рисунок 3.2 – Астабільний інтегральний модулятор, без вихідного фільтру

Спектр сигналу на виході вузла комутації, отримані за допомогою моделювання у Simulink, наведений на рис.3.3. Сигнал на малюнку має складну форму з рядом максимумів, промодульованих по частоті. Це вказує на складний математичний апарат, що використано для опису таких спектрів. Необхідно зауважити, що подвійні ряди Фур'є використовуються для обчислення спектру підсилювачів з фіксованою частотою. Також для опису бічних складових використано функції Бесселя.

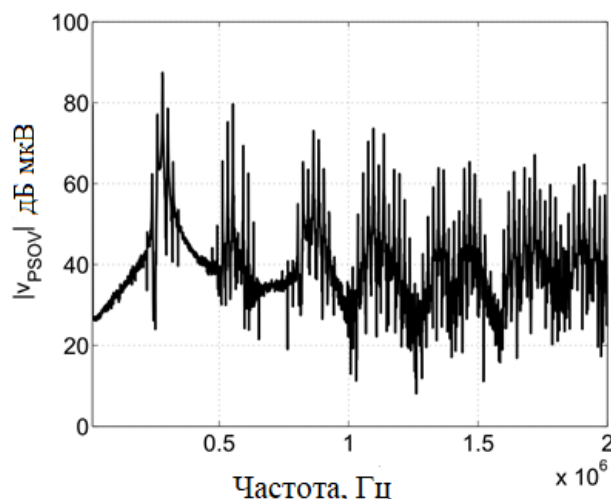


Рисунок 3.3 – Спектр сигналу змодельований у Simulink

Таким чином, використання MATLAB Simulink є доцільним для визначення спектру частот підсилювача класу D з самозбудженням. Використання вбудованої функції перетворення Фур'є знижує вимоги до продуктивності комп'ютера та зменшує час обчислень. Недоліком використання MATLAB Simulink є необхідність додаткового етапу реалізації запропонованої моделі у практичну схему з необхідністю підбору елементів.

3.3 Моделювання складових підсилювачів класу D засобами програмного пакету NI Multisim

Програма NI Multisim, як і інші SPICE програми, використовується для побудови або моделювання перетворювачів або підсилювачів класу D у наступних випадках:

1. Перевірка режимів роботи основних компонентів на відповідність розрахованим.
2. Перевірка режимів роботи основних компонентів на максимально допустимі при вибраних значеннях напруги та струму елементів
3. Перевірка часових та частотних характеристик перетворювача.

Необхідно нагадати, що при моделюванні в SPICE програмах схеми будуються з окремих елементів, аналогічно тому, як вони побудовані в реальності.

Комп'ютерне моделювання підсилювача класу D з паразитичними параметрами може бути використане для дослідження електромагнітних завад на стадії розробки, що дозволяє значно спростити і зменшити вартість процесу на етапі виготовлення підсилювачів.

Моделювання електромагнітних завад, згенерованих мостовим підсилювачем класу D, на виході еквівалента мережі виконано в роботі [30]. На рис.3.4 наведено схему мостового підсилювача класу D з навантаженням, підключеного до еквівалента мережі. Напругу електромагнітних завад, що розповсюджуються проводами живлення, вимірюють селективним мікровольтметром на виході еквіваленту мережі. Таким чином наведена схема представляє об'єднання двох приладів, побудованих на конкретних дискретних елементах.

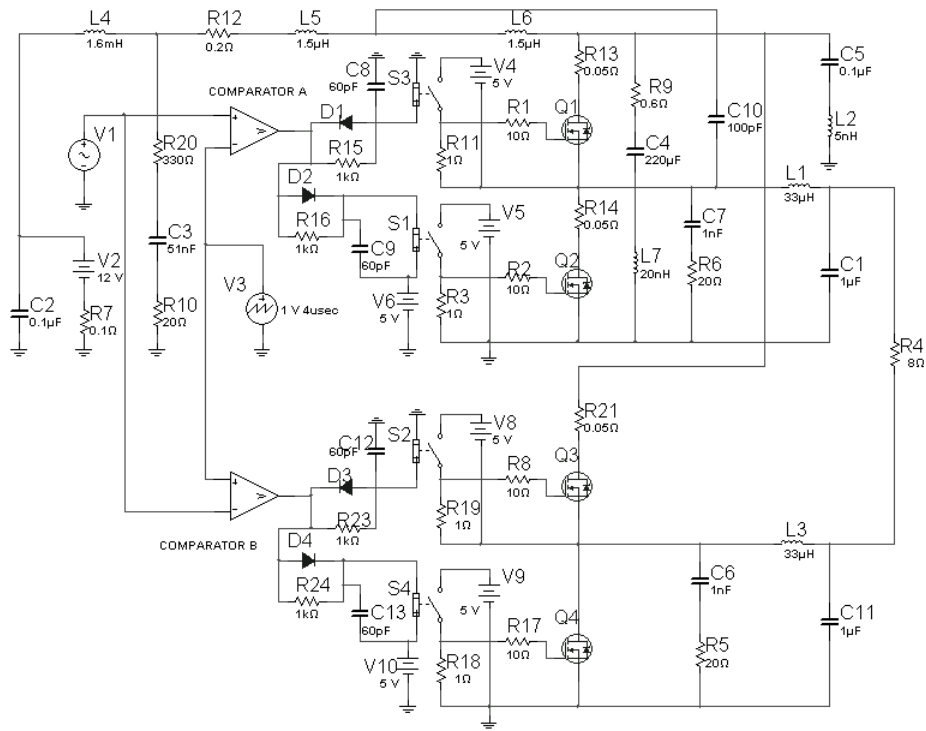


Рисунок 3.4 – Модель мостового підсилювача класу D в Multisim

Підсилювач містить генератор вхідного синусоїдального сигналу та генератор пилоподібної напруги, під'єднаний до входів двох компараторів. До виходів компараторів підключено RC-кола, що задають «мертвий час» в роботі транзисторів верхнього та нижнього напівмостів. Виходи RC-кіл підключені до елементів, які виконують функції драйверів для вихідних потужних транзисторів.

В моделі також присутні елементи, які представляють параметри доріжок друкованої плати, паразитні ємності, індуктивності та опір з'єднуючих дротів. Це робить модель більш наближеною до реальних умов та більш точною. Крім того такий підхід є більш наочним і дозволяє краще зрозуміти процеси, які мають місце в моделі.

Робота підсилювача може бути проаналізована як у часовій області, так і у частотній. На рис.3.5 наведено змодельований спектр електромагнітних завад на виході еквівалента мережі.

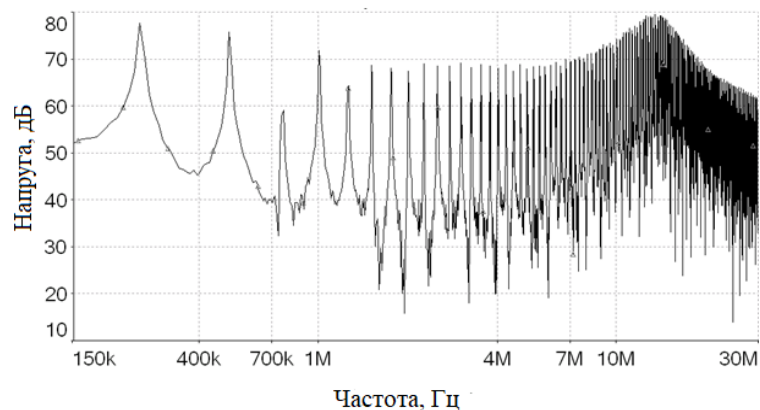


Рисунок 3.5 – Спектр електромагнітних завад, змодельований у програмі Multisim

Таким чином, використання Multisim дозволило побудувати модель з параметрами, максимально наближеними до реального пристрою з можливістю дослідити сигнали у будь-якій точці схеми. Недоліком використання Multisim у даному конкретному випадку є високі вимоги до обчислювальних ресурсів комп'ютера. Це пов'язано з тим, що спочатку обчислюється поведінка моделі у часовій області, а потім за результатами обчислення розраховується частотний спектр сигналу. Такі обчислення займають досить багато часу.

Однією з суттєвих переваг використання програми Multisim є велика бібліотека моделей, що постійно оновлюється. Наприклад, наявність моделей сучасних GaN транзисторів та драйверів для їх керування. Це дозволяє виконати моделювання з урахуванням особливостей роботи таких транзисторів.

В роботі [30] виконано моделювання електромагнітних завад від напівмостового вихідного каскаду підсилювача класу D, побудованого на GaN транзисторах. Особливістю використання таких транзисторів є необхідність застосування драйверів з високою швидкістю переключення та можливістю забезпечення великих струмів при роботі на ємність. На рис.3.6. наведено комп'ютерну модель напівмостового перетворювача на GaN транзисторах, який під'єднано до еквівалента мережі.

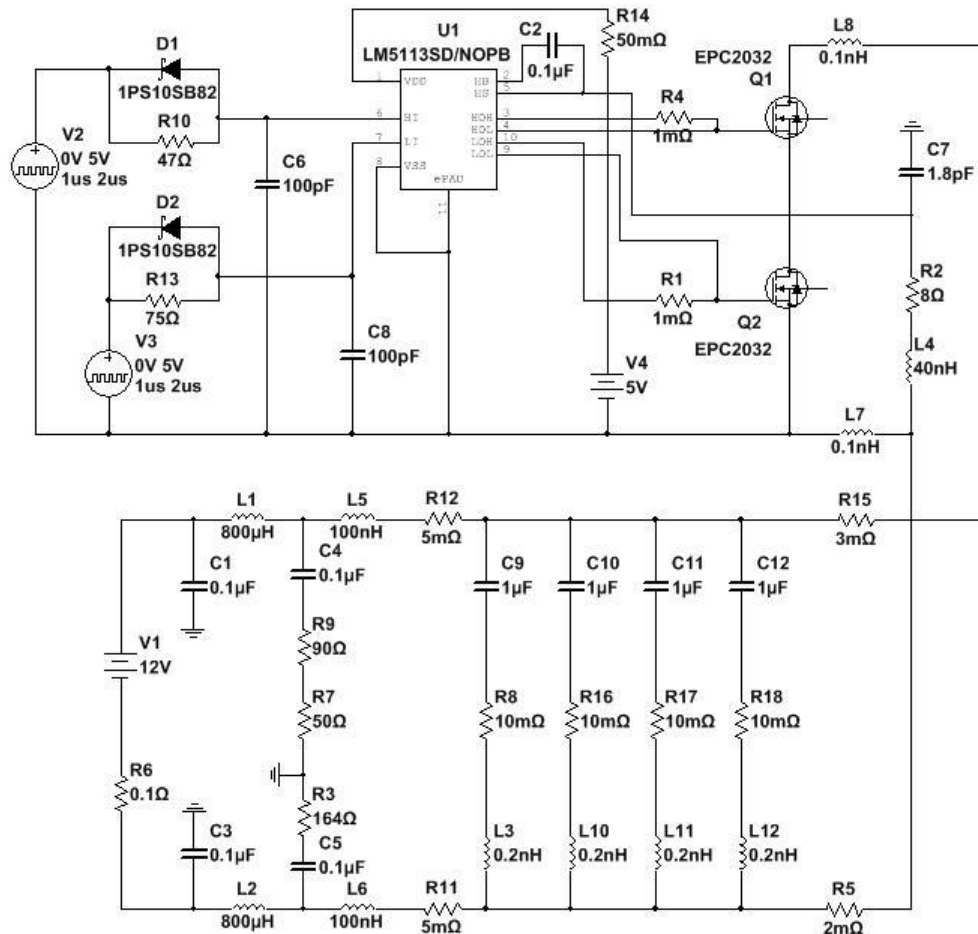


Рисунок 3.6 – Модель каскаду на GaN транзисторах у Multisim

Модель містить два джерела напруги прямокутної форми, RC-кола, що формують затримку включення транзисторів для запобігання виникненню наскрізних струмів, мікросхему драйвер вихідних транзисторів, самі вихідні GaN транзистори, резистор навантаження з індуктивністю виводів та еквівалент мережі, включений між перетворювачем та джерелом живлення.

Також у моделі враховано опір та індуктивність доріжок друкованої плати і проводів живлення, а також ємність між виходом перетворювача та землею. Результати моделювання завод порівнювались з вимірними експериментально.

На рис.3.7 наведені рівні електромагнітних завод на виході еквівалента мережі.

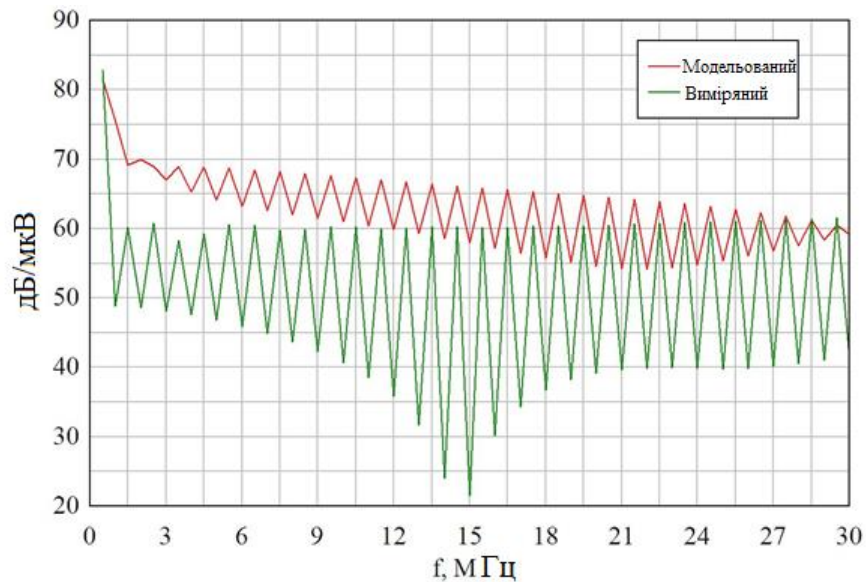


Рисунок 3.7 – Змодельовані та вимірні рівні електромагнітних завад

Як видно з графіка, рівні змодельованих та вимірених ЕМЗ відрізняються у низькочастотній області. З ростом частоти різниця зменшується. Ця різниця спричинена наявністю в змодельованому перетворювачі наскрізних струмів, що протікають через вихідні транзистори. Наскрізні струми мають амплітуду більше 150 вольт, чого не має бути у реальному перетворювачі. На рис.3.8 наведено змодельований струм стоку напівмостового транзистора.

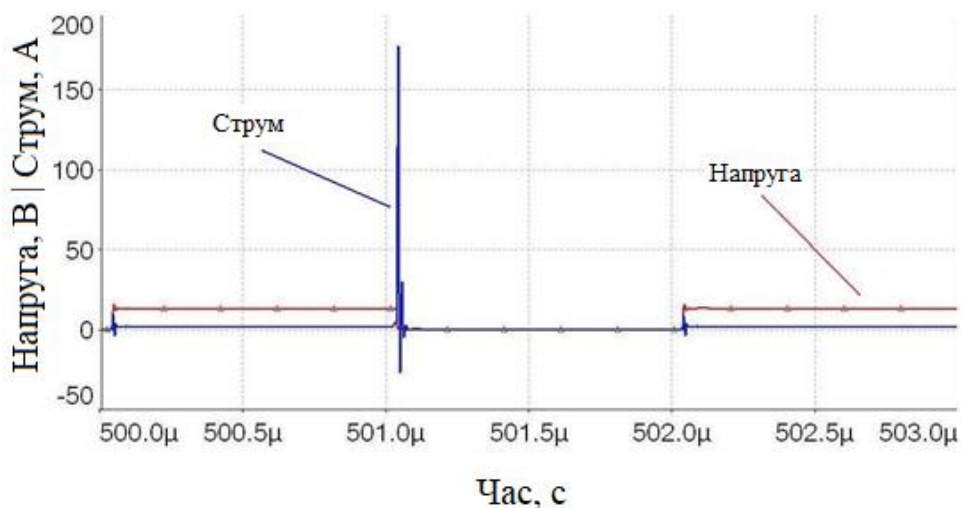


Рисунок 3.8 – Викид струму транзистора, отриманий в результаті моделювання

Отже наявна помилка в моделюванні роботи перетворювача. Вивчення причин такої помилки привело до висновку, що SPICE модель драйвера LM5113 працює некоректно і не забезпечує необхідну затримку включення транзисторів. Таким чином, у даному випадку програма Multisim видала некоректний результат через недосконалість SPICE моделі компонента.

У табл.3.1 наведено особливості програми для моделювання підсилювачів класу D, їх переваги й недоліки.

Таблиця 3.1 – Порівняння особливостей програм Matlab Simulink та Multisim

Характеристики	Matlab Simulink	Multisim
Особливості комп'ютера	Програма займає багато місця, та потребує великої потужності комп'ютера при будь-яких операціях	При деяких задачах потреба у високих обчислювальних ресурсів комп'ютера, але це характеризує лише час виконання операції
Елементна база	Широка, але менша ніж в Multisim	Широка, присутні GaN-транзистори, що є одними з основних елементів дослідження
Особливості моделі	Модель формується у вигляді блоків, що описують математичні операції	Модель формується з параметрами, максимально наближеними до реального пристрою з можливістю дослідити сигнали у будь-якій точці схеми.

Продовження таблиці 3.1

Характеристики	Matlab Simulink	Multisim
Структура	Складні рівняння стану, що описують роботу моделей систем або пристроїв, формуються автоматично	нема
Візуалізація процесу	Представлення елементів процесу у вигляді блоків, що дозволяє розглядати модель на високому рівні приладу	Проводиться моделювання у вигляді принципової схеми
Особливості обчислення	Вбудована функція перетворення Фур'є – обчислення спектральних характеристик не займає багато часу	За певних умов дослідження можливі втрати часу на модуляцію перетворення

На завершення огляду методів моделювання, можна вважати вибір SPICE моделювання доцільним для оцінки рівнів якісних показників, таких як нелінійні та інтормодуляційні спотворення, наявного зразка перетворювача через відносну простоту моделі, досить невелику кількість елементів.

Програму Multisim вибрано завдяки широкій функціональності, якісному інтерфейсу та наявності SPICE моделей GaN-транзисторів.

Висновки до розділу 3

Існують такі підходи до моделювання звукових підсилювачів класу D: моделювання з використанням методів еквівалентних кіл та моделювання з використанням моделей як активних так і пасивних елементів, заснованих на їх фізичних властивостей (device physics based model) або SPICE моделювання. Для методів еквівалентних кіл використовуються прикладні програми для числового аналізу, такі як MATLAB, Mathcad. А для моделювання з використанням моделей активних та пасивних елементів найбільш зручними для моделювання є два пакети програм – Orcad та NI Multisim. В розділі 3 розглянуто особливості моделювання в MATLAB та NI Multisim, їх позитивні та негативні критерії.

Як приклад розглянуто модель підсилювача класу D з самозбудженням у Matlab Simulink. Після чого можна зробити висновок, що використання MATLAB Simulink є доцільним для аналізу на рівні елементних блоків, як складових приладу. Використання вбудованої функції перетворення Фур'є знижує вимоги до продуктивності комп'ютера та зменшує час обчислень. Недоліком використання MATLAB Simulink є необхідність додаткового етапу реалізації запропонованої моделі у практичну схему з необхідністю підбору елементів.

Також розглянуто моделі мостового підсилювача класу D та напівмостового претворювача на GaN транзисторах в Multisim. Однією з суттєвих переваг використання програми Multisim є велика бібліотека моделей, що постійно оновлюється. Недоліком є залежність від обчислювальних ресурсів комп'ютера, що визначає тривалість виконання операцій.

Підсумовуючи огляд методів моделювання, можна вважати вибір SPICE моделювання доцільним для оцінки рівнів якісних показників, таких як нелінійні та інтермодуляційні спотворення, наявного зразка перетворювача через відносну простоту моделі, досить невелику кількість елементів. Програму Multisim вибрано завдяки широкій функціональності, якісному інтерфейсу та наявності SPICE моделей GaN-транзисторів.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ СПОТВОРЕНЬ ВИХІДНОГО КАСКАДУ ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ D НА GaN ТРАНЗИСТОРАХ

4.1 Причини виникнення та розрахунок нелінійних та інтермодуляційних спотворень

Спотворення форми вихідного сигналу, спричинені нелінійністю характеристик підсилювальних елементів називаються нелінійними спотвореннями.

Спотворення форми вихідного сигналу спричинені нелінійністю характеристики транзистора. При подачі на вхід синусоїдального сигналу на виході отримаємо струм не синусоїдальної форми, який можна представити як суму ряду синусоїдальних струмів високих частот, що називають гармоніками.

Нелінійність в підсилювачах класу D виникає внаслідок ШІМ перетворення, що характеризується тим, що фронт імпульсу співпадає з моментом вибірки [31]. ШІМ сигнал описується наступним виразом (4.1):

$$P_{TE}(t; M \sin(2\pi f_1 t)) = M \sin(2\pi f_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \left[1 - (-1)^k J_0(\pi k M) \right] \sin(2\pi k f_c t) - \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2J_n(k\pi M)}{k\pi} \left[\sin(2\pi(kf_c - nf_1)t) + (-1)^n \sin(2\pi(kf_c + nf_1)t) \right]. \quad (4.1)$$

де M – коефіцієнт модуляції $|M| \leq 1$;

f_1 – частота модульованого сигналу;

f_c – частота комутації (переключення);

n – номер n -ої гармоніки модульованого сигналу;

k – номер k -ої гармоніки сигналу переключення;

$J_0(a)$ – функція Бесселя (циліндрична функція) 0-го порядку;

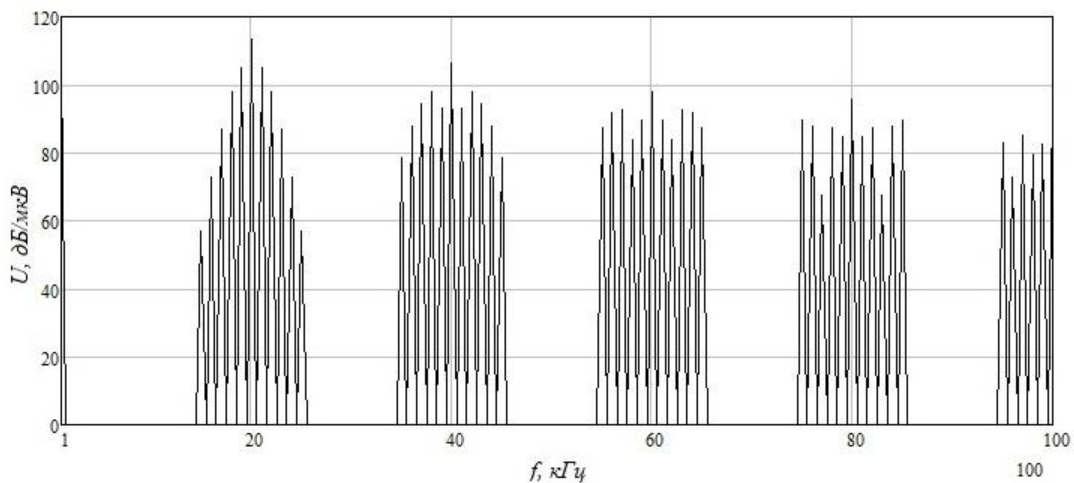
$J_n(a)$ – функція Бесселя (циліндрична функція) n -го порядку;

Вираз спектру для ШІМ, отриманого з виразу 4.1 має вигляд [31]:

$$\begin{aligned}
P_{TE}(f; M \sin(2\pi f_1 t)) &= \frac{M}{2j} [\delta(f - f_1) - \delta(f + f_1)] + \\
&+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^k J_0(k\pi M)}{jk\pi} [\delta(f - kf_c) - \delta(f + kf_c)] - \\
&- \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n(k\pi M)}{k\pi} [\{\delta(f - (kf_c - nf_1)) - \delta(f + (kf_c - nf_1))\} + \\
&+ (-1)^n \{\delta(f - (kf_c + nf_1)) - \delta(f + (kf_c + nf_1))\}].
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Із виразу 4.2 випливає, що в спектрі ШІМ крім модульованого сигналу з частотою f_1 присутня гармоніка з частотою переключення f_c та кратні їй kf_c , а також комбінації гармонік с частотою модульованого сигналу та частотою переключення (комутації) $nf_1 \pm kf_c$. Гармоніки модулюючого сигналу nf_1 в спектрі ШІМ відсутні. Модулюючий сигнал пропорційний коефіцієнту M .

В результаті нелінійності характеристик на виході підсилювача з'являються нові частоти, яких не було на вході (рис.4.1). Чим більше нелінійність характеристики підсилювального елемента, тим сильніше спотворюється форма сигналу та тим більше амплітуди вищих гармонік [9].



Рисунку 4.1 – Амплітудний спектр для ШІМ

Кількісно нелінійні спотворення оцінюють за допомогою коефіцієнта гармонік. Коефіцієнт гармонік K_r представляє собою відношення діючого значення напруги (або струму) вищих гармонік, що виникли в результаті

нелінійних спотворень, до напруги (струму) основної частоти (першої гармоніки) при подачі на вхід гармонічного коливання однієї частоти:

$$K_n = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (4.3)$$

де U_1 – значення напруги першої гармоніки; $U_2 \dots U_n$ – значення напруги всіх гармонік, крім першої [1].

Амплітуда гармонічної складової різко зменшується зі збільшенням номеру гармонік. Тому суттєво впливають тільки друга та третя гармоніки. Якщо коефіцієнт гармонік не перевищує 0,2...0,3 %, то на слух нелінійні спотворення визначити майже неможливо.

Для звукових підсилювачів середнього класу допустиме значення коефіцієнту гармонік становить 1,5...4 %. В підсилювачах багатоканального зв'язку лінійність повинна бути високою, для того щоб гармоніки та комбінаційні частоти не потрапляли з одного каналу в інший, тобто щоб не було перехресних спотворень.

Інтермодуляція – це процес взаємодії декількох різних сигналів в нелінійних каскадах радіоприймального тракту. В результаті виникають нові складові спектру, що спотворюють вихідний сигнал. Інтермодуляція виникає, коли на вхід підсилювача подається одночасно два я більше сигнала.

При визначенні коефіцієнта інтермодуляційних спотворень необхідно використовувати два генератора для встановлення частот, на яких проводиться вимірювання. Схема вимірювання складається з генераторів, суматору гармонік, аналізатору спектру та підсилювача, що досліджуємо.

Значення амплітуд та частот кожного генератора обираємо відповідно до одного з стандартів: SMPTE (DIN), MOD, DFD, CCIF (IMD ITU-R) [32].

SMPTE (DIN) SMPTE IMD – це методика вимірювання IMD (інтермодуляційні спотворення) згідно стандарту SMPTE RP120-1983. Метод інтермодуляційного викривлення DIN використовує аналогічний метод. Стимул для SMPTE – це сильний низькочастотний сигнал (f_1) у поєднанні зі слабким

високочастотним сигналом, що цікавить (f_2). f_1 зазвичай 60 Гц, а f_2 зазвичай 7 кГц, при співвідношенні $f_1/f_2 = 4:1$. Сигнал стимулу – це сума двох синусоїд. У спотворенні DUT цей стимул призводить до форми хвилі АМ (модульована амплітудою) з f_2 як "носій" і f_1 як модуляція. В результаті аналізу f_1 видаляють, а залишок фільтрують смуговою смугою і потім демодулюють, щоб виявити продукти модуляції АМ. Рівень RMS продуктів модуляції вимірюється і виражається як відношення до рівня rms f_2 . Вимірювання IMD SMPTE включає шум у смузі пропускання і нечутливе до спотворення FM (частотна модуляція).

На вході першого генератора встановлюємо значення напруги, значення якого дорівнює 0,8 від номінального значення напруги $U_{ном}$, а на вході іншого – 0,2 $U_{ном}$. За допомогою регулятора гучності в навантаженні встановлюють потужність, що дорівнює номінальній. Аналізатором спектру вимірюють вихідну напругу при наступних комбінаціях частот: $(f_2 + f_1)$, $(f_2 - f_1)$, $(f_2 + 2f_1)$, $(f_2 - 2f_1)$, $(f_2 + 3f_1)$, $(f_2 - 3f_1)$ $(f_2 + nf_1)$, $(f_2 - nf_1)$, де n – бажана кількість гармонік для дослідження.

MOD IMD схожий на SMPTE IMD, і в деяких випадках дає ті ж результати. Стимул MOD такий же, як стимул SMPTE, але замість використання демодуляції АМ для аналізу MOD вибірково вимірює продукти інtermодуляції 2-го та 3-го порядку та поєднує їх значення арифметично. Цей метод зменшує вплив шуму на результат і чутливий до будь-якого механізму спотворення. Якщо існує тільки IMD амплітудної модуляції і коли шум дуже низький, результати MOD будуть ідентичними результатам SMPTE. Реалізація APx500 MOD IMD забезпечує можливість змінювати частоту стимулів, вибирати додаткові коефіцієнти стимулів та відображати додаткові продукти інtermодуляції .

DFD означає розрив частоти спотворення. DFD описаний у стандартах IEC60118 та IEC60268. Стимул DFD – це два високочастотні тони f_1 і f_2 , зосереджені навколо частоти, що називається середньою частотою $(f_1 + f_2) / 2$. Тони розділені зсувом частоти, що називається різницевою частотою. Два тони інtermодулюють у спотворюючому DUT для отримання частоти суми та

різниці. Для аналізу DFD вибірково вимірює продукти інтермодуляції 2-го і 3-го порядку, поєднує їх значення арифметично і забезпечує результат, який є відношенням суми виробів до опорного напруги, визначеного як 2х напруга f_2 (фактично, сума f_1 і f_2). У реалізації APx500 продукти 4-го та 5-го порядку також вимірюються та повідомляються у вигляді продукту спотворень. Оскільки тони стимулу мають високу частоту, DFD є корисним вимірюванням для спостереження спотворень у пристроях, що виявляють спотворення, що збільшуються з частотою. Оскільки тони за замовчуванням розбігаються лише на 80 Гц, значна частина енергії, що міститься в продуктах спотворення, впаде поблизу або нижче тонів стимулу. Це робить DFD хорошим вибором для вимірювання спотворень на більш високих частотах в обмежених смугових пристроях, де продукти гармонічних спотворень із високочастотних тонів подразника випадають з діапазону. Вимірювання DFD проводяться так само, як вимірювання CCIF, відрізняючись лише калібруванням амплітуди. Результати DFD виражаються у вигляді значень на 6,02 дБ, ніж CCIF.

Метод IMD CCIF описаний у документі №. 11 Комісії Mixte, CCIF / UIR, березень 1937 р., Виданий Міжнародним консультативним комітетом по телефонії (CCIF). CCIF більше не існує як організація, перетворившись у відділ MCE-R Міжнародного союзу телекомунікацій (МСЕ). Цей метод також називають IMD (ITU-R).

За рахунок інтермодуляції в підсилювачах класу D модуляція виконується одночасно декількома сигналами. Вираз для двоканального ШІМ має наступний вид [31]:

$$\begin{aligned}
 P_{TE}(t; M_1 \sin(2\pi f_1 t) + M_2 \sin(2\pi f_2 t)) = & M \sin(2\pi f_1 t) + M_2 \sin(2\pi f_2 t) + \\
 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} & \left[\sin(2\pi k f_c t) - \right. \\
 - (-1)^k \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} & J_m(k\pi M_1) J_n(k\pi M_2) \sin(2\pi (k f_c - m f_1 - n f_2) t) \left. \right].
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

де M_1 – коефіцієнт модуляції $|M_1| \leq 1$;

M_2 – коефіцієнт модуляції $|M_2| \leq 1$;

f_1 – частота модулюючого сигналу 1;

f_2 – частота модулюючого сигналу 2;

f_c – частота переключення;

m – номер m -ої гармоніки модулюючого сигналу 1;

n – номер n -ої гармоніки модулюючого сигналу 2;

k – номер k -ої гармоніки сигналу переключення;

$J_0(a)$ – функція Бесселя (циліндрична функція) 0-го порядку;

$J_n(a)$ – функція Бесселя (циліндрична функція) n -го порядку.

Із виразу (4.4) отримано формулу для спектру сигналу ШІМ з двухтональним модулюючим сигналом [31]:

$$\begin{aligned} P_{TE}(f; M_1 \sin(2\pi f_1 t) + M_2 \sin(2\pi f_2 t)) = & \frac{M_1}{2j} [\delta(f - f_1) - \delta(f + f_1)] + \\ & + \frac{M_2}{2j} [\delta(f - f_2) - \delta(f + f_2)] + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{jk\pi} [[\delta(f - kf_c) - \delta(f + kf_c)] - \\ & - (-1)^k \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{J_m(k\pi M_1) J_n(k\pi M_2)}{jk\pi} \times \\ & \times [\delta(f - (kf_c - mf_1 - nf_2)) - \delta(f + (kf_c - mf_1 - nf_2))]]. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Як видно з виразу (4.5) спектр двухтонального ШІМ сигналу, крім модулюючих сигналів і гармоніки з частотою переключення, містить гармоніки с частотами kf_c , $kf_c \pm mf_1$, $kf_c \pm nf_2$, $kf_c \pm mf_1 \pm nf_2$, що виникають в результаті інtermодуляції k -х гармонік сигналу переключення з гармоніками модулюючих сигналів.

Теоретично по обидві сторони від частоти перемикавання розташовується нескінченно велика кількість гармонік модулюючих частот і їх комбінацій з убутними амплітудами (рис.4.2). І хоча на практиці число таких гармонік обмежена в силу їх загасання, гармоніки, розташовані зліва від частоти перемикавання можуть потрапити в звуковий діапазон підсилювача і погіршити якість його відтворення. Для зменшення впливу комбінаційних гармонік на якість роботи підсилювача, його частота перемикавання повинна бути якомога

вище, а в разі необхідності повинен бути використаний вихідний фільтр низьких частот [9].

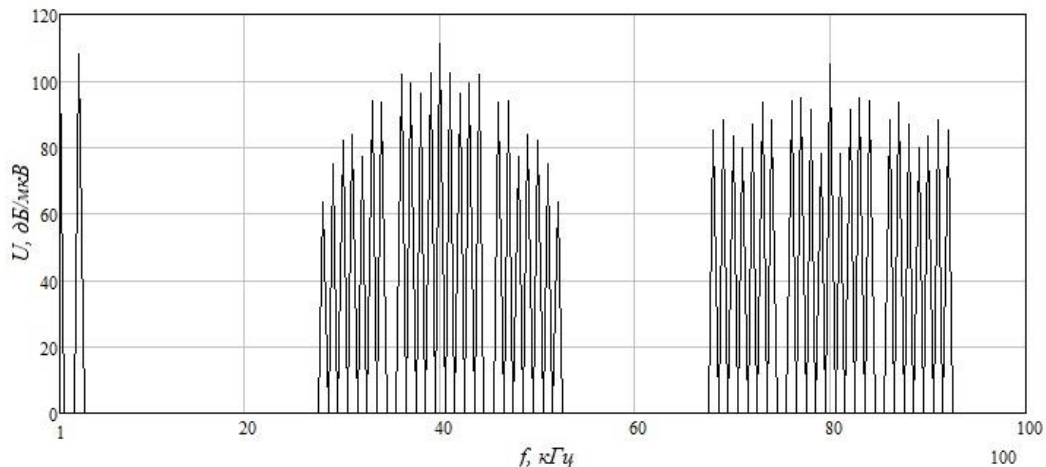


Рисунок 4.2 – Амплітудний спектр для двотонального ШІМ

Результатом вимірювання є значення коефіцієнта інтермодуляційних спотворень, що розраховується за формулою:

$$K = \frac{\sqrt{(U_{F_2+F_1} + U_{F_2-F_1})^2 + (U_{F_2+2F_1} + U_{F_2-2F_1})^2 + (U_{F_2+3F_1} + U_{F_2-3F_1})^2 + \dots}}{U_{F_2}} \times 100, \% \quad (4.6)$$

де $U_{F_2}, U_{F_2+F_1}, U_{F_2-F_1}, U_{F_2+2F_1}, U_{F_2-2F_1}, U_{F_2+3F_1}, U_{F_2-3F_1}$ – вихідні напруги сигналів відповідно з частотами $F_2, (F_2 + F_1), (F_2 - F_1), (F_2 + 2F_1), (F_2 - 2F_1), (F_2 + 3F_1), (F_2 - 3F_1)$, що викликані взаємною модуляцією [1].

4.2 Короткий опис параметрів моделювання програми Multisim

У Multisim передбачена велика кількість функцій аналізу даних симуляції – від простих до найскладніших, у тому числі й вкладених.

Перш ніж проводити будь який аналіз в Multisim 14.1, необхідно встановити його вихідні параметри, задавши їх у пунктах меню Interactive Simulation. Якщо ці установки не встановити, то моделювання буде виконуватися з параметрами, заданими в програмі Multisim за замовчуванням (рис.4.3) [27].

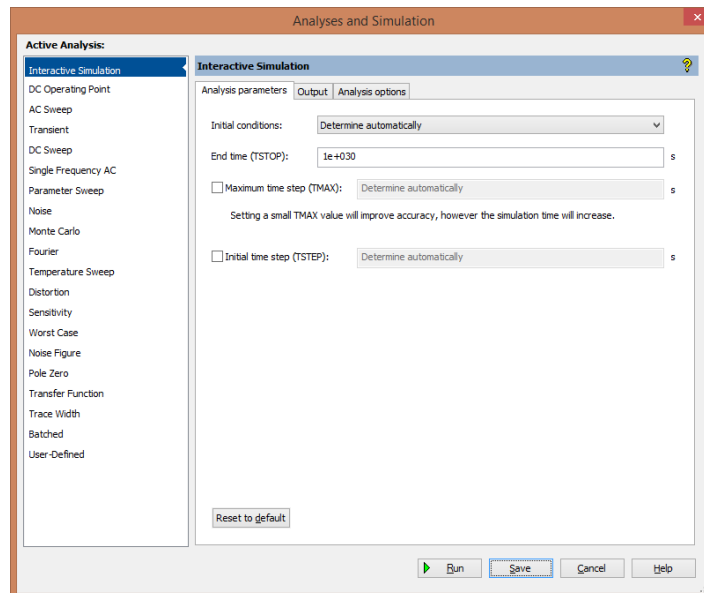


Рисунок 4.3 – Меню налаштувань Interactive Simulation

Для дослідження форми вихідного сигналу виконуємо аналіз перехідних процесів, а для дослідження нелінійних та інтермодуляційних спотворень проводимо аналіз форми та особливості спектру вихідного сигналу, за допомогою аналізу Фур'є.

Аналіз перехідних процесів

Transient Analysis – аналіз перехідних процесів. Дозволяє визначити форму вихідного сигналу протягом тривалості перехідного процесу, тобто побудувати графік сигналу в функції часу [27].

Аналіз перехідних процесів в лінійному колі – це аналіз кола в тимчасовій області, для проведення якого необхідно вибрати в головному меню відповідний режим: *Simulate* → *Analyses and simulation* → *Transient*, після чого з'являється діалогове вікно часового аналізу – Transient (рис.4.4).

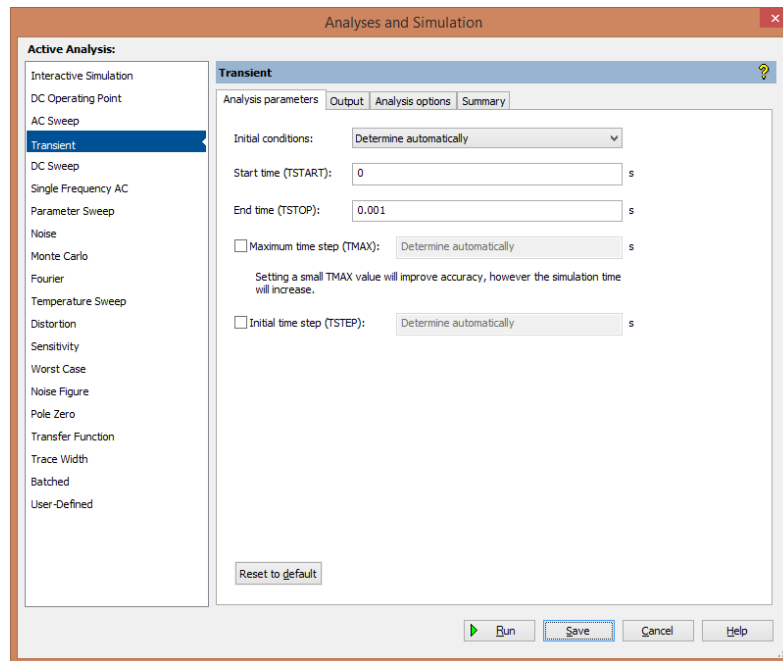


Рисунок 4.4 – Налаштування аналізу Transient

У вкладці Analysis Parameters вікна Transient є наступні налаштування:

- а) Initial Conditions – початкові умови (Automatically determine initial conditions – початкові умови визначаються автоматично, Set to zero – нульові незалежні початкові умови);
- б) Start Time (TSTART) і End Time (TSTOP) – моменти часу відповідають початку і кінцю аналізу відповідно (TSTART рекомендується встановити рівним нулю, а TSTOP – в 3 – 5 разів більше найбільшої постійної часу кола);
- в) Maximum time step settings (TMAX) – налаштування максимального тимчасового кроку аналізу, які набувають наступних значень:
 - Minimum number of points (задається мінімальна кількість точок на інтервалі спостереження від TSTART до TSTOP);
 - Maximum time step (задається максимальний часовий крок аналізу);
 - Generate time step automatically (часовий крок аналізу визначається програмою автоматично);
- г) Initial time step (TSTEP) – налаштування початкового кроку аналізу (якщо TSTEP не встановлено, то він вибирається автоматично).

Для забезпечення високої точності розрахунків необхідно, щоб початковий крок аналізу TSTEP був менше найменшої постійної часу кола, а максимальний крок аналізу TMAX – не більший найбільшої постійної часу кола.

Крім того, рекомендується поставити відносну похибку розрахунків (Relative error tolerance – RELTOL) не більше 10^{-5} : *Transient Analysis* → *Analysis Options* → *Use Custom Settings* → *Customize ...* → *RELTOL: 1e-5* (рис.4.5).

У вкладці Output вікна Transient Analysis обирають зміни (вузли) для аналізу. Для запуску аналізу необхідно натиснути кнопку Simulate у вікні Transient Analysis, після чого з'явиться вікно з графіками залежності від часу змінних, що аналізуються.

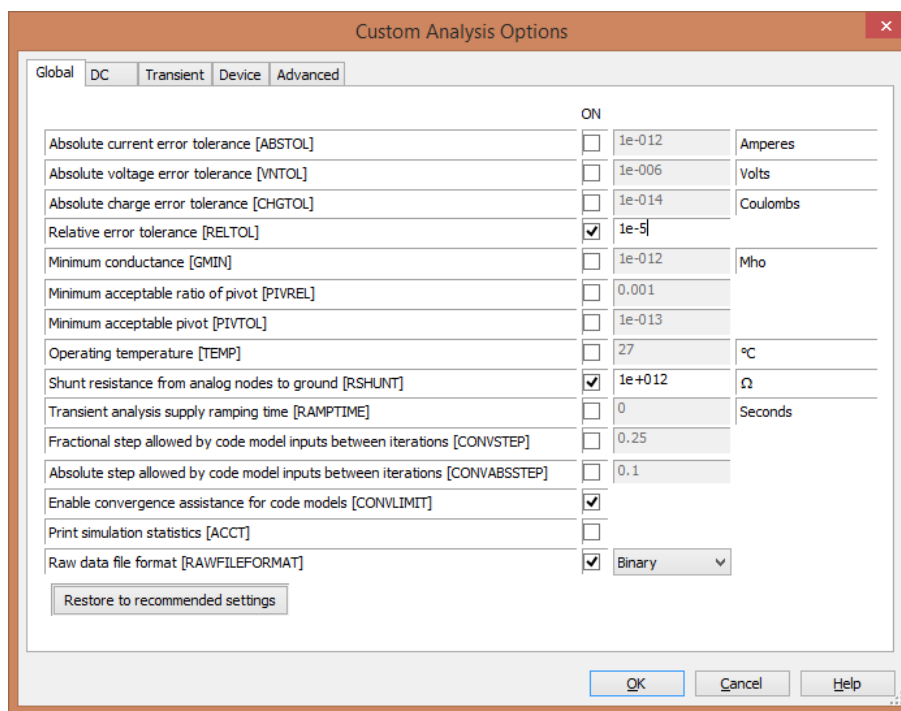


Рисунок 4.5 – Налаштування відносної похибки розрахунку

Гармонійний аналіз нелінійного кола

Fourier Analysis – Фур'є аналіз, тобто аналіз спектру сигналу. Дозволяє здійснювати аналіз спектру сигналів у заданому діапазоні частот і вибраних

кількості гармонік. Результати аналізу виводяться як у вигляді графіків, так і в табличній формі [27].

Для визначення гармонійних складових відгуку кола (аналіз нелінійних спотворень в колі) необхідно вибрати в головному меню наступний режим: **Simulate** → **Analyses and simulation** → **Fourier**, після чого з'являється діалогове вікно гармонійного аналізу – Fourier (рис.4.6).

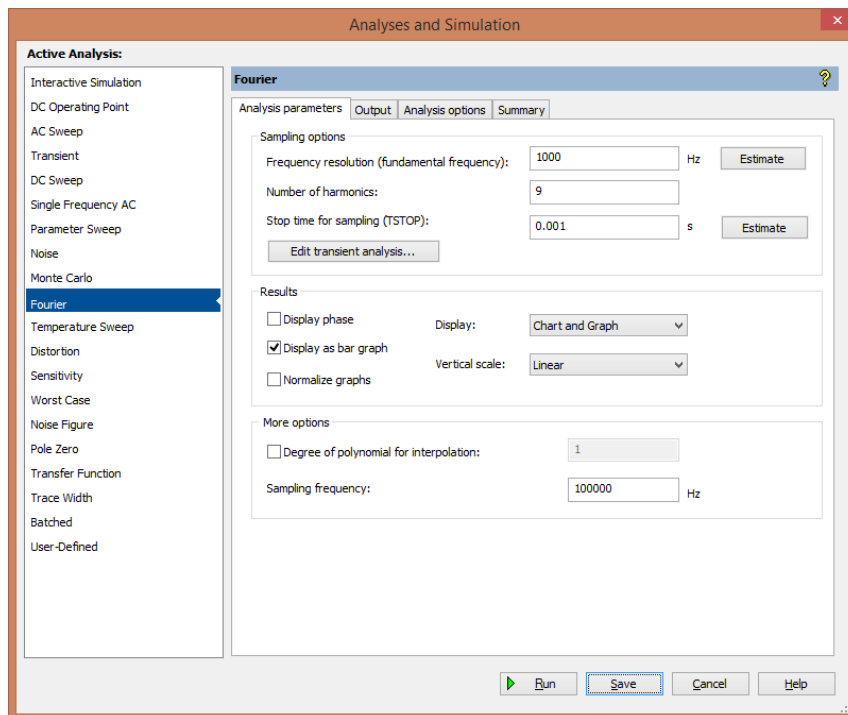


Рисунок 4.6 – Налаштування аналізу Fourier

У вкладці Analysis Parameters вікна Fourier Analysis виконуються наступні налаштування:

- Fundamental frequency – основна частота аналізу (вибирається автоматично при натисканні кнопки Estimate);
- Number of harmonics – кількість гармонік, що розраховують;
- Stop time for sampling (TSTOP) – час аналізу (вибирається автоматично при натисканні кнопки Estimate);
- Results – форма представлення результатів аналізу, наприклад, для відображення результатів гармонійного аналізу у вигляді таблиці і

діаграми в лінійному масштабі по осі ординат, необхідно вибрати такі налаштування: *Display as bar graph, Display → Chart and Graph, Vertical scale → Linear;*

- Sampling frequency – частота відліків досліджуваного відгуку (повинна бути значно більше, ніж основна частота аналізу).

У вкладці Output вікна Fourier Analysis встановлюють вузол кола, який необхідно проаналізувати.

При відсутності зовнішніх установок точності програма обирає крок аналізу, що забезпечує досить низьку точність результатів, особливо, амплітуди гармонійних складових сильно відрізняються. Для підвищення точності розрахунку необхідно поставити граничну відносну похибку (RELTOL) не більше 10^{-5} :

Fourier Analysis → Analysis Options → Use Custom Settings → Customize ... → RELTOL: 1e-5 (рис.4.5).

Для запуску аналізу необхідно натиснути кнопку Simulate вікні Fourier Analysis, після чого з'явиться вікно з результатами гармонічного аналізу, що містить частоти (Frequency), амплітуди (Magnitude) і початкові фази гармонійних складових (Phase). Крім того, в результаті гармонійного аналізу так само визначається постійна складова проаналізованої змінної (DC component), коефіцієнт гармонік (THD – Total Harmonic Distortion) і амплітудна спектральна діаграма (графічне зображення залежності амплітуд гармонійних складових відгуку від частоти) [33].

4.3 Опис запропонованої моделі вихідного каскаду підсилювача класу D

У якості основи для створення моделі підсилювача було обрано напівмостовий перетворювач на базі GaN транзисторів EPC2022 [34], який зібрано на платі для досліджень EPC9035[35].

Моделювання проводилося у програмному середовищі Multisim 14.1.

Основні параметри плати EPC9035 такі:

- вихідна напруга: 80 В;
- вихідний струм: 25 А;
- час наростання та спаду вихідної напруги: 3 – 5 нс;
- мінімальна ширина вхідного імпульсу у “високому” стані: 50 нс;
- мінімальна ширина вхідного імпульсу у “низькому” стані: 100 нс;

опір транзисторів у відкритому стані: 4 мОм.

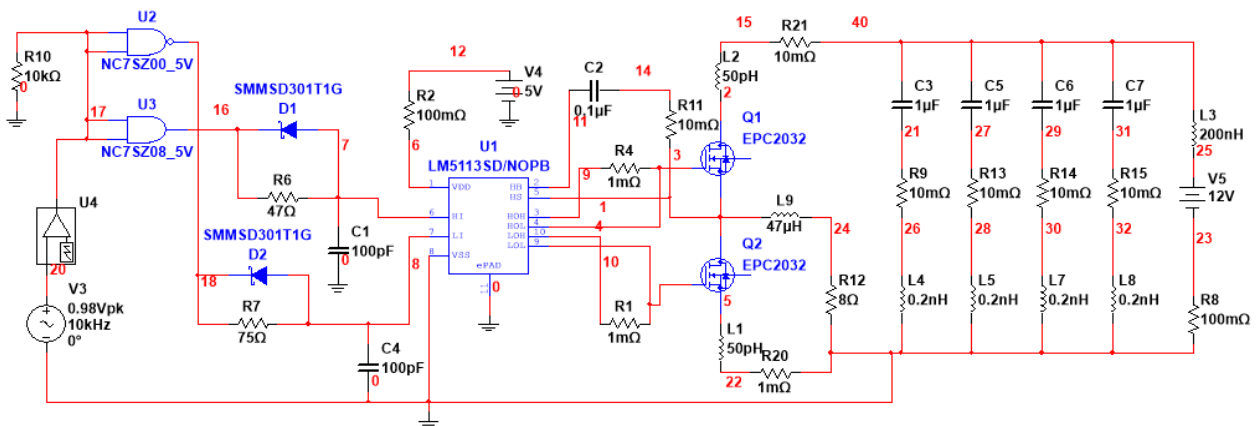


Рисунок 4.7 – Комп’ютерна модель підсилювача класу D на платі EPC9035

На рис.4.7 наведено модель, де елементи U2 та U3 використано як буфери і для інвертування вхідного сигналу. Компоненти R8, C1 і D1 формують затримку вмикання транзистора Q1. R7, C4 і D2 формують затримку вмикання транзистора Q2. Мікросхема U1 – драйвер транзисторів Q1 і Q2. Компоненти, для моделювання поширення електромагнітних завад і втрат на друкованій платі (дроселі L1, L2, резистори R20, R21), чотири розв’язувальні конденсатори C5 – C8 наведено на схемі з паразитними параметрами: дроселі L5, L7, L8, L18 (індуктивність виводів) і резистори R13 – R16 (внутрішній опір). Паразитні параметри дротів живлення подано дроселем L3 і резистором R8. Навантаженням перетворювача є дросель L9, навантажувальний резистор R12 і конденсатор фільтра C14 з індуктивністю виводів. На схему додано елемент ШІМ U4 та генератор синусоїдальних імпульсів V3 [36].

4.4 Дослідження впливу частоти комутації на коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача

Для дослідження нелінійних спотворень та впливу на них частоти комутації на вході вихідного каскаду підсилювача генеруємо гармонічний синусоїдальний сигнал та пілкоподібний сигнал. Гармонічний синусоїдальний сигнал формує основну частоту, що змінюється в межах від 16 до 20 000 Гц – діапазон частот, що чує людина, а пілкоподібний сигнал встановлює частоту комутації (переключення) – робочій діапазон модуля транзистора. На схему додано елементи ШІМ U4 та генератор синусоїдальних імпульсів V3 для моделювання роботи каскаду та визначення впливу нелінійних спотворень (рис.4.7). На рис.4.8 наведено форму вихідного сигналу та ШІМ.

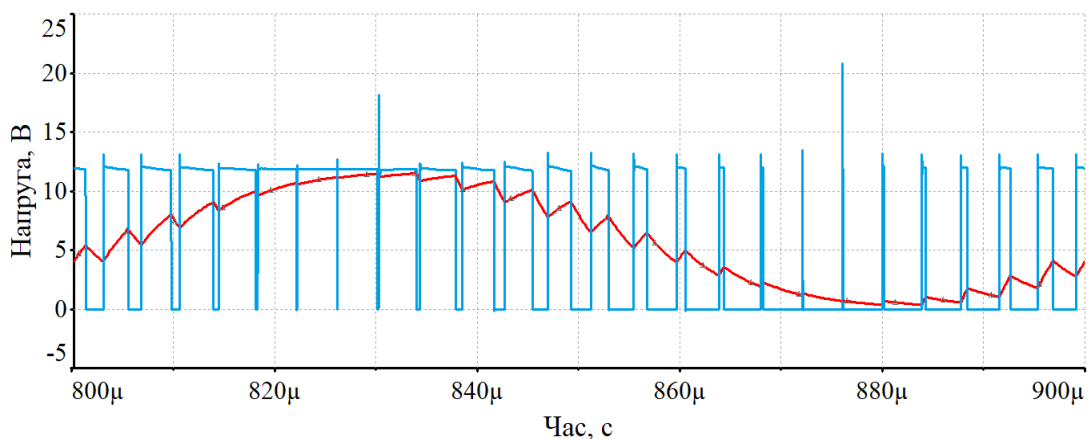
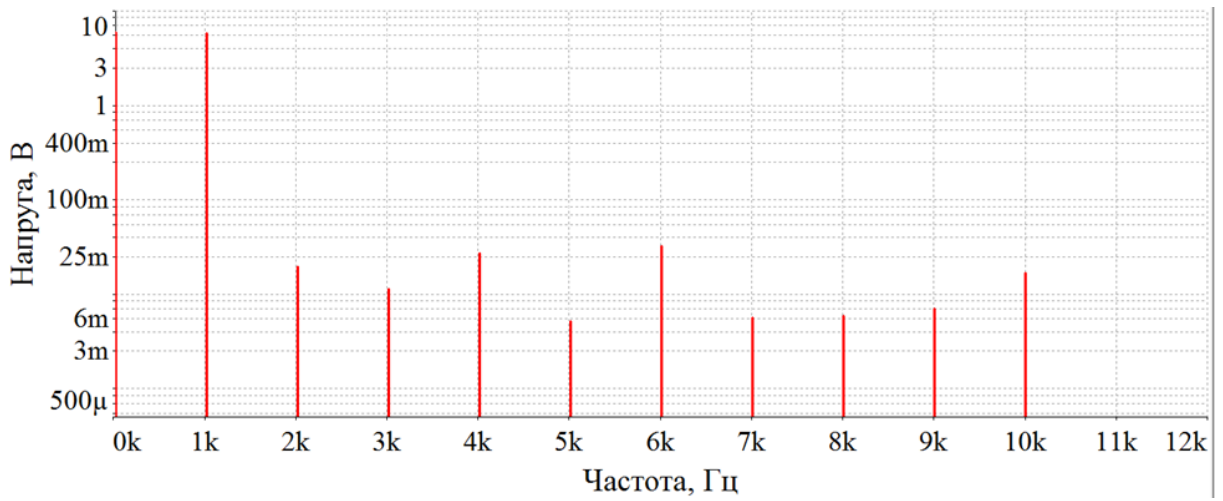


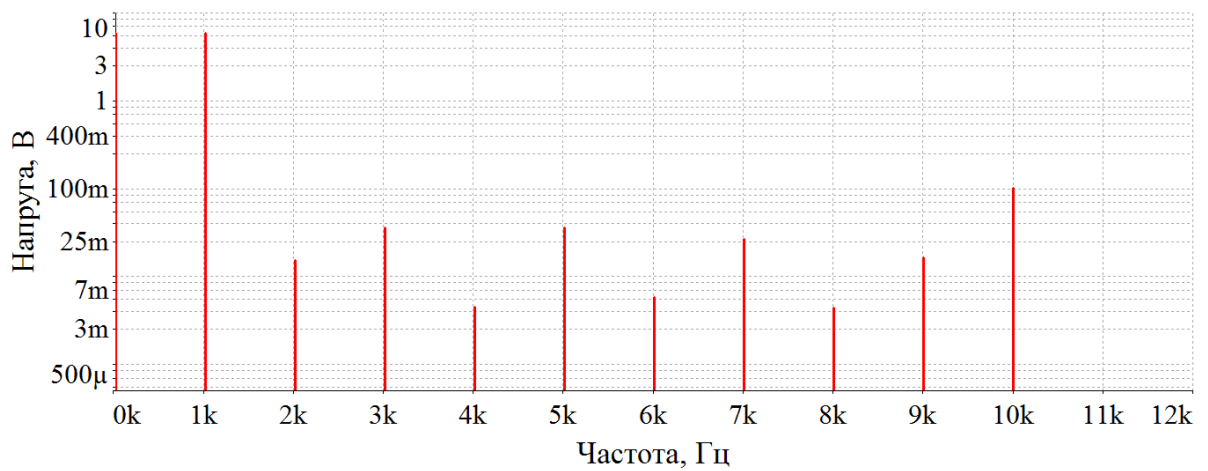
Рисунок 4.8 – Форма вихідного сигналу та ШІМ

Для аналізу спектру вихідного сигналу запускаємо аналіз Фур'є, характеристики якого попередньо налаштуємо: дослідження проводимо для десяти гармонік, фундаментальна частота встановлюється відповідно до частоти вхідного сигналу. Для визначення спотворень обрано частоти синусоїдальних сигналів в 1 кГц, 2 кГц, 5 кГц, 10 кГц. Частота комутації транзисторів: 100к, 250к, 500к та 1000 кГц.

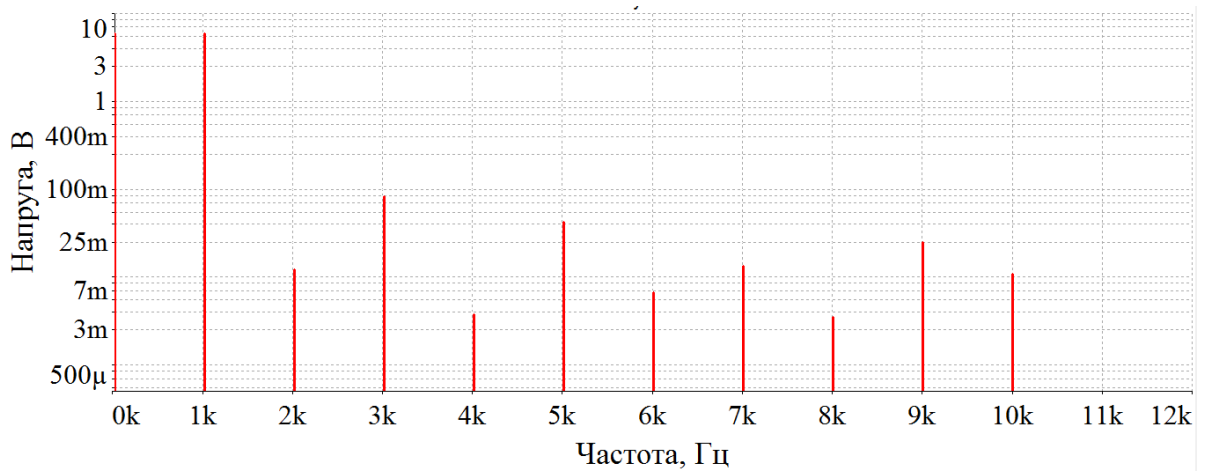
Графіки спектру вихідного сигналу для різних частот комутації наведені на рис. 4.9 та 4.10.



а)

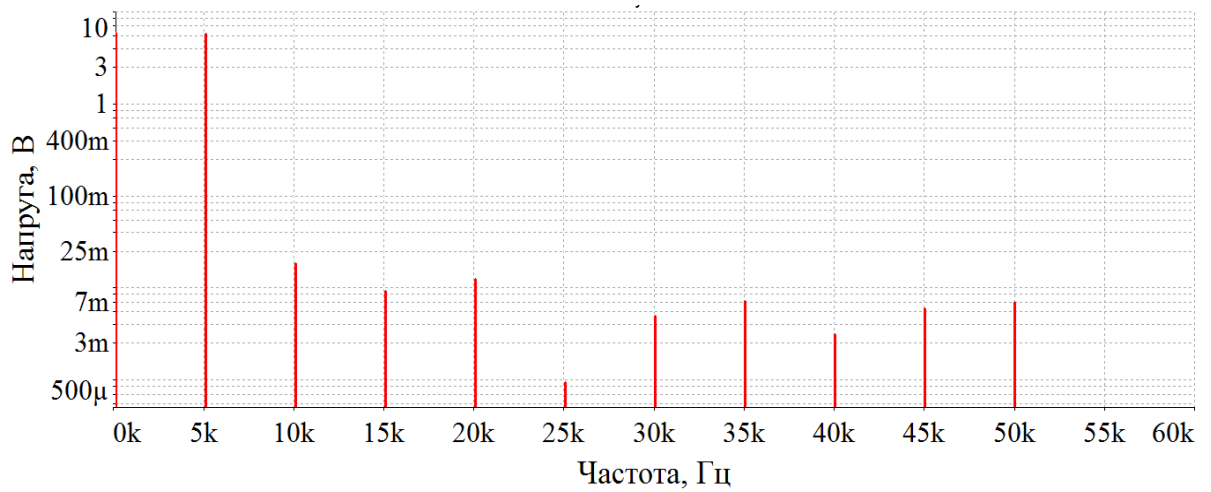


б)

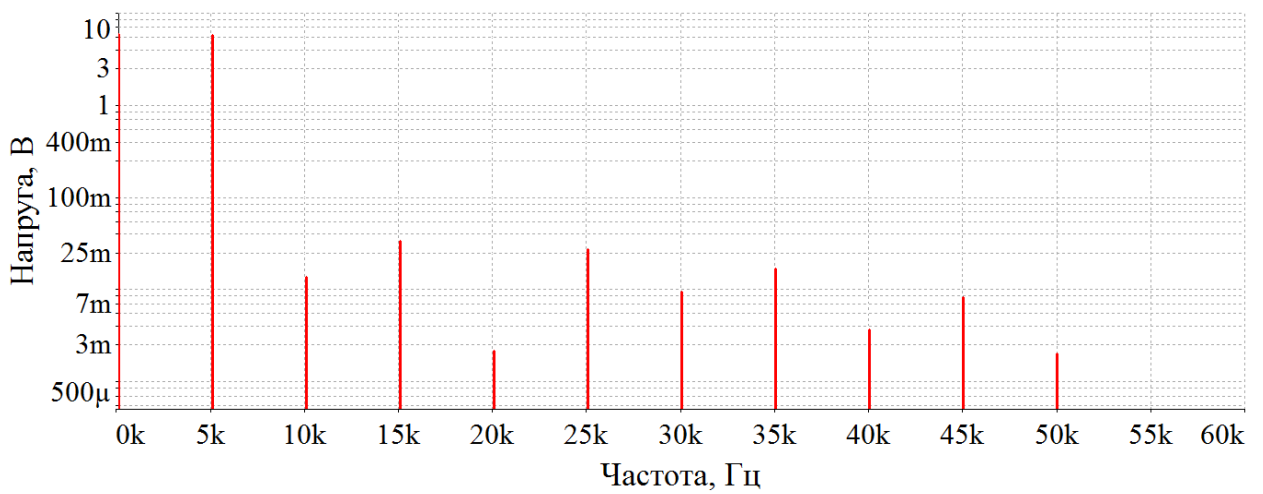


в)

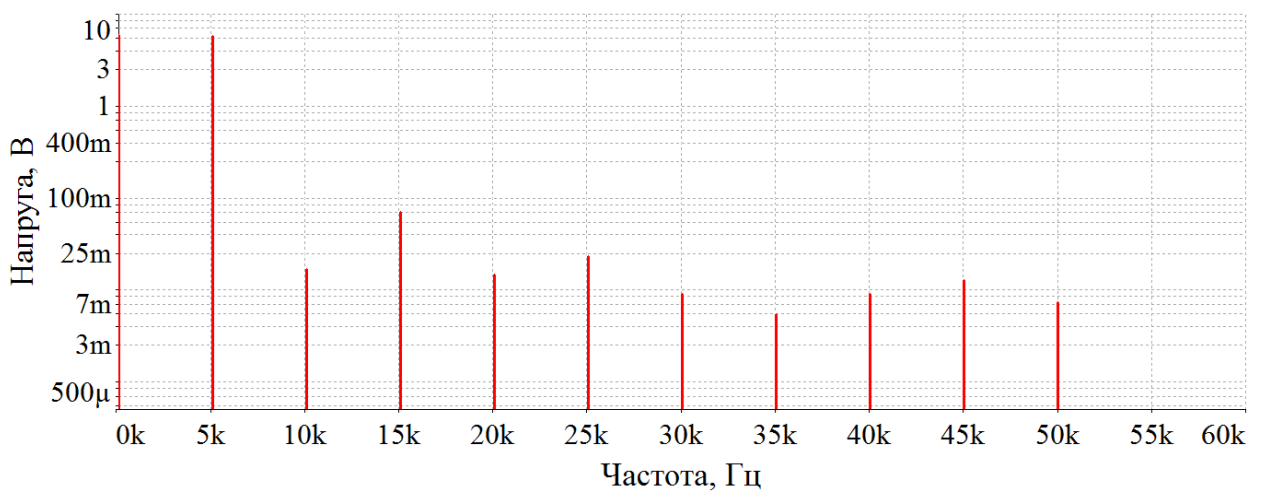
Рисунок 4.9 – Результат Фур’є аналізу для сигналу 1 кГц та частот переключення: а) 100 кГц, б) 500 кГц, в) 1000 кГц



а)



б)



в)

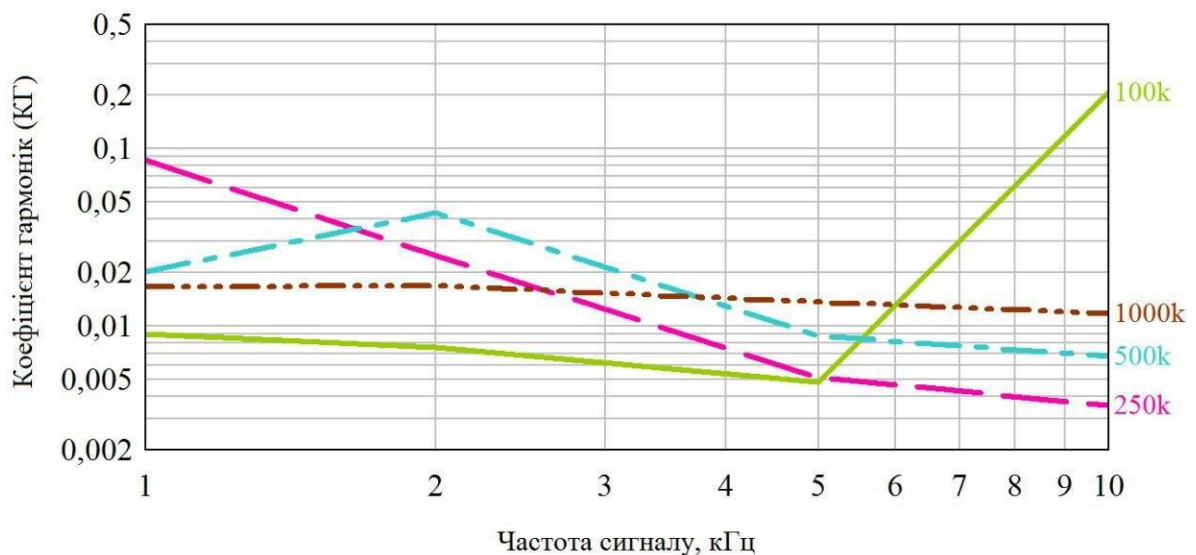
Рисунок 4.10 – Результат Фур’є аналізу для сигналу 5 кГц та частот переключення: а) 100 кГц; б) 500 кГц; в) 1000 кГц

Для кожної з частот сигналу підраховано по десять гармонік. Коефіцієнти нелінійних спотворень розраховані за формулою (4.3). У результаті отримано значення коефіцієнта нелінійних спотворень, які наведено в табл.4.1.

Таблиця 4.1 – Результати моделювання

Частота сигналу, Гц	Частота перемикання транзистора, Гц			
	100к	250к	500к	1000к
1к	0,009017	0,085598	0,02023	0,016576
2к	0,007553	0,025067	0,043393	0,016921
5к	0,004811	0,005119	0,008766	0,013734
10к	0,207618	0,003583	0,006754	0,01174

За даними з табл.4.1 побудовано графік залежності K_g від частоти перемикання транзисторів (рис.4.11).



Рисунку 4.11 – Графік залежності K_g від частоти гармонічного сигналу

З графіка видно, що для частоти перетворення 100 кГц відбувається різке збільшення спотворень на верхніх частотах. Це обумовлено недостатнім ослабленням гармонік вихідним фільтром. Також для частот перетворення

250 кГц, 500 кГц, 1000 кГц спостерігається зменшення нелінійних спотворень з ростом частоти, що обумовлено зменшенням вищих гармонік вихідним фільтром. Проте для частоти перемикавання 500 кГц спостерігається зростання спотворень майже в 2 рази на частоті сигналу 2 кГц.

Аналізуючи результати, в проведених дослідах, підсилювач класу D на GaN-транзисторах має КГ, що не перевищує 0,2%. Що позитивно впливає на якість звучання.

4.5 Дослідження впливу частоти комутації на коефіцієнт інтермодуляційних спотворень підсилювача

Для дослідження інтермодуляційних спотворень встановлюємо два джерела сигналів. На рис.4.12 наведена оновлена схема.

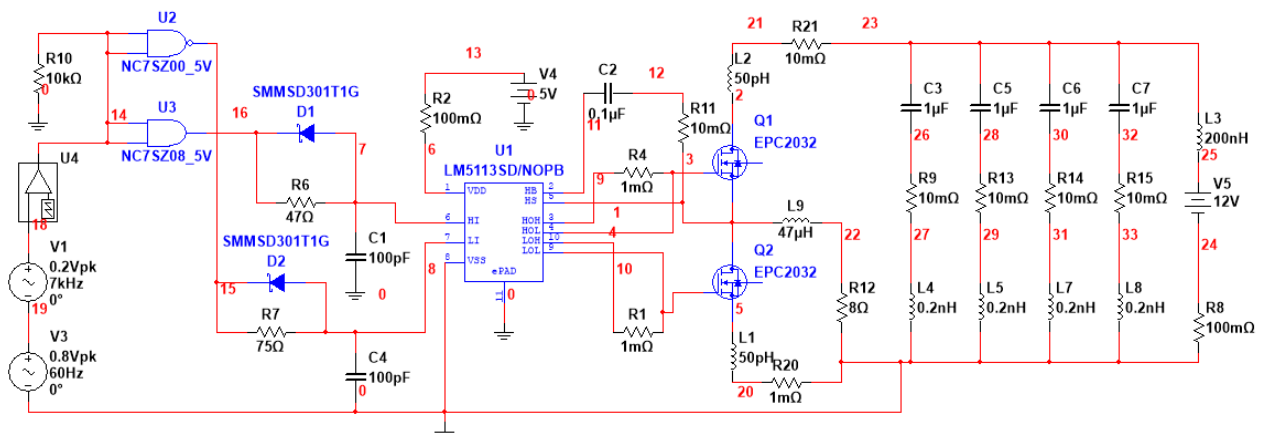


Рисунок 4.12 – Схема для дослідження інтермодуляційних спотворень

Значення напруги першого джерела дорівнює 0,8 від номінального значення напруги $U_{ном}$, а на вході іншого – $0,2 U_{ном}$. Для визначення частот вхідних сигналів обираємо стандарт SMPTE RP120-1983, тому що він є міжнародним для звукових підсилювачів. Орієнтуючись на стандарт SMPTE RP120-1983, проводимо вимірювання інтермодуляційних завад, що базується на тому, що подається два сигнали: перший з частотою (f_1) набагато більшою ніж

у другого (f_2) у співвідношенні $f_1 : f_2 = 4:1$. Найчастіше використовують таку комбінацію: $f_1 = 7\text{кГц}$ та $f_2 = 60\text{Гц}$.

За допомогою аналізу Фур'є вимірюємо значення вихідної напруги при наступних комбінаціях частот: $(f_2 + f_1)$, $(f_2 - f_1)$, $(f_2 + 2f_1)$, $(f_2 - 2f_1)$, $(f_2 + 3f_1)$, $(f_2 - 3f_1)$ $(f_2 + nf_1)$, $(f_2 - nf_1)$, де n – бажана кількість гармонік для дослідження.

Для досліджень використовуємо частоту сигналів 60 Гц та 7кГц, а частота комутації транзисторів: 100к, 250к, 500к та 700 кГц.

Виконано Фур'є аналіз вихідного сигналу для кожної з частот перемикавання. Отримані графіки мають вигляд, рис. 4.13 та 4.14.

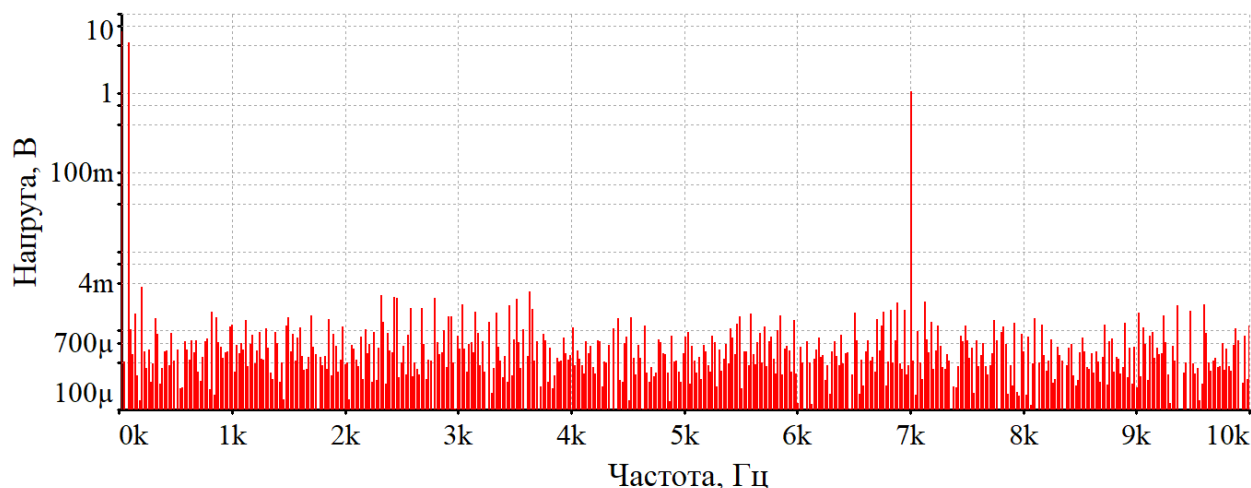


Рисунок 4.13 – Спектрограма при частоті комутації 100 кГц

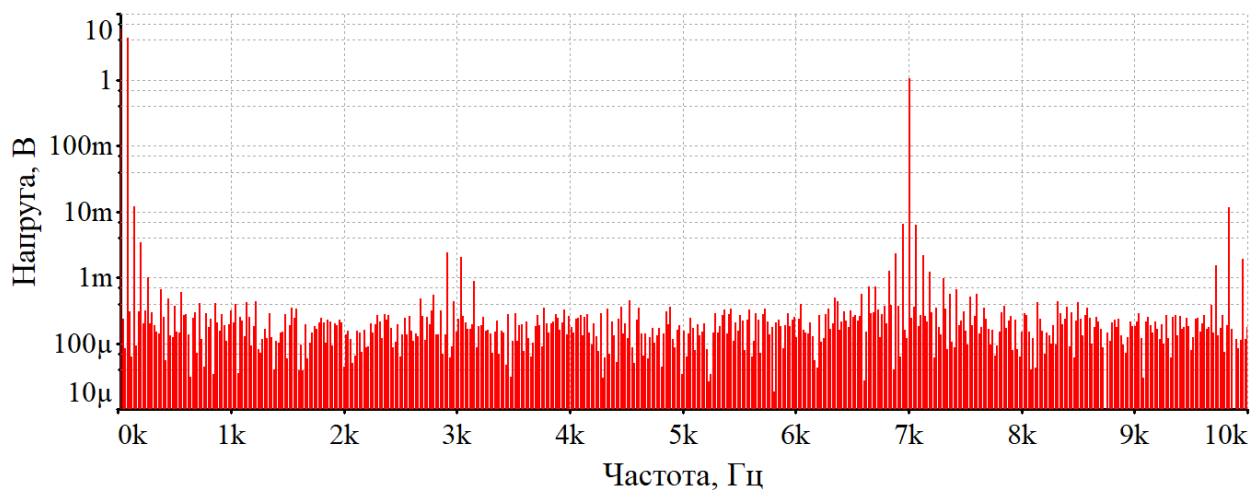


Рисунок 4.14 – Спектрограма при частоті комутації 500 кГц

Для частоти 7кГц сигналу підраховано по десять гармонік з кроком в 60 Гц в обидві сторони (плюс/мінус). Коефіцієнти інтермодуляційних спотворень розраховано за наступною формулою (4.6).

У результаті отримано значення коефіцієнта інтермодуляційних спотворень (КІМС), які наведено в табл.4.2.

Таблиця 4.2 – Значення КІМС в залежності від частоти комутації

Частота перемикавання транзистору, кГц	Значення КІМС
100	0,005146396
250	0,005638947
500	0,009572366
700	0,011698539

На рис.4.15 наведено графік залежності коефіцієнту інтермодуляційних спотворень від частоти комутації.

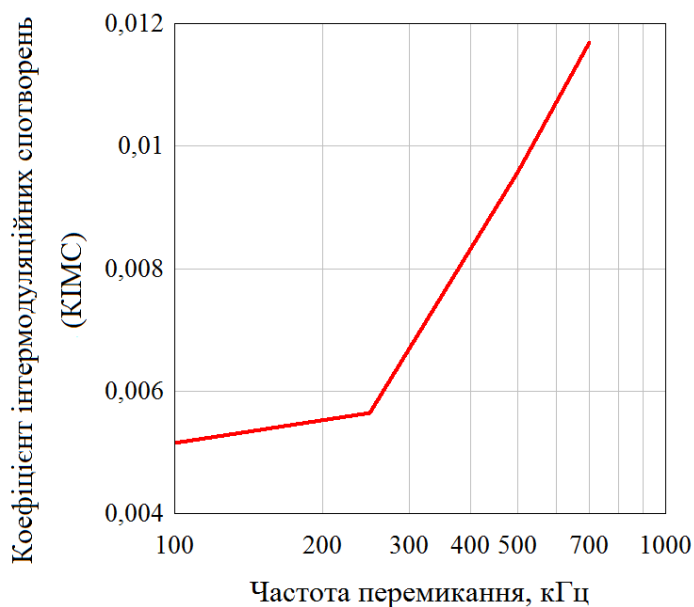


Рисунок 4.15 – Графік залежності коефіцієнту інтермодуляційних спотворень від частоти комутації

Проаналізувавши результати можна зазначити, що інтермодуляційні спотворення мають виражений характер збільшення з ростом частоти перемикавання. Це можна пояснити тим, що з ростом частоти комутації змінюється співвідношення амплітуд сигналів з частотами 60 Гц і 7 кГц. Амплітуда пульсацій сигналу з частотою 7 кГц зменшується з ростом частоти перетворення (рис. 4.16 та 4.17). При цьому амплітуда сигналу з частотою 60 Гц залишається незмінною.

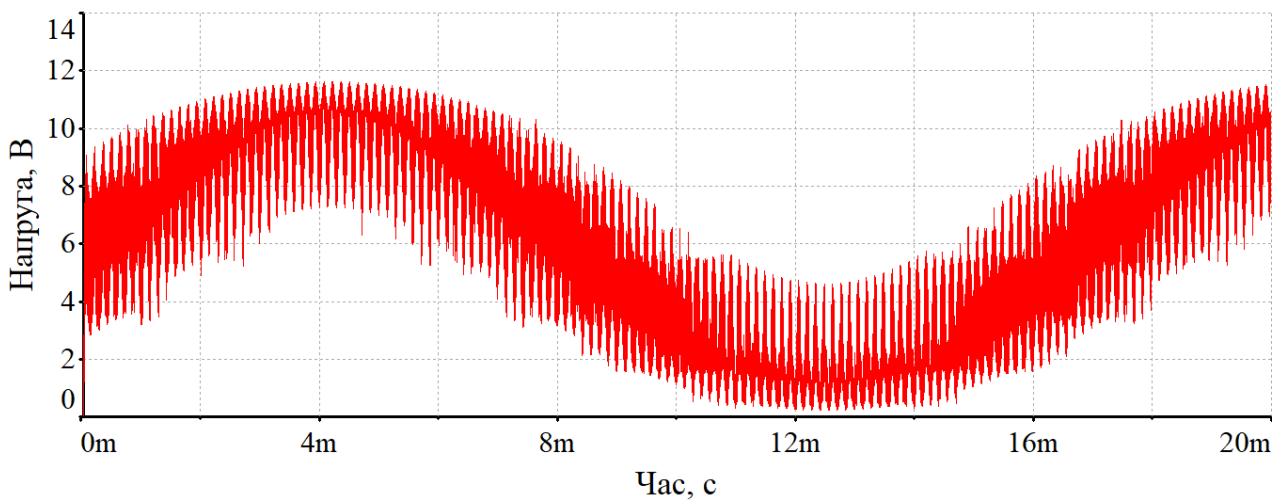


Рисунок 4.16 – Амплітуда пульсацій сигналу з частотою перемикавання 100 кГц

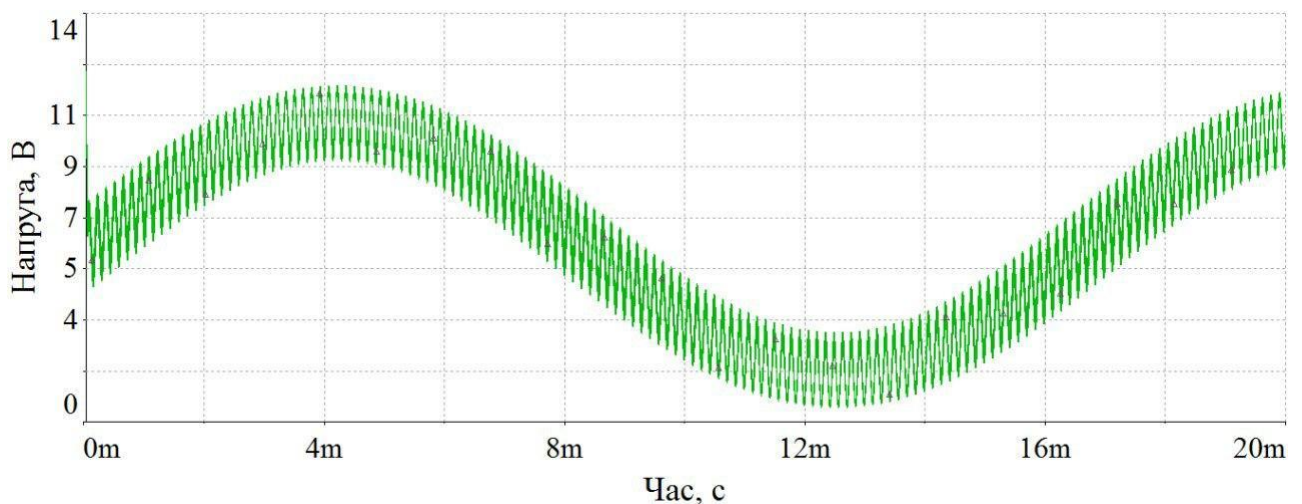


Рисунок 4.17 – Амплітуда пульсацій сигналу з частотою перемикавання 500 кГц

Висновки до розділу 4

В результаті проведеного моделювання можна сформулювати такі висновки:

1. Нелінійні спотворення для різних частот комутації мають різні залежності від частоти. Для частоти комутації 100 кГц спостерігається різке збільшення спотворень на верхніх частотах звукового діапазону через недостатнє ослаблення гармонік вихідним фільтром. Для частот комутації 250 кГц і 500 кГц і 1МГц спостерігається зниження спотворень зі збільшенням частоти, обумовлене зменшенням вищих гармонік вихідним фільтром. Хоча для частоти перетворення 500 кГц є двократний підйом спотворень на частоті 2 кГц.

2. Інтермодуляційні спотворення мають виражений характер збільшення з ростом частоти комутації. Це можна пояснити тим, що з ростом частоти комутації змінюється співвідношення амплітуд сигналів з частотами 60 Гц і 7 кГц. Амплітуда пульсацій сигналу з частотою 7 кГц зменшується з ростом частоти комутації. При цьому амплітуда сигналу з частотою 60 Гц залишається незмінною.

3. Таким чином для зменшення нелінійних спотворень необхідно підвищувати частоту перетворення, з одного боку. З іншого боку, для зменшення інтермодуляційних спотворень не можна задавати частоту комутації максимально високою. Також з ростом частоти знижується ККД підсилювача.

4. Ґрунтуючись на отриманих результатах можна рекомендувати частоту перетворення від 250 кГц до 500 кГц.

5. Підсилювальний каскад класу D, виконаний на GaN транзисторах забезпечує високу лінійність амплітудної характеристики і досить низькі коефіцієнти нелінійних та інтермодуляційних спотворень, без негативного зворотного зв'язку.

ВИСНОВКИ

В магістерській дисертації розроблено модель вихідного каскаду підсилювача класу D на GaN-транзисторах для дослідження впливу якісних показників, таких як нелінійні та інтермодуляційні спотворення, на вихідний сигнал у разі зміни частоти перемикавання, застосування якої дозволить скоротити час проектування підсилювачів класу D з гарантованими значеннями експлуатаційних параметрів.

1. У результаті аналізу особливостей звукових підсилювачів різних класів з'ясовано, що підсилювачі класу А мають найнижчий ККД 20 – 30%, але позитивним критерієм є малі нелінійні спотворення вхідного сигналу. ККД підсилювачів класу В становить 50%, але нелінійні спотворення мають недопустиме значення. Середнє значення ефективності класу АВ вище ніж у класів А та В і становить близько 70%, за рахунок цього вони сильно виграють за якістю та чистотою вихідного сигналу. Підсилювачі класу Н мають ККД 83% при коефіцієнті гармонійних спотворень 0,1%. Клас Т поєднує малу кількість нелінійних і гармонічних спотворень класу АВ з ефективністю класу D, а перевага полягає в низькому рівні інтермодуляційних спотворень, що менше коефіцієнта гармонік. Клас D має такі особливості: 1) ККД підсилювачів цього типу може досягати 90% – 95%; 2) нагрівання вихідних транзисторів практично відсутнє, що дозволяє створювати дуже маленькі і економічні підсилювачі; 3) коефіцієнт гармонійних спотворень при грамотному побудові вихідного фільтра можна довести до 0,01%; 4) спотворення зростають при збільшенні частоти сигналу і зниженні частоти дискретизації; 5) спотворення включають нелінійність, що визначається способом модуляції і "мертвим періодом", котрий необхідний для запобігання виникнення наскрізного струму у момент, коли обидва транзистори напівмосту – відкриті; 6) негативним критерієм також є виникнення електромагнітних завад.

2. Перевагою дискретного рішення побудови вихідного каскаду підсилювачів класу D є можливість забезпечити велику вихідну потужність.

Недоліком є те що, дискретні підсилювачі потребують більше деталей для побудови, порівняно з інтегральними. Перевагами вихідного каскаду підсилювачів класу D на інтегральних мікросхемах є невелика кількість компонентів, необхідних для підключення, невеликі розміри та мінімальні значення паразитних індуктивностей, що дає додаткові переваги на більш високих частотах. Недоліком є обмежена вихідна потужність. Використання GaN-транзисторів є перспективним при проектуванні імпульсних генераторів, потужних hi-fi підсилювачів класу D з малими габаритами. Саме тому виконано дослідження підсилювача класу D на GaN-транзисторах.

3. За результатами аналізу методів моделювання, можна вважати вибір SPICE моделювання доцільним для оцінки рівнів якісних показників, таких як нелінійні та інтермодуляційні спотворення, наявного зразка перетворювача через відносну простоту моделі, досить невелику кількість елементів. Програму Multisim вибрано завдяки широкій функціональності, якісному інтерфейсу та наявності SPICE моделей GaN-транзисторів.

4. Доведено, що підсилювальний каскад класу D, виконаний на GaN транзисторах забезпечує високу лінійність амплітудної характеристики і досить низькі коефіцієнти нелінійних та інтермодуляційних спотворень, без негативного зворотного зв'язку. Для зменшення нелінійних спотворень необхідно підвищувати частоту перетворення, з одного боку. З іншого боку, з ростом частоти зростають інтермодуляційні спотворення. Також з ростом частоти знижується ККД підсилювача. Ґрунтуючись на отриманих результатах можна рекомендувати частоту комутації від 250 кГц до 500 кГц.

5. У подальших дослідженнях необхідно розширити діапазон вихідних потужностей і виконати моделювання при збільшеному напрузі живлення і зменшеному опорі навантаження. Також доцільно дослідити роботу підсилювального каскаду з підключеним негативним зворотнім зв'язком.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Гольцев В. Р., Богун В. Д., Хиленко В. И. Электронные усилители: Учебное пособие для учащихся средних специальных учебных заведений по специальности «Радиотехнические измерения». — М.: Изд-во стандартов, 1990. — 224 с.
2. Классификация усилителей URL: <https://www.hifiaudio-spb.ru/ampl/ampl3/> (дата обращения 05.03.2020).
3. Ключевые параметры усилителей мощности звуковой частоты URL: https://www.arstel.com/details/proektirovanie/sound/statya-po_ozvuchivaniyu_01.php (дата обращения 12.03.2020).
4. Amplifier Classes and Classification of Amplifiers // Electronic tutorials. URL: <http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html> (accessed 10.03.2020).
5. Bob Cordell Designing Audio Power Amplifiers URL: <http://milas.spb.ru/~kmg/files/literature/Designing%20Audio%20Power%20Amplifiers.pdf> (accessed 05.03.2020).
6. E. Gaalaas, Class D Sound Amplifiers: What, Why, and How, Analog Dialogue 40-06, 2006. URL: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/class-d-audio-amplifiers.html>. (accessed 15.03.2020).
7. Nielsen K. A review and comparison of pulse width modulation (PWM) methods for analog and digital input switching power amplifiers / K. Nielsen // in Proceedings of the 102nd Convention of Audio Engineering Society (AES '97), Munich, Germany – March 1997.
8. Paramesh Jeyanandh Use of Sigma-Delta Modulation to Control EMI from Switch-Mode Power Supplies / Jeyanandh Paramesh, Annette von Jouanne // IEEE Transactions On Industrial Electronics – February 2001 – Vol. 48, No. 1 – P. 111-117.

9. Оникиенко Ю.А. Система прогнозирования кондуктивных помех звуковых усилителей класса D: дисс ... канд. техн. наук. : 05.09.08 – прикладная акустика и звукотехника. - Киев., 2014. - 185 с.
10. Усилитель звуковой частоты класса D на основе микросхемы IRS2093M URL: https://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2010_08_86.pdf (дата обращения 19.03.2020).
11. В. Morey, R. Vasudevan, I. Woloschin. Class D Audio Amplifier: degree of bachelor of science: electrical engineering. – Worcester., 2008.- 156 p
12. Разуваев Ю.Ю. Моделирование усилителя мощности D-класса на основе широтно-импульсной модуляции URL: <http://www.vestnik.vsu.ru/pdf/physmath/2017/02/2017-02-05.pdf> (дата обращения 18.03.2020).
13. Оникиенко Ю.А., Пилинский В.В., Швайченко В.Б. Особенности обеспечения электромагнитной совместимости усилителей мощности класса D/ Технічна електродинаміка. Тем.вип. Силова електроніка і енергоефективність. 2011, Ч.1 – С.39-42.
14. Схема Усилителя D Класа – Усилитель Класа D 100 Вт URL: <https://i-flashdrive.ru/sxem/sхема-usilitelya-d-klassa-usilitel-klassa-d-100-vt.html> (дата обращения 20.03.2020).
15. Усилитель на дискретных элементах 200 Вт URL: <https://varikap.ru/usilitel-na-diskretnyx-elementax-200-vt/> (дата обращения 25.03.2020).
16. Усилитель интегральных схем URL: <http://tda-blogspot.com/p/d.html> (дата обращения 25.03.2020).
17. Основи мікропроцесорної техніки: лабораторний практикум [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка» / В.С.Баран, Г.Г. Власюк, Ю.О.Оникиєнко, О.І.Смоленська; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 3,42 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – 140 с.

18. Мощные нитрид-галлиевые транзисторы (GaN) от EPC – конец эры кремния URL: <https://www.compel.ru/lib/71931> (дата обращения 10.12.2019).
19. Гольцева М. Мощные GaN-транзисторы истинно революционная технология//Электроника НТБ № 4/2012.
20. Alex Lidow PhD, Johan Strydom, PhD. WP001 Gallium Nitride (GaN) Technology Overview. EPC, 2012.
21. Федоров Ю. Широкозонные гетероструктуры (Al, Ga, In)N и приборы на их основе для миллиметрового диапазона длин волн//Электроника НТБ № 2/2011.
22. Alex Lidow PhD., David Reusch, PhD. AN017 Fourth Generation eGaN® FETs Widen the Performance Gap with the Aging MOSFET EPC, 2014.
23. LM5113 5A, 100V Half-Bridge Gate Driver for Enhancement Mode GaN FETs. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5113.pdf> (accessed 19.04.2020).
24. EPC GaN FET Open-Loop Class-D Amplifier Design URL: <https://epc-co.com/epc/portals/0/epc/documents/articles/EPC%20GaN%20FET%20Open-Loop%20Class-D%20Amplifier%20Design.pdf> (accessed 10.04.2020).
25. А.В. Карпов, С.А. Калабанов, Р.И. Шагиев Современные программные средства структурно-функционального и схемотехнического моделирования / А.В. Карпов, С.А. Калабанов, Р.И. Шагиев. – Казань: Казан. ун-т, 2013. – 36 с.
26. В.Л. Максименко, А.Ю. Иванов Исследование автоколебаний при моделировании гармонического осциллятора с использованием комплексов моделирования Інформаційні управляючі системи та комп'ютерний моніторинг (ІУС КМ - 2011) - 2011 / Матеріали II міжнародної науково-технічної конференції студентів, аспірантів та молодих вчених. — Донецьк, ДонНТУ — 2011, Том 2, с. 132-136.
27. Є.З. Маланчук. Моделювання та аналіз цифрових схем. Підручник / Є.З. Маланчук, В.В. Макаренко, В.М. Співак, Г. Г. Власюк, А.В. Рудик. – Рівне: НУВГП, 2018. – 463 с.

28. Nielsen, D., Knott, A., Pfaffinger, G., & Andersen, M. A. E. Investigation of switching frequency variations and EMI properties in self-oscillating class D amplifiers. In Proceedings of the 127th AES Convention AES 2009.
29. MATLAB R documentation for the FFT function. The Mathworks Inc. URL: <https://www.mathworks.com/help/dsp/ref/fft.html> (accessed 25.03.2020).
30. Y. Onikienko, V. Pilinsky, D. Probity, V. Shvaychenko "Simulation of Electromagnetic Environment of Class D Amplifier" 2013 IEEE 33th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 121-123.
31. Song Zukui The Frequency Spectrum of Pulse Width Modulated Signals / Zukui Song, Dilip V. Sarwate // Signal Processing – October 2003 – Volume 83, Issue 10 –P. 2227-2258.
32. More about IMD URL: <https://www.ap.com/technical-library/more-about-imd/> (accessed 12.02.2020).
33. А.М. Пилипенко, В.Н. Бирюков Лабораторный практикум по теории электрических цепей: Учебное пособие. Часть II – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2014. – 48 с.
34. EPC2022 – Enhancement Mode Power Transistor. URL: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2022_datasheet.pdf (accessed 19.02.2020).
35. EPC9035 – Development Board EPC9035 Quick Start Guide URL: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/guides/EPC9035_qsg.pdf (accessed 19.02.2020).
36. V.Baran, O.Smolenska, Y.Onykiienko, V.Pilinsky, V.Lazebnyi, N.Iakunina, "Analysis of EMI and Efficiency of the GaN and Si MOSFET converters" 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 719-722.

ДОДАТОК А

ABSTRACT

A modern amplifier must have good characteristics in the sound frequency range of 20 ... 20,000 Hz, and reproduce the input signal with minimal energy dissipation and low distortion. The simplest option for implementing a sound amplifier is to use transistors in linear mode, which allows the output to increase the input voltage. With the development of technology in the field of sound engineering, Class D amplifiers have become popular. Class D is used in household, car, concert, studio amplifiers. In Class D mode, energy losses are minimal and the efficiency is high. These indicators are one of the main for modern sound amplifiers. Linear amplifiers of classes A, B, AB do not show such indicators.

The use of GaN transistors in Class D amplifiers is expedient, due to the fact that the switching speed of GaN transistors is high, which allows them to operate at high switching frequencies, such as 100... 1000 kHz (this parameter affects the distortion). They are also small in size and hardly heated. Therefore, it can be argued that the topic of the dissertation is relevant. The aim of the dissertation is to create a model of the output stage of a class D amplifier on GaN-transistors to study the influence of quality indicators, such as nonlinear and intermodulation distortions, on the output signal in case of change of switching frequency, which will reduce design time of class D amplifiers .

To achieve this goal we must perform the following tasks:

- to explore the features of sound amplifiers of different classes;
- to investigate the features of the output stages of class D amplifiers;
- to investigate approaches to modeling of class D sound amplifiers;
- to develop a model of the output stage of the class D amplifier;
- to investigate the distortions caused by the output stage of the class D amplifier on GaN transistors.

The object of the study is the qualitative performance of Class D amplifiers on GaN transistors, such as nonlinear and intermodulation distortions.

The subject of research is the level of qualitative indicators (nonlinear and intermodulation distortions) of the output stages of amplifiers at different switching frequencies of transistors, their comparative analysis.

Research methods: comparative analysis to substantiate the feasibility of using Class D amplifiers, critical analysis to determine the dependence of performance on the characteristics of the transistors of the output stage of the amplifier, the theory of electrical circuits to form a computer model of Class D amplifier, computer modeling of processes in output stages class D on GaN transistors, field experiment to verify the adequacy of the developed model and the reliability of the results obtained during modeling.

Scientific novelty of the obtained results: 1) a computer model of the output half-bridge stage of the Class D amplifier has been developed, which allows to determine with high accuracy the operational characteristics of the Class D amplifier; 2) improved the method of studying the parameters and characteristics of Class D amplifiers by applying the developed computer model of the output stage; 3) the adequacy of the developed model is experimentally proved, which gives the possibility of its practical application.

Practical significance of the obtained results: the results of the work can be used in the design of Class D amplifiers on GaN-transistors.

An analysis of the characteristics of sound amplifiers of different classes revealed that class A amplifiers have the lowest efficiency (20 – 30%), but a positive criterion is small nonlinear distortion of the input signal. The efficiency of Class B amplifiers is 50%, but nonlinear distortions are unacceptable. The average efficiency value of class AB is about 70%, due to which they strongly benefit from the quality and purity of the output signal. Class H amplifiers have an efficiency of 83% with a harmonic distortion ratio of 0.1%. The advantage of class T is the low level of intermodulation distortion, which is less than the harmonic coefficient.

Class D has the following features: 1) The efficiency of amplifiers of this type can reach 90% – 95%; 2) heating of the output transistors is almost absent, which allows you to create very small and economical amplifiers; 3) the coefficient of

harmonic distortion in the competent construction of the output filter can be increased to 0.01%; 4) distortions increase with increasing signal frequency and decreasing sampling rate; 5) distortions include nonlinearity, determined by the modulation method and the "dead period", which is necessary to prevent the occurrence of through current at the moment when both half-bridge transistors are open; 6) a negative criterion is also the occurrence of electromagnetic interference.

This section discusses in detail the amplifier operating in class D mode, because this class is selected for future modeling and calculation of the distortion coefficients of the output stage of the amplifier.

The output stage is formed on the basis of needs and is determined by the tasks that were set during the simulation of the amplifier.

The advantage of the output stage on discrete transistors is the ability to provide high output power. The disadvantage is that discrete amplifiers require more parts to build than integrated ones. Discrete construction of the output stage of amplifiers should be used to design powerful amplifiers. The circuit on discrete transistors IRFD9024 and IRFD123 is considered as an example.

The advantages of integrated circuits are the small number of components required for connection, small size and minimum values of parasitic inductances, which gives additional advantages at higher frequencies. The disadvantage of amplifiers on integrated circuits is the limited output power. The MP7781 chip and the MAX9744 class D amplifier are considered as an example of implementation of integrated circuits.

The main properties of GaN-transistors in class D amplifiers: 1) due to the high drift mobility of charge carriers, the resistance of GaN-transistors in the open state is small; 2) the switching speed of the transistors is high, so you can use at high switching frequencies; 3) the thermal conductivity of gallium nitride is also higher.

The use of GaN-transistors is promising in the design of pulse generators, powerful hi-fi class D amplifiers with small dimensions. That is why the study of the class D amplifier on GaN-transistors was performed.

There are the following approaches to modeling Class D sound amplifiers: modeling using equivalent circuit methods and modeling using both active and passive elements based on their physical properties (device physics-based model) or SPICE modeling. Numerical analysis applications such as MATLAB, Mathcad are used for equivalent circuit methods. And for modeling using models of active and passive elements, the most convenient for modeling are two software packages – Orcad and NI Multisim. Section 3 discusses the features of modeling in MATLAB and NI Multisim, their positive and negative criteria.

As an example, we consider the model of a class D amplifier with self-excitation in Matlab Simulink. Then we can conclude that the use of MATLAB Simulink is appropriate for analysis at the level of element blocks as components of the device. Using the built-in Fourier transform function reduces computer performance requirements and reduces computation time. The disadvantage of using MATLAB Simulink is the need for an additional stage of implementation of the proposed model in a practical scheme with the need to select elements.

Models of a class D bridge amplifier and a half-bridge converter on GaN transistors in Multisim are also considered. One of the major benefits of using Multisim is the large, constantly updated model library.

Summarizing the review of modeling methods, we can consider the choice of SPICE modeling appropriate to assess the levels of quality indicators, such as nonlinear and intermodulation distortions, the existing sample converter due to the relative simplicity of the model, a small number of elements. The Multisim program was chosen due to its wide functionality, high-quality interface and the presence of SPICE models of GaN-transistors.

As a result of the conducted modeling it is possible to formulate the following conclusions:

1. Nonlinear distortions for different switching frequencies have different frequency dependences. For a switching frequency of 100 kHz, there is a sharp increase in distortion at the upper frequencies of the sound range due to insufficient attenuation of the harmonics by the output filter. For switching frequencies of 250

kHz and 500 kHz and 1MHz, there is a decrease in distortion with increasing frequency due to a decrease in higher harmonics by the output filter. Although for a conversion frequency of 500 kHz there is a double rise of distortion at a frequency of 2 kHz.

2. Intermodulation distortions have a pronounced nature of increasing with increasing switching frequency. This can be explained by the fact that with increasing switching frequency, the ratio of signal amplitudes with frequencies of 60 Hz and 7 kHz. The amplitude of the signal pulsations with a frequency of 7 kHz decreases with increasing switching frequency. The amplitude of the signal with a frequency of 60 Hz remains unchanged.

3. Thus, to reduce nonlinear distortion, it is necessary to increase the conversion frequency, on the one hand. On the other hand, to reduce intermodulation distortion, you can not set the switching frequency as high as possible. Also with increasing frequency, the efficiency of the amplifier decreases.

4. Based on the obtained results, we can recommend a conversion frequency from 250 kHz to 500 kHz.

5. It is proved that the class D amplifier stage made on GaN transistors provides high linearity of the amplitude characteristic and rather low coefficients of nonlinear and intermodulation distortions, without negative feedback. To reduce nonlinear distortion, it is necessary to increase the conversion frequency, on the one hand. On the other hand, intermodulation distortions increase with increasing frequency. Also with increasing frequency, the efficiency of the amplifier decreases. Based on the obtained results, we can recommend a switching frequency 500 kHz.

In further studies, it is necessary to expand the range of output power and perform simulations with increased supply voltage and reduced load resistance. It is also advisable to investigate the operation of the amplifier stage with connected negative feedback.