

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

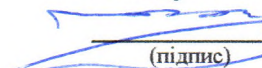
Факультет електроніки
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра акустичних та мультимедійних електронних систем
(повна назва кафедри)

«На правах рукопису»
УДК 621.314

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

 С. А. Найда
(підпис) (ініціали, прізвище)

“12” травня 2020 р.

Магістерська дисертація

зі спеціальності (спеціалізації) 171 Електроніка (Електронні системи
мультимедіа та засоби Інтернету речей)
(код і назва спеціальності)

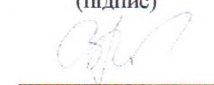
на тему: «Порівняльний аналіз ефективності вихідних каскадів підсилювачів
звуку класу D на GaN та Si транзисторах».

Виконав студент II курсу, групи ДВ-81мн
(шифр групи)

Баран Вадим Сергійович
(прізвище, ім'я, по батькові)


(підпис)

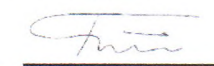
Науковий керівник к.т.н., проф. Пілінський В. В.
(науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)


(підпис)

Консультант _____
(назва розділу) (науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ініціали)

(підпис)

Рецензент к.т.н., доц. Корнєв В.П.
(науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)


(підпис)

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

Студент 

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)

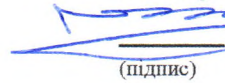
Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-науковою програмою

Спеціальність (освітня програма) 171 Електроніка

(Електронні системи мультимедіа та засоби Інтернету речей)
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

 С. А. Найда
(підпис) (ініціали, прізвище)

« 17 » березня 2020 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Барану Вадиму Сергійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації «Порівняльний аналіз ефективності вихідних каскадів підсилювачів звуку класу D на GaN та Si транзисторах»

науковий керівник дисертації Пілінський Володимир Володимирович, к.т.н. проф.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

2. Строк подання студентом дисертації 05.05.2020 р.

3. Об'єкт дослідження: модулі підсилювачів класу D на GaN та Si-транзисторах.

4. Предмет дослідження (Вхідні дані – для магістерської дисертації за освітньо-професійною програмою): методи конструювання підсилювачів класу D та забезпечення їх EMC; GaN, Si-транзистори, інші електронні компоненти для побудови модулів, а також активне та реактивне навантаження; засоби вимірювання: осцилограф Tektronix TDS1002, генератор AD9850, мікроконтролер Arduino Nano, амперметр, еквівалент мережі NNB101, селективний мікровольтметр SMV11.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: 1) Дослідити особливості вихідних каскадів звукових підсилювачів класу D, а також особливості GaN-транзисторів; 2) Розглянути вихідні каскади звукових підсилювачів класу D у якості джерела неумисних електромагнітних завад; 3) Розробити підсилювальні модулі класу D на базі GaN та Si-транзисторів. Дослідити їх ефективність та рівні ЕМЗ на різних робочих частотах. Виконати порівняльну характеристику та надати рекомендації.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: 1) 59 рис, 10 табл., 1 презентація, 15 слайдів.

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., -C.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

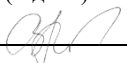
№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Розроблення модулів підсилювачів та дослідження їх характеристик. Аналіз результатів.	01.10.2019	виконано
2	Написання першого розділу: Огляд звукових підсилювачів класу D	01.02.2020	виконано
3	Написання другого розділу: Схемотехнічні особливості вихідних каскадів звукових підсилювачів класу D	01.03.2020	виконано
4	Написання третього розділу: Вихідні каскади звукових підсилювачів класу D як джерело неумисних електромагнітних завад (ЕМЗ)	15.03.2020	виконано
5	Написання четвертого розділу: Аналіз ефективності та ЕМЗ вихідних каскадів підсилювачів звуку класу D	01.04.2020	виконано
6	Підготовка матеріалів до друку та оформлення пояснювальної записки	01.05.2020	виконано
7	Підготовка та оформлення презентації для доповіді	03.05.2020	виконано

Студент



(підпис)

Науковий керівник



(підпис)

В. С. Баран

(ініціали, прізвище)

В. В. Пілінський

(ініціали, прізвище)

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація: 106 с., 59 рис., 10 табл., 1 дод., 32 джерела.

ПІДСИЛЮВАЧІ КЛАСУ D, GaN-ТРАНЗИСТОРИ, КОНДУКТИВНІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ЗАВАДИ, ККД ПІДСИЛЮВАЧА, НАПІВМОСТОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ

Об'єкт дослідження – модулі підсилювачів класу D на GaN та Si-транзисторах.

Мета дослідження полягає в визначенні ефективності і рівнів кондуктивних ЕМЗ (далі ЕМЗ), що створюються Si і GaN MOSFET модулями. При цьому необхідно виконати порівняння рівня спотворень модулів за однакових ККД і різних робочих частотах. І, нарешті, оцінити ефективність і рівень завад GaN модуля при роботі на різних частотах. В результаті досліджень видати рекомендацію розробникам в доцільності використання GaN модуля для різних завдань з урахуванням вартості.

Методи дослідження – теоретично-аналітичний огляд технічних особливостей звукових підсилювачів, методів забезпечення ЕМС; конструювання модулів та проведення вимірювання, порівняльний аналіз. Вимірювання проводилось за допомогою селективного мікровольтметра SMV11, V-подібного еквіваленту мережі NNB101, амперметра RMS, осцилографа Tektronix TDS1002, сигнали генерувалися за допомогою модуля AD9850 та мікроконтролера Arduino Nano.

Наукова новизна одержаних результатів: виконано порівняльний аналіз характеристик та надано рекомендації доцільності ефективного використання перетворювальних модулів на базі GaN та Si-транзисторів в залежності від типу задач.

Апробація результатів дисертації: участь у конференції «IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology 2020 (ELNANO)» та публікація тез.

SUMMARY

Master's dissertation: 106 p., 59 fig., 10 tabl., 32 refer., 1 appendix.

CLASS D AMPLIFIERS, GaN TRANSISTORS, ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE, COMMON MODE EMI, AMPLIFIER EFFICIENCY, HALF-BRIDGE CONVERTER

Object of study - Class D amplifiers on GaN and Si transistors.

The purpose of the study is to determine the efficiency and levels of conductive EMI generated by Si and GaN MOSFET modules. It is necessary to compare the level of distortions of the modules at the same efficiency and different operating frequencies. Finally, evaluate the effectiveness and level of interference of the GaN module when operating at different frequencies. As a result of the research, it is recommended that developers recommend the use of a GaN module for a variety of cost-based tasks.

Research methods - theoretical and analytical review of the technical features of sound amplifiers, methods of providing EMI; module design and measurement, comparative analysis. Measurements were carried out using: selective microvoltmeter SMV11, V-type LISN NNB101, RMS ammeter, oscilloscope Tektronix TDS1002, the signals were generated using the AD9850 module and the Arduino Nano microcontroller.

Scientific novelty of the obtained results: today there are no practical comparative characteristics and recommendations of the expediency of efficient use of GaN-based and Si-transistor modules depending on the type of developer's tasks.

Testing the results of the thesis: participation in the conference "IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology 2020 (ELNANO)" and publication of theses.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	8
ВСТУП	10
1 ОГЛЯД ЗВУКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ	11
1.1 Огляд аналогових підсилювачів.....	11
1.2 Підсилювачі класу D.....	16
Висновки до розділу 1	25
2 СХЕМОТЕХНІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ ВИХІДНИХ КАСКАДІВ ЗВУКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ КЛАСУ D.....	26
2.1 Схемотехніка вихідних каскадів звукових підсилювачів класу D	26
2.2 Використання GaN-транзисторів у вихідних каскадах звукових підсилювачів класу D.....	43
2.3 Основні характеристики вихідних каскадів звукових підсилювачів класу D	52
Висновки до розділу 2	59
3 ВИХІДНІ КАСКАДИ ЗВУКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ КЛАСУ D ЯК ДЖЕРЕЛО НЕУМИСНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД	61
3.1 Виникнення та шляхи поширення електромагнітних завад.....	61
3.2 Засоби вимірювання електромагнітних завад.....	67
3.3 Засоби забезпечення електромагнітної сумісності підсилювачів класу D	73
Висновки до розділу 3	83
4 АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ТА ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД ВИХІДНИХ КАСКАДІВ ПІДСИЛЮВАЧІВ ЗВУКУ КЛАСУ D.....	84
4.1 Постановка задачі.....	84
4.2 Опис експерименту	84
4.2.1 Методика вимірювання кондуктивних електромагнітних завад.....	84
4.2.2 Стенд для вимірювання ефективності підсилювачів звуку	87
4.3 Аналіз результатів експерименту	89
Висновки до розділу 4	93

ВИСНОВКИ.....	95
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	98
ДОДАТОК А. ABSTRACT	102

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЧХ	—	Амплітудно-частотна характеристика;
ВЧ	—	Високочастотний;
ЕМ	—	Еквівалент мережі;
ЕМЗ	—	Електромагнітна завада;
ЕМО	—	Електромагнітна обстановка;
ЕМС	—	Електромагнітна сумісність;
КНС	—	Коефіцієнт нелінійних спотворень;
ККД	—	Коефіцієнт корисної дії;
МОН	—	Метал-окисел-напівпровідник;
МРС	—	Модуляція з розподіленим спектром;
ОАЕ	—	Обмеження активної емісії;
ПК	—	Персональний комп'ютер;
ПП	—	Підсилювач потужності;
ПЗФ	—	Протизавадний фільтр;
ПНЧ	—	Підсилювач низької частоти;
ПЕШ	—	Подвійний електронний шар;
ФНЧ	—	Фільтр низької частоти;
ШИМ	—	Широтно-імпульсна модуляція;
АС	—	Alternating current;
AMN	—	Artificial mains network;
AlGaN	—	Aluminium gallium nitride;
DC	—	Direct current;
GaN	—	Gallium nitride;

IGBT	–	Insulated-gate bipolar transistor;
LISN	–	Line Impedance Stabilization Network;
MOSFET	–	Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor;
Si	–	Silicon transistor;
SiC	–	Silicon carbide transistor.

ВСТУП

Ключові підсилювачі потужності знаходять широке застосування в різних галузях промисловості, в побуті і мають загальну особливість - високий ККД, який теоретично може бути дорівнює 100%.

Підсилювачі потужності класу D найбільшого поширення набули в звукотехніці. В останні роки в зв'язку з розвитком елементної бази та схемотехніки характеристики підсилення звуку (коефіцієнт нелінійних спотворень, відношення сигнал / шум і т.д.) таких підсилювачів значно покращилися, що дозволило значно потіснити на ринку традиційні підсилювачі класу АВ і їм подібні.

Для конструювання підсилювачів потужності класу D використовують різні види транзисторів: біполярні, польові, IGBT. Si MOSFET транзистори є найбільш розповсюдженими. Однак, GaN-транзистори є перспективними заміниками потужних Si транзисторів. Оскільки задовольняють сучасні вимоги до зниження енергоспоживання і зменшення габаритів електронної апаратури, але мають поки порівняно високу вартість. Такі транзистори мають невеликі втрати на управління і перемикання, малі часи перемикання і хорошу теплопередачу. Ці властивості надають GaN-транзисторам ряд переваг в порівнянні з Si MOSFET і IGBT-транзисторами і розширюють область їх застосування.

У роботі [1] виконано порівняння кондуктивних симетричних ЕМЗ, що генеруються Si і GaN транзисторами. Автори намагалися підібрати транзистори з однаковими характеристиками. Як наслідок, в результаті їх дослідження не виявлено жодної різниці в рівнях завад на частотах від 150 кГц до 30 МГц. Крім того, в роботі розглянуто варіант зниження завад зменшенням швидкості перемикання транзисторів. Швидкість перемикання змінюється регулюванням номіналів резисторів в колі затворів транзисторів. Цей спосіб прийнятний для експерименту, але при цьому знижує надійність роботи перетворювача через локальний перегрів переходу при довгих фронтах вмикання-вимикання. В цьому випадку краще використовувати інші способи

зниження завад. Наприклад, модуляцію з розширеним спектром або фільтри для зниження рівня завад.

Таким чином, доцільно порівнювати використання Si і GaN транзисторів в умовах максимальної ефективності, коли транзистор керується відповідним драйвером. Затворний резистор обраний для отримання максимальної швидкості перемикавання, частота перемикавання забезпечує мінімальні втрати.

З огляду на велику різницю в швидкостях перемикавання транзисторів працювати вони повинні на різних частотах. В цьому випадку порівнювати треба не окремі транзистори, а готові перетворюючі модулі.

Однак поки існує неоднозначність у виборі GaN-транзисторів замість потужних Si-транзисторів. Одна з причин – недостатня кількість інформації щодо вибору найбільш ефективної робочої частоти GaN-транзисторів у контексті створюваних рівнів кондуктивних ЕМЗ.

Метою дисертації є аналіз та визначення ефективності, і рівнів спотворень, що створюються Si і GaN MOSFET модулями, а також порівняння рівня спотворень модулів за однакових ККД і різних робочих частотах. Надати рекомендацію розробникам по ефективності та ЕМС GaN модуля, і доцільності його використання на різних частотах перемикавання.

1 ОГЛЯД ЗВУКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

1.1 Огляд аналогових підсилювачів

Функція звукового підсилювача полягає у відтворенні вхідного сигналу елементами вихідного кола, з необхідною гучністю і потужністю, точно, з мінімальним розсіюванням енергії і малими спотвореннями. Підсилювач повинен володіти хорошими характеристиками в діапазоні звукових частот, який знаходиться в області 20-20000 Гц. Вихідна потужність змінюється в широких межах в залежності від призначення підсилювача - від міліват в навушниках до декількох ват в телевізорі і персональному комп'ютері, десятки ват в домашній або автомобільній стереосистемі; нарешті, сотні ват в найбільш потужних домашніх або комерційних аудіосистемах для театрів і концертних залів.

Найпростіший варіант реалізації підсилювача звуку - використання транзисторів в лінійному режимі, що дозволяє отримати на виході збільшену вхідну напруга. Підсилення в даному випадку зазвичай велике (щонайменше, 40 дБ). Часто використовується негативний зворотний зв'язок, він покращує якість підсилення, знижуючи спотворення, спричинені нелінійністю каскадів і зменшуючи завади від джерела живлення.

У підсилювачі вихідний каскад містить транзистори, що забезпечують необхідне миттєве значення вихідного струму. У багатьох аудіосистемах вихідні каскади працюють в класах А, В і АВ. [2]

Підсилювач потужності класу А

Підсилювачі класу А (рис. 1.1) мають найпростішу конструкцію. По суті підсилювач класу А - це біполярний транзистор із загальним емітером (або польовий транзистор із загальним витоком) з кутом провідності сигналу 360°. Варто зазначити що транзистор завжди відкритий і через нього постійно тече струм. Щоб транзистор був завжди відкритим, задається струм зміщення на базі. Значення струму зміщення підбирають таким чином, щоб транзистор працював в області лінійного підсилення з мінімальними (повністю відсутніми

в ідеальному випадку) спотвореннями. Це його головна перевага і недолік одночасно, так як вихідний сигнал виходить практично неспотвореним, але втрати енергії при використанні такого підсилювача найбільші (в порівнянні з іншими класами).

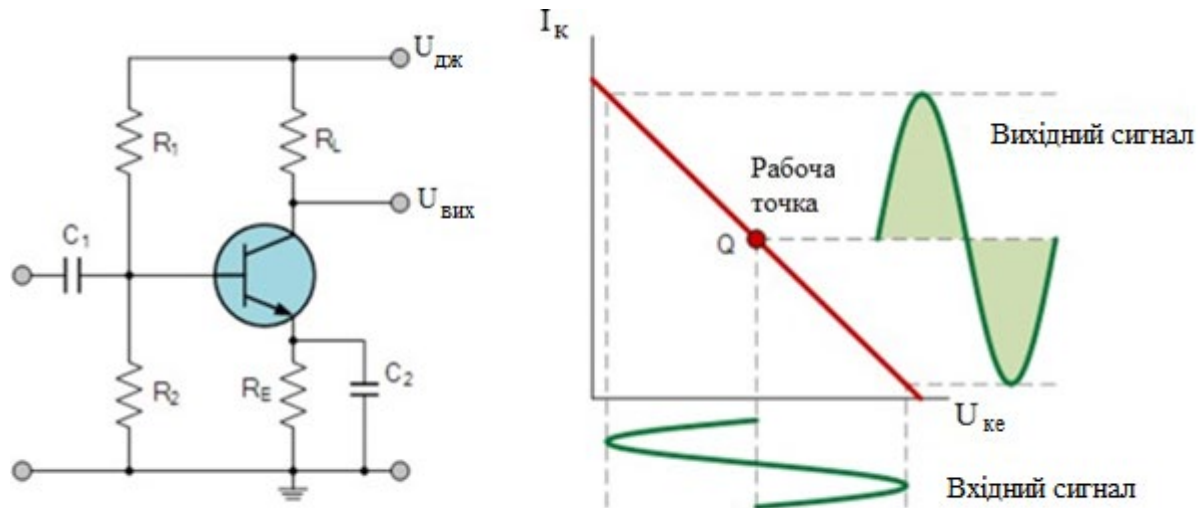


Рисунок 1.1 – Схема підсилювача класу А та вибір робочої точки транзистора [3]

Ефективність підсилювачів класу А через неперервну роботу вкрай низька і може знижуватись до значень в 25%, що робить такі моделі непридатними для підсилення сигналів великих потужностей. Теоретичне значення ККД – до 50%. Також даний клас має високі вимоги до джерела живлення: сигнал від джерела живлення повинен бути відфільтрований, тому що транзистор знаходиться у відкритому стані постійно і будь-які завади від джерела живлення підсилюються, і передаються на вихід. [3]

Підсилювач потужності класу В

Створивши підсилювач класу В (рис. 1.2) конструктори намагалися уникнути проблем з тепловими втратами і низькою ефективністю. Найпростіша схема класу В складається з 2-х біполярних (польових) транзисторів, кожен з яких підсилює тільки половину вихідного сигналу. У підсилювачі класу В постійний струм зміщення на базі відсутній, транзистори

проводять струм тільки при наявності відповідного керуючого сигналу, а струм спокою на цих транзисторах вкрай малий. Ці фактори призводять до більшого значення ефективності підсилювача, ніж у класу А, але вихідний сигнал при цьому має нелінійні спотворення.

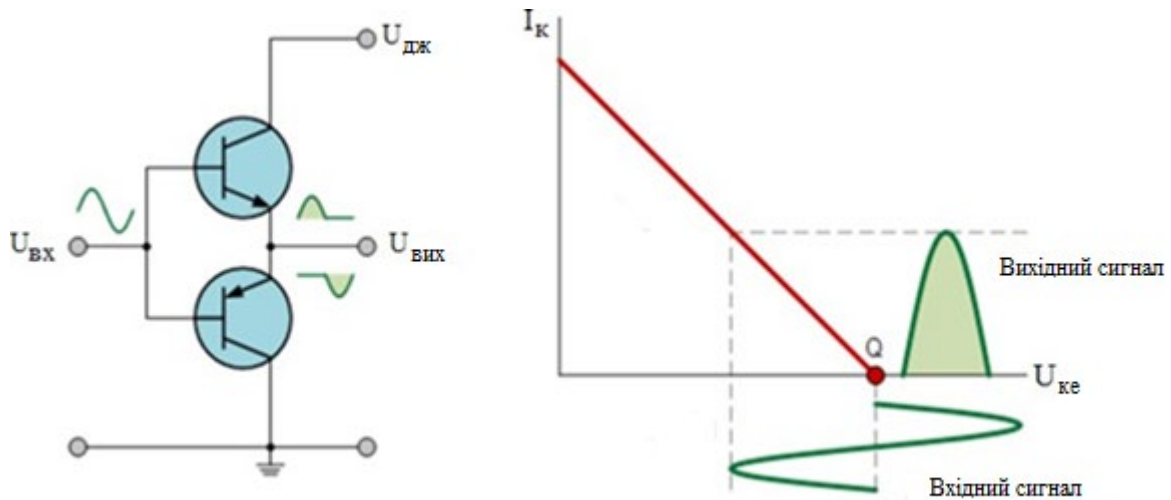


Рис. 1.2. Схема підсилювача класу В і вибір робочої точки транзистора [3]

Дана схема складається з комплементарної пари послідовно з'єднаних транзисторів. Ця пара транзисторів керується від одного джерела напруги, що генерує гармонійний сигнал. Таким чином, вони працюють по чергові, половиною періоду кожен. Якщо подається позитивний сигнал, то транзистор p-канальний відкритий і навпаки. На виході результати роботи обох транзисторів додаються в єдиний лінійний сигнал з кутом провідності кожного з транзисторів 180° . Така двотактна конструкція істотно збільшує середню ефективність підсилювача, приблизно до 78% (теоретично), але разом з цим і додає нелінійне спотворення у вихідний сигнал в момент перетину нульового значення напруги.

Оскільки для кожного транзистора існує своє напруга насичення бази-емітера (як правило, позитивне для pnp і негативне для npn), то в момент, коли керуюча напруга знаходиться в інтервалі між цими значеннями, обидва транзистори закриті, тому зникає частина сигналу, що підсилюється. [3]

Підсилювач класу АВ

Підсилювач класу В значно знижує теплові втрати і підвищує ефективність, але поступається при цьому по параметру лінійності вихідного сигналу класу А. З метою вирішення обох проблеми розроблений підсилювач класу АВ, який поєднує в собі обидва ці режими і є найбільш поширеним класом лінійного підсилювача.

За відсутності напруги зсуву підсилювальний елемент працює в режимі класу В, якщо цю напругу дещо збільшити, то він увійде в режим класу АВ. Виходить, що при досить малій амплітуді сигналу підсилювальні елементи двотактного вихідного каскаду працюють в режимі класу А, залишаючись весь час відкритими, а за більшої амплітуди - працюють поперемінно, так що один з них входить в режим відсічення, в той час як струм через інший збільшується. У момент перемикання обох елементів істотно зростає спотворення сигналу. Залежно від зсуву і рівня вихідного сигналу, кожен з підсилюючих елементів працює від 50 до 100% всього часу.

В підсилювачі класу АВ робоча точка транзисторів обирається таким чином, щоб кут провідності транзисторів знаходився в межах від 180° до 360° (в більшості випадків кут незначно перевищує 180°)(рис.1.3). 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 включення необхідного режиму транзисторів до баз (затворів) підключаються кілька діодів і / або резисторів.

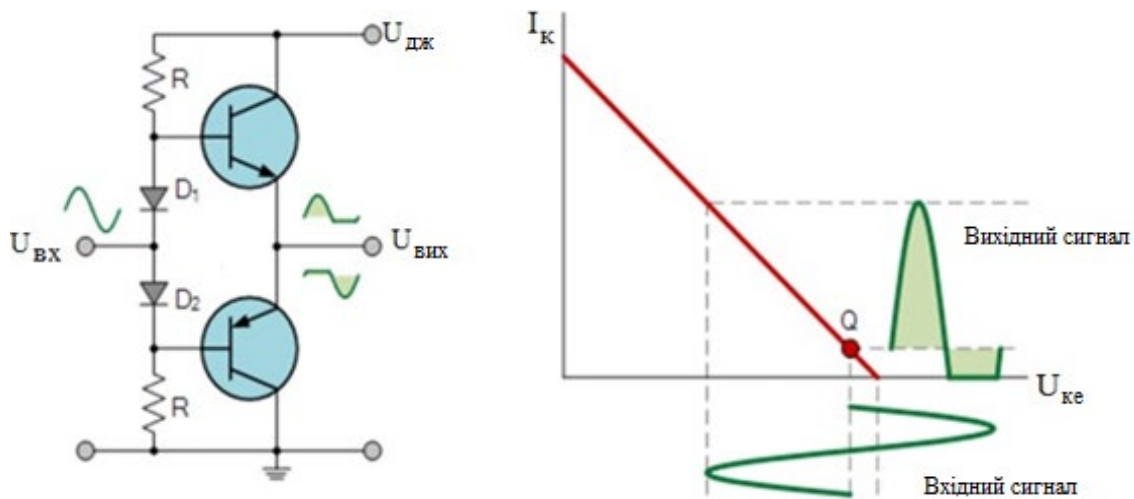


Рис. 1.3. Схема підсилювача класу АВ та вибір робочої точки транзистора [3]

Середнє значення ефективності таких підсилювачів приблизно таке ж, як і у класу В - близько 70-80%, але вони сильно виграють за якістю та чистоті вихідного сигналу. Завдяки цим властивостям, а також відносній простоті конструкції і налагодження, даний клас лінійних підсилювачів використовується найбільш часто.

Коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача класу АВ більше, ніж у підсилювачів класів А або В. Клас АВ можна застосовувати як аварійний режим роботи підсилювача класу А при зниженні імпедансу навантаження нижче встановленої межі, що дозволяє йому зберігати працездатність в цьому випадку. [3]

1.2 Підсилювачі класу D

Основним параметром, що визначає використання енергії вихідним підсилюючим каскадом є потужність, що розсіюється на його транзисторах. При цьому потужність не буде розсіюватися в двох випадках:

1. Струм, що протікає через транзистор при ненульовій напрузі рівний нулю.
2. Напряга на транзисторі при ненульовому струмі дорівнює нулю.

Ці умови виконуються під час роботи транзистора в ключовому режимі. Перша умова буде виконана, якщо транзистор повністю закрити (режим відсічки). Друга умова буде виконана, якщо транзистор повністю відкрити (режим насичення). [4]

У порівнянні з вихідним каскадом, що працює в D класі, потужність розсіювання в лінійних каскадах велика навіть у разі їх ідеальної реалізації.

Завдяки зовсім іншому принципу роботи, потужність розсіювання підсилювача класу D (рис. 1.4) набагато менше, ніж у класі A, B, AB. Ключі вихідного каскаду такого підсилювача комутують вихід з негативною і позитивною шиною живлення, створюючи тим самим серії позитивних і негативних імпульсів. Така форма вихідного сигналу суттєво зменшує потужність розсіювання, так як при наявності напруги струм через вихідні транзистори практично протікає (транзистор закритий), або, коли транзистор відкритий і протікає струм, на ньому падає невелика напруга. Миттєва потужність розсіювання в цьому випадку мінімальна.

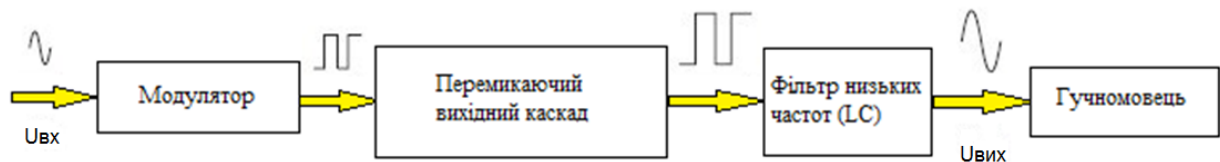


Рисунок 1.4 – Блок-схема підсилювача класу D без зворотного зв'язку

Оскільки звукові сигнали помітно відрізняються від послідовності імпульсів, для перетворення вхідного сигналу в набір імпульсів необхідний модулятор. [2]

Частотний спектр сигналу модулятора містить як звукову складову, так і високочастотну компоненту, яка проявляється в процесі модуляції. Тому для зменшення високочастотної складової між вихідним каскадом і гучномовцем часто включається фільтр низьких частот. Фільтр (рис. 1.5) повинен забезпечувати мінімальні втрати, щоб не розгубити перевагу економічності

імпульсного режиму роботи вихідного каскаду. Більш детально застосування фільтрів описано в розділі 2.

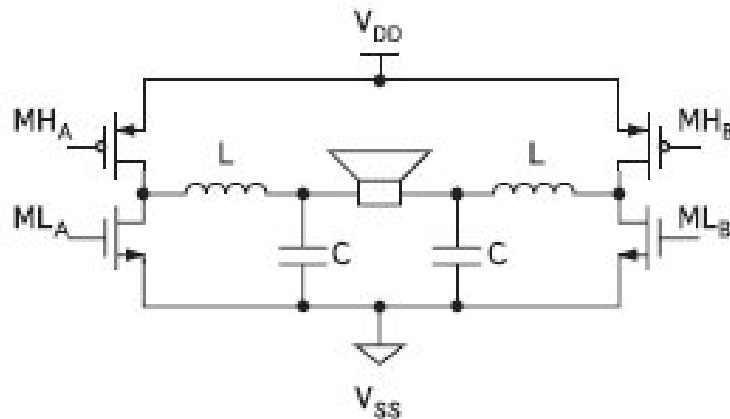


Рисунок 1.5 – Приклад застосування фільтра низьких частот в підсилювачі класу D [2]

Ефективність

На рис. 1.6 порівнюються теоретично розраховані значення потужності, що розсіюється в вихідних каскадах (P_{diss}) підсилювачів класів A і B зі значенням розсіюваної потужності підсилювача класу D, на прикладі підсилювача AD1994. [5]

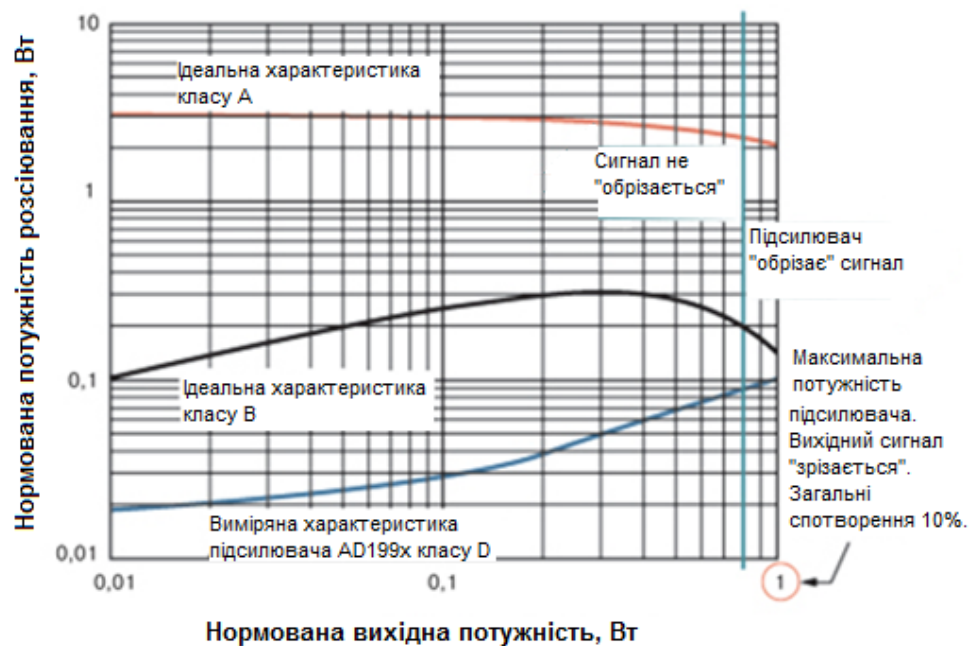


Рисунок 1.6 – Потужність розсіювання вихідних каскадів A, B та D [5]

Потужність, що розсіюється розрахована в залежності від вихідної потужності (P_{load}), яку подають на гучномовець, із синусоїдальним сигналом звукової частоти. Вихідна потужність нормована до рівня $P_{load\ max}$, за якого синусоїдальний сигнал «зрізається» зверху так, що сумарний коефіцієнт гармонійних спотворень становить 10%. Вертикальна лінія показує потужність P_{load} , при якій починається «зрізання» синусоїди.

На рисунку видно, що значні відмінності у значенні розсіюваної потужності спостерігаються в широкому діапазоні потужності на навантаженні, і особливо очевидні за великих і середніх навантажень. На початку «зрізання» синусоїди втрати в вихідному каскаді підсилювача класу D в 2,5 рази менше, ніж в каскаді класу B і в 27 разів менші, ніж в класі A. Варто відзначити, що в вихідному каскаді підсилювача класу A втрата енергії більше, ніж у гучномовці - це результат використання великого постійного струму зміщення. Коефіцієнт корисної дії вихідного каскаду (E_{ff}) визначає формула (1.1):

$$E_{ff} = P_{load} / (P_{load} + P_{diss}). \quad (1.1)$$

На початку «зрізу» синусоїди ККД дорівнює 25% для підсилювача класу A, 78,5% для класу B і 90% для підсилювача класу D.

Різниця в потужності розсіювання збільшується за помірних рівнів потужності на навантаженні. Це важливо, бо навіть за високого рівня гучності переважаючі миттєві значення потужності помітно менші пікових значень, $P_{load\ max}$ (в 5-20 разів, в залежності від типу звуку). Таким чином, для звукових підсилювачів $P_{load} = 0,19 \cdot P_{load\ max}$ є прийнятним середнім значенням вихідної потужності, для якої можна порахувати потужність розсіювання, P_{diss} . При такому рівні вихідної потужності підсилювач класу D розсіює в 9 разів менше, ніж підсилювач класу B, і в 107 разів менше, ніж підсилювач A класу. Для звукового підсилювача з $P_{load\ max} = 10$ Вт середня потужність $P_{load} = 1$ Вт може розглядатися як цілком реальна. При цих умовах вихідний каскад класу D буде розсіювати 282 мВт, класу B - 2,53 Вт і A класу - 30,2 Вт. ККД при цьому складе 78% для класу D, що трохи нижче 90% при максимальній потужності.

Але навіть в такому випадку це набагато більше, ніж ККД каскадів класу В і А - 28% і 3% відповідно.

Ця різниця має важливі наслідки для конструкції системи. За рівня потужності більше 1 Вт, щоб уникнути перегріву, лінійні вихідні каскади вимагають спеціальних засобів охолодження - зазвичай це масивні металеві радіатори або вентилятори. Якщо підсилювач виконаний у вигляді мікросхеми, для забезпечення відведення тепла може знадобитися спеціальний корпус, що підвищує вартість пристрою. Це особливо критично, наприклад, в плоских телевізійних приймачах, де простір обмежений, або в автомобільній аудіотехніці, де існує тенденція до збільшення числа каналів за збереження того ж об'єму.

Якщо використовуються потужності нижче 1 Вт основною проблемою є велика витрата енергії. За автономного живлення лінійний вихідний каскад розрядить батарею набагато швидше, ніж підсилювач класу D. У наведеному вище прикладі вихідний каскад D класу споживає в 2,8 рази менше енергії, ніж вихідний каскад класу В, і в 23,3 рази менше, ніж вихідний каскад класу А, що дає змогу істотно збільшити термін роботи джерел живлення мобільних телефонів, портативних ПК, mp3-програвачів. [5]

Модуляція

Всі способи модуляції в підсилювачах класу D кодують аудіо сигнал в потік імпульсів. Зазвичай ширина імпульсів пов'язана з амплітудою звукового сигналу, спектр імпульсів при цьому включає корисний звуковий сигнал і небажану (але неминучу) високочастотну складову. Загальна потужність високочастотної складової у всіх схемах приблизно однакова, так як практично однакова потужність імпульсів, а відповідно до теореми Парсеваля, сумарна потужність сигналу у часовій області дорівнює такій же в частотній області. Однак розподіл енергії по частоті варіюється в широких межах: у деяких випадках це ряд гармонік з амплітудою значно більшою, ніж середній

рівень завад в певному частотному діапазоні, тоді як в інших випадках більш рівномірний розподіл завад за діапазоном.

Широтно-імпульсна модуляцію реалізують за допомогою компаратора, на входи якого подаються корисний сигнал та пилоподібна напруга. У результаті ширина імпульсу на його виході є пропорційна амплітуді корисного сигналу (рис.1.7).

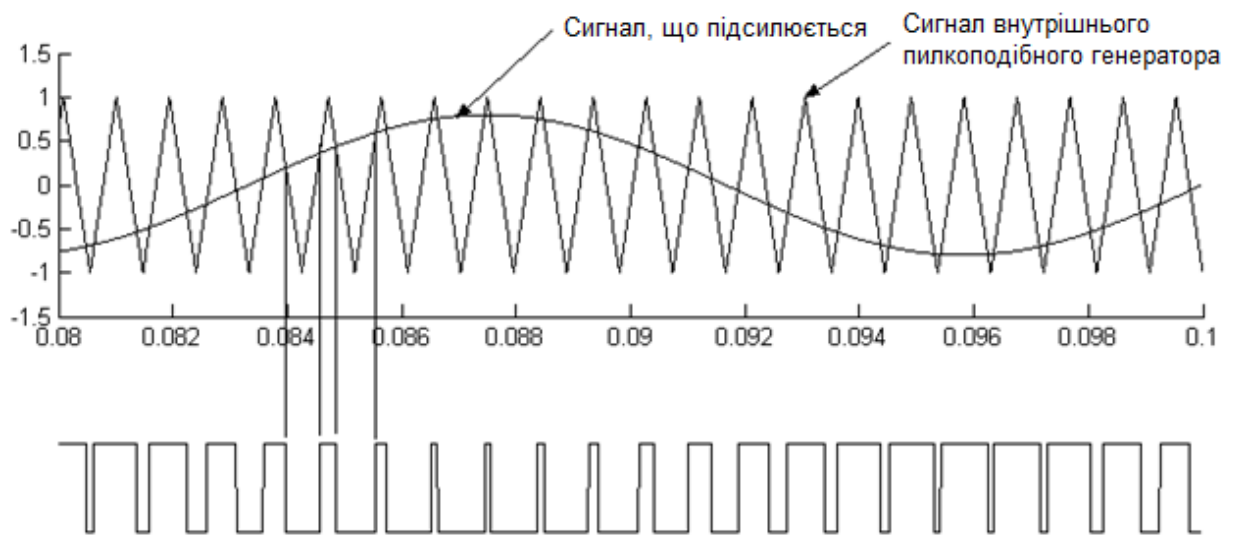


Рисунок 1.7 – Осцилограма роботи ШІМ

Найпростіша та найбільш розповсюджена схема підсилювача класу D – схема з синхронною широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), зображена на рис.1.8. Сигнал, отриманий за ШІМ, виділяється фільтром нижніх частот.

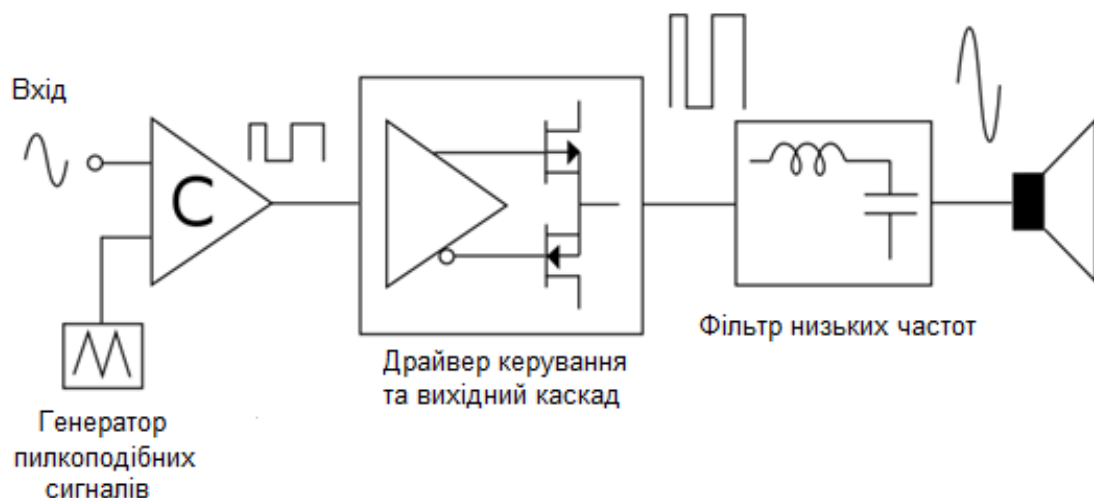


Рисунок 1.8 – Найпростіша схема підсилювача класу D [6]

Спосіб ШІМ має ряд переваг, тому що може забезпечити до 100дБ і вище відношення сигнал / шум за досить низької носійної частоти - в кілька сотень кілогерц, що дає можливість знизити втрати під час перемикання транзисторів вихідного каскаду. Крім того, підсилювачі з ШІМ стійкі майже до 100% - ї модуляції, що забезпечує стабільність їх роботи на максимальних потужностях, поблизу області перевантаження. Проте, ШІМ має ряд недоліків. По-перше, внаслідок своєї власної природи, спотворення вносить сам процес ШІМ. По-друге, гармоніки носійної ШІМ створюють завади в частотному радіодіапазоні з амплітудною модуляцією. По-третє, дуже коротка довжина імпульсів ШІМ в режимі, близькому до повної модуляції. Це в більшості випадків викликає проблеми в колах керування вихідним каскадом - через обмеження в швидкості перемикання транзисторів драйверів процес перемикання не може бути достатньо швидким, щоб отримувати імпульси тривалістю в одиниці наносекунд. Тому повна модуляція часто недосяжна в підсилювачах з ШІМ, обмежуючи тим самим максимальну потужність значеннями нижче теоретично можливої.

Альтернативою ШІМ є використання сигма-дельта модуляції, коли число імпульсів за певний відрізок часу пропорційне середньому значенню звукового сигналу. Ширина окремого імпульсу не є визначальною, як у ШІМ, замість цього імпульси "квантовані" кратно періоду генерації модулятора. В підсилювачах класу D використовують 1-бітний сигма-дельта модулятор. На рис. 1.9. представлена спрощена схема підсилювача класу D на основі сигма-дельта модуляції. Спектральні характеристики сигма-дельта модуляції аналогічні спектральним характеристикам ШІМ 1-го роду.

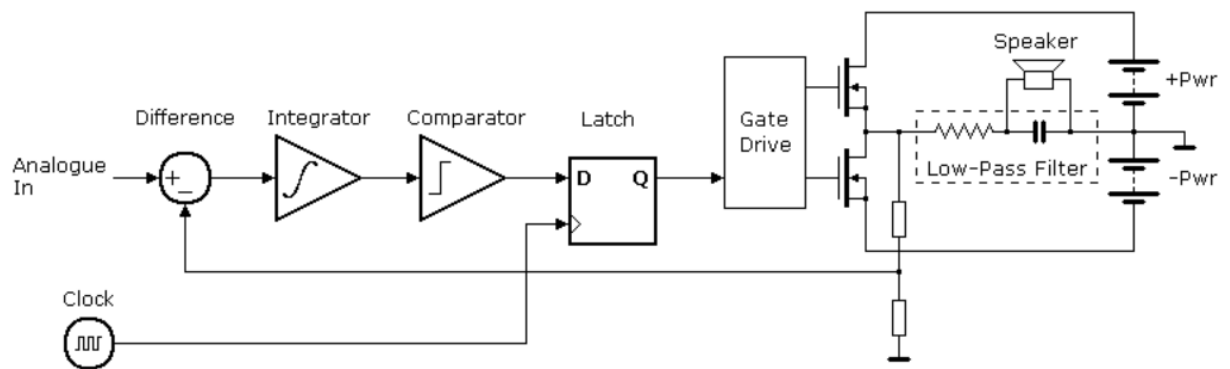


Рисунок 1.9 – Схема побудови підсилювача класу D з сигма-дельта модуляцією [7]

Значна частина ВЧ складової потужності сигма-дельта модулятора розподілена в широкому діапазоні частот без концентрації біля окремих гармонік з частотами, кратними носійній, як це відбувається в ШІМ. Це дає перевагу сигма-дельта модуляції в порівнянні з ШІМ в плані більш рівномірного спектра і відповідно формування кращої електромагнітної обстановки. Типові значення частоти перемикання становлять від 3 до 6 МГц, що значно вище звукового діапазону, і добре знижуються фільтром нижніх частот. Іншою перевагою сигма-дельта модулятора є те, що мінімальна тривалість імпульсу становить один період дискретизації навіть при великих сигналах, близьких до умови повної модуляції. Це спрощує конструкцію кіл керування вихідним каскадом і забезпечує їх надійну роботу аж до теоретично максимального рівня потужності. Незважаючи на це, звичайні 1-бітові сигма-дельта модулятори не дуже часто використовуються в підсилювачах класу D, тому що для досягнення прийнятної відносини сигнал / шум в звуковий смузі частот потрібно не менше, ніж 64-х кратну передискретизацію, що відповідає частоті імпульсів мінімум 1 МГц.

Останнім часом набули поширення підсилювачі класу D з самозбудженням (рис.1.10). У цих підсилювачах використовується зворотний зв'язок, що визначає частоту перемикання модулятора, при цьому зовнішній генератор не використовується. Спектр ВЧ складової, як правило, більш рівномірний, ніж в ШІМ, що забезпечує кращу електромагнітну сумісність.

завад, що застосовуються для всіх пристроїв, що працюють в ключових режимах.

Висновки до розділу 1

1. У результаті порівняльного аналізу підсилювачів А, В, АВ та D встановлено, що потужність розсіювання у лінійних підсилювачах велика навіть у разі їх ідеальної реалізації, у порівнянні з підсилювачами класу D. Це забезпечує підсилювачам класу D значну перевагу внаслідок меншого тепловиділення, зменшення розмірів і відповідно вартості виробів, збільшення часу роботи автономних пристроїв.

2. ККД у підсилювачах класу D досягає в найбільш економічних реальних пристроях до 95%.

3. Модулятори в підсилювачах класу D можуть виконуватися багатьма способами. Основні: широтно-імпульсна модуляція, сигма-дельта модуляція.

4. Основний недолік підсилювачів класу D – поява електромагнітних завад. Незважаючи на це, підсилювач класу D – найбільш енергоефективний підсилювач, порівняно з класами А, В та АВ.

2 СХЕМОТЕХНІЧНІ ОСОБЛИВОСТІ ВИХІДНИХ КАСКАДІВ ЗВУКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ КЛАСУ D

2.1 Схемотехніка вихідних каскадів підсилювачів класу D

Після проходження модулятора (Modulation Stage на рис.2.1), сигнал необхідно підсилити (Power Stage на рис.2.1). Є декілька методів як це можна зробити. Підсилювачі класу D будують або на напівмостовій схемі, або на мостовій (H-мостовій). Незважаючи на конфігурацію, головні компоненти підсилювача - MOSFET-транзистори, що керуються спеціальним драйвером. [8]

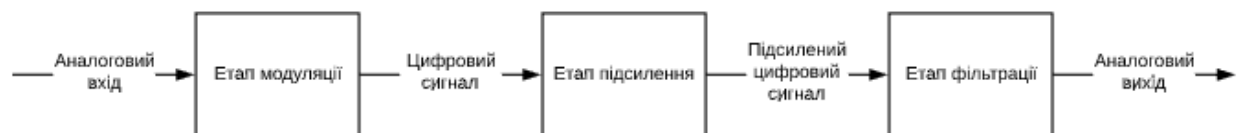


Рисунок 2.1 – Блок-схема підсилювача класу D

Напівмостова схема

Одна з конфігурацій підсилювачів – напівміст. На рис.2.2 зображений базова схема напівмостового підсилювачу.

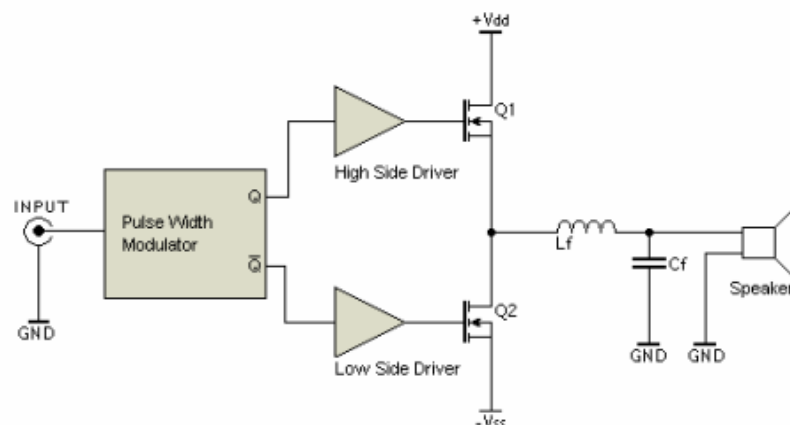


Рисунок 2.2 – Базова схема напівмостового підсилювача [9]

У цій схемі два польові транзистори відкриваються по черзі. Якщо відкриються одночасно обидва, то станеться коротке замикання, сила струму різко збільшиться, що призведе до виходу з ладу вихідних МОН-транзисторів. У момент відкриття один з транзисторів підсилює позитивну складову напруги, інший - негативну. Але існує період часу, названий «мертвим», коли обидва ключа закриті. Так ось цей час має бути в межах 5 ... 100 нс. В кінцевому рахунку, він впливає на всі характеристики готового підсилювача: і якісні, і потужності.

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.[8]

Щоб отримати якісний звук, «мертвий час» має бути найменшим. Але при цьому збільшується ймовірність короткого замикання (як говорилося вище). Оскільки МОН-транзистори можуть не встигнути перемкнутися. Тому при виборі компонентів для підсилювачів класу D потрібно вибирати високошвидкісні компоненти.

Для прикладу, на рис.2.3 зображено схему IRS2092 – напівмостовий перетворювач класу D з двома вихідними транзисторами IRF6645 та драйвером керування.

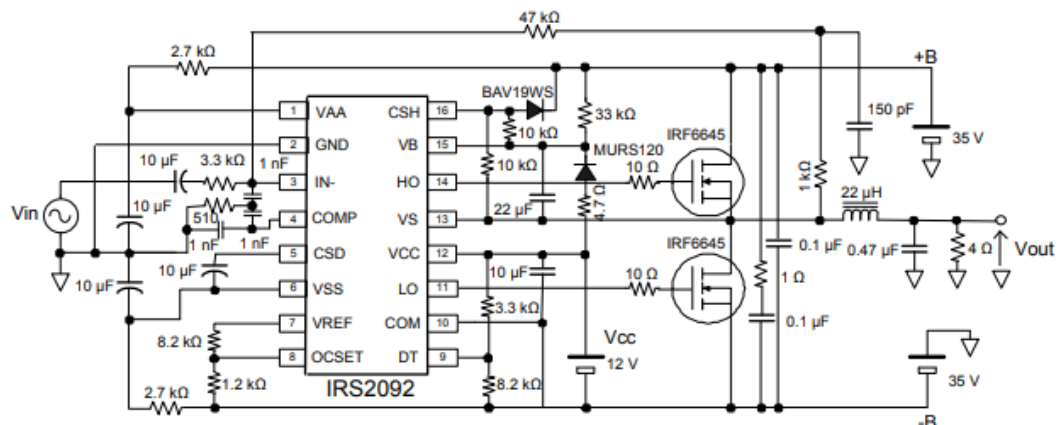


Рисунок 2.3 – Схема напівмостового перетворювача IRS2092 з транзисторами IRF6645 [10]

Зовнішній вигляд цього підсилювача зображено на рис. 2.4.

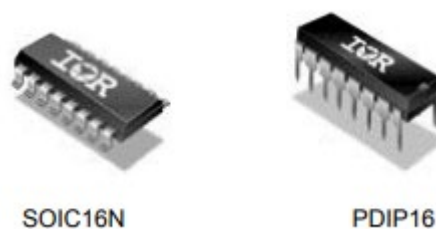


Рисунок 2.4 – Зовнішній вигляд підсилювача IRS2092 у різному виконанні [10]

Характеристики наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Характеристика підсилювача IRS2092 [10]

V _{зміщ.} макс.		±100 В
Драйвер затвору	I _{o+}	1.0 А
	I _{o-}	1.2 А
«Мертвий час»		25/40/65/100 нс
Максимальна затримка захисту від перевантаження за струмом		500 нс
Зміщення постійного струму		< 20 мВ
Частота ШІМ		~800 кГц
Рівень шумів підсилювача з відкритим контуром		> 60 дБ
Коефіцієнт нелінійних спотворень (1 кГц, 50 Вт, 4 Ом)		0.01%
Залишковий шум (фільтр AES-17)		200 мкU _{ср.кв.}

Мостова схема

Інша конфігурація, що широко використовується, - мостова схема (Н-міст або повний міст). На рис. 2.5 зображено спрощену схему повномостового (мостового) підсилювача.

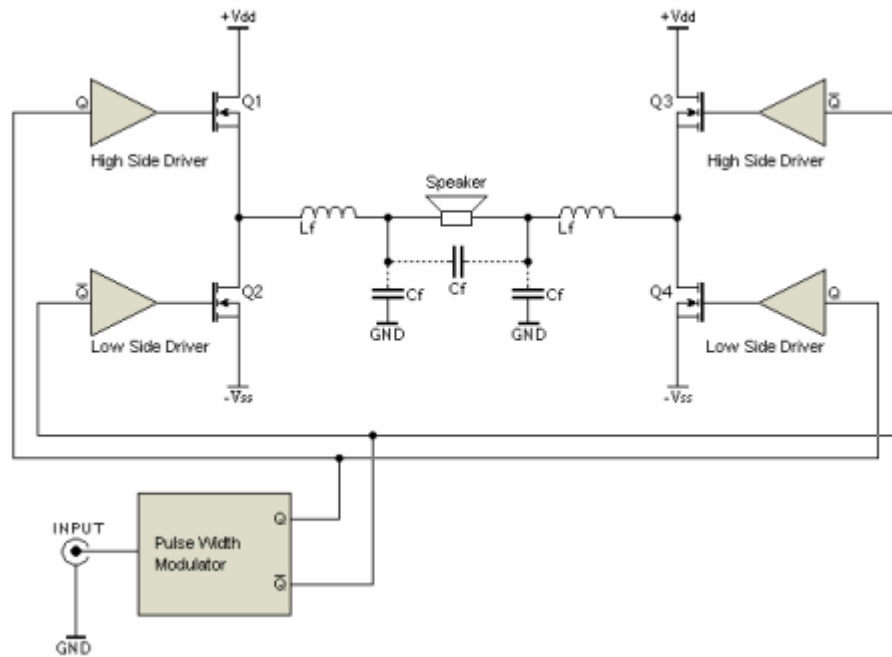


Рисунок 2.5 – Спрощена схема мостового підсилювача [9]

У мостового підсилювача одночасно працюють 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 уземлене, 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. При заданій напрузі живлення мостова схема включення може давати вдвічі більший вихідний сигнал і вчетверо більшу потужність порівняно з напівмостовою схемою.

Мостова схема дуже часто застосовується в підсилювачах з низькою (в основному, батарейною) напругою живлення. Наприклад на навантаженні 4 Ом при напрузі живлення 3 В можна отримати потужність більше 0,5 Вт, при 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. [8]

Для прикладу, на рис.2.6 зображено схему ТРА3100D2 підсилювача класу D, виконану у інтегральному вигляді в мостовій конфігурації з LC-фільтром, а також її функціональна схема (рис.2.7).

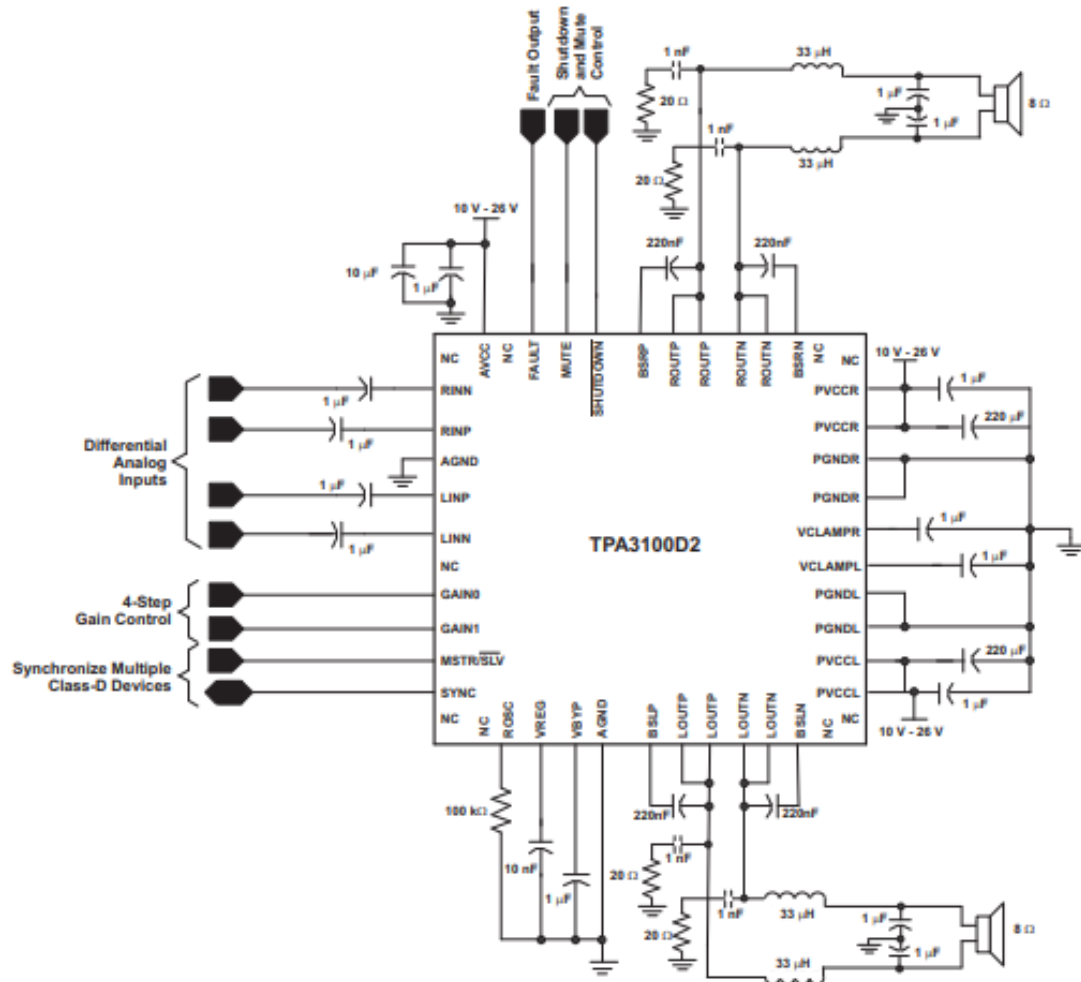


Рисунок 2.6 – Схема підключення мостового підсилювача ТРА3100D2 в інтегральному виконанні [11]

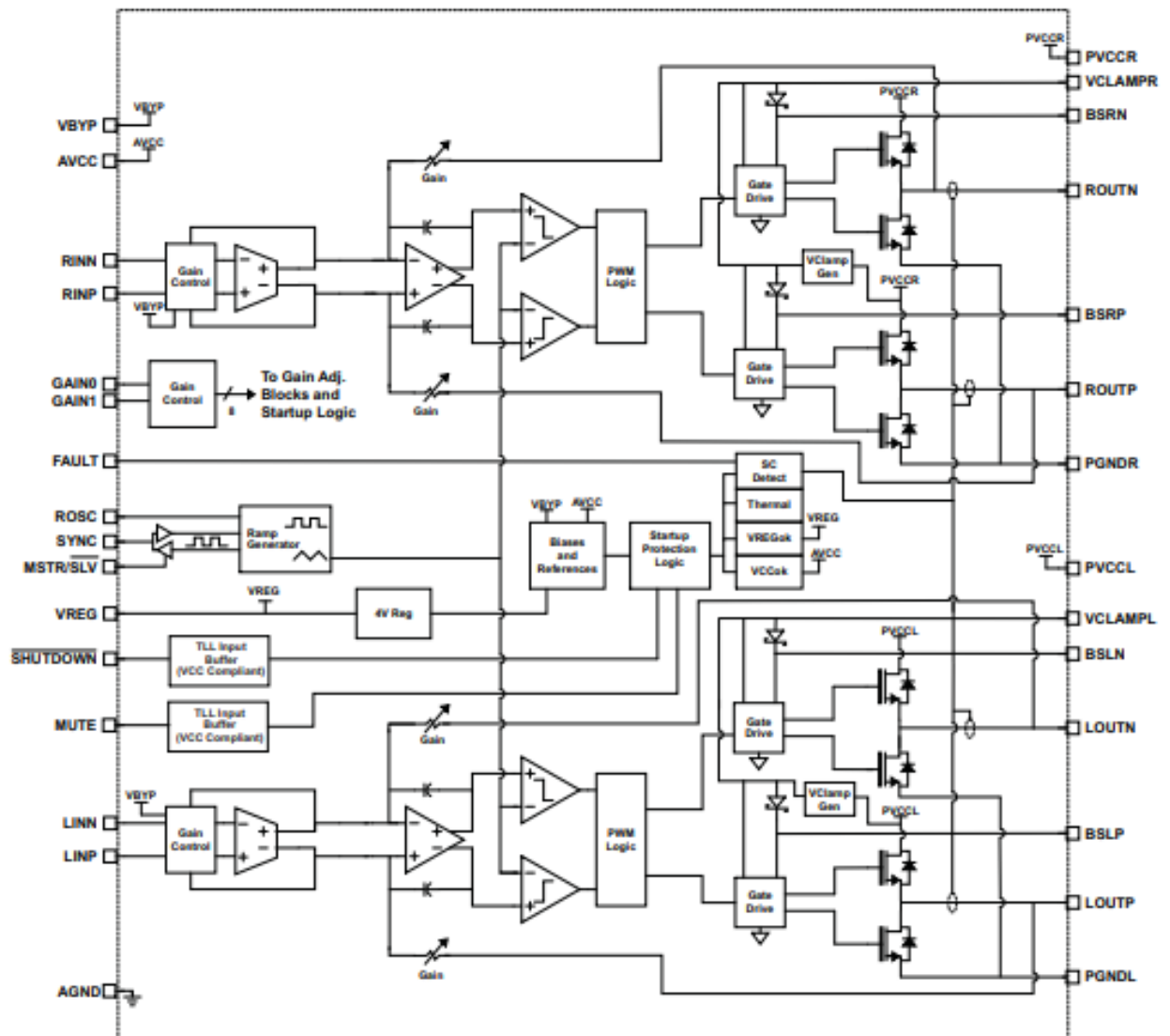


Рисунок 2.7 – Функціональна схема підсилювача TRA3100D2 [11]

Найбільшого поширення мостові підсилювачі отримали в автомобільній апаратурі, коли при низькій напрузі - 14,4 В (напруга в автомобільній мережі) потрібно отримати велику потужність. [8]

На рис.2.8 зображено поширені конфігурації схем мостового підсилювача.

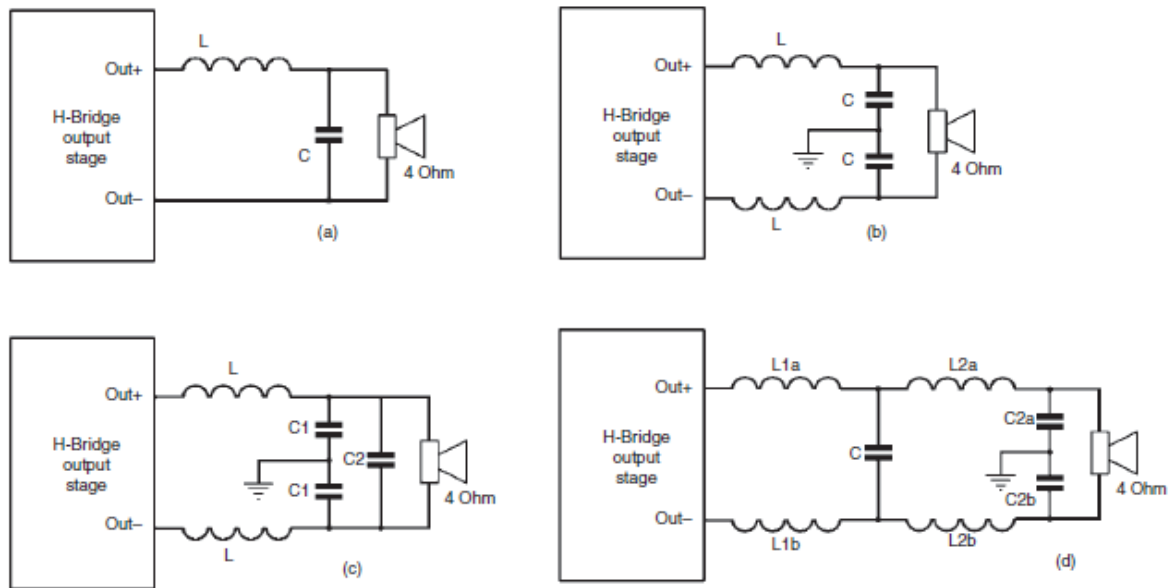


Рисунок 2.8 – Різновиди конфігурацій схем мостового підсилювача [12]

Використання двох виходів підсилювача вимагає дещо складнішого вихідного фільтра. Якщо використовується простий двополіусний фільтр, як на рис.2.8a, то частота перемикавання не потрапляє в гучномовець, але проводи, що ведуть до нього, будуть передавати великий синфазний сигнал з Out. Тому зазвичай використовують збалансований фільтр в схемах, що показані на рис.2.8b та на рис.2.8c. На рис.2.8c конденсатор C2 виконує функцію зниження високочастотних складових між виходами Out+ та Out- моста. На рис.2.8d показано чотиріполіусний вихідний фільтр. Конденсатор C виконує ту ж саму функцію, що й C2 на рис.2.8c. Таку схему використовують лише у високоякісній апаратурі, тому що ціна на котушки індуктивності досить висока.[12]

Переваги та недоліки напівмостового та мостового каскадів

У таблиці 2.2 наведено переваги та недоліки кожної з описаних схем для звукових підсилювачів класу D.

Таблиця 2.2 – Переваги та недоліки мостового та напівмостового каскадів [8]

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

Із таблиці видно, що головною проблемою повного мосту є більша кількість компонентів, порівняно з напівмостом. Однією з переваг мостової схеми є робота за струмів, що в 2 рази менші. А також, при цьому, проводи менше нагріваються. Другою перевагою мосту є можливість сформувати двополюсне джерело живлення, в той час як сам міст буде живитися від однополюсного. У напівмосту така операція була б можлива лише при підключенні додаткових елементів. Також схеми відрізняються можливостями в модуляціях. Мостова топологія дозволяє забезпечити трирівневу схему модуляції. [8]

Мостові перетворювачі доцільно використовувати, коли необхідні високі значення потужності, так як порівняно з напівмостовим перетворювачем, мостова схема забезпечує в 4 рази більшу потужність. Для невеликих потужностей доцільно обрати напівміст, котрий буде більш економічний за рахунок меншої кількості деталей.

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.

Драйвери MOSFET-транзисторів

Для ефективної роботи транзистора вкрай важливо правильно вибрати драйвер. Якщо розглядати транзистори як навантаження для схеми їх керування, то вони являють собою конденсатори з ємністю в тисячі пікофарад. Для відкриття транзистора, цю ємність необхідно зарядити, а при закриванні - розрядити, і якомога швидше. Зробити це потрібно не тільки для того, щоб транзистор встигав працювати на високих частотах. Чим вище напруга на затворі транзистора, тим менше опір каналу у MOSFET. Граничне значення напруги відкриття транзисторів зазвичай становить 2 - 4 вольт, а максимальне при якому транзистор повністю відкритий 10-15 вольт.

Основна задача драйвера - формувати керуючий сигнал і забезпечувати необхідний струм затвору, щоб, як сказано вище, швидко заряджати і розряджати вхідну затворну ємність транзистора. Фактично драйвер «вмикає» та «вимикає» транзистор. При цьому не допускає перерегулювання або осциляцій.

Принцип побудови драйверів для MOSFET-транзисторів розглянуто на прикладі широко розповсюджених мікросхем IRS2110 і IRS2113, що випускаються фірмою «International Rectifier». Зовнішній вигляд мікросхем показаний на рис. 2.9.

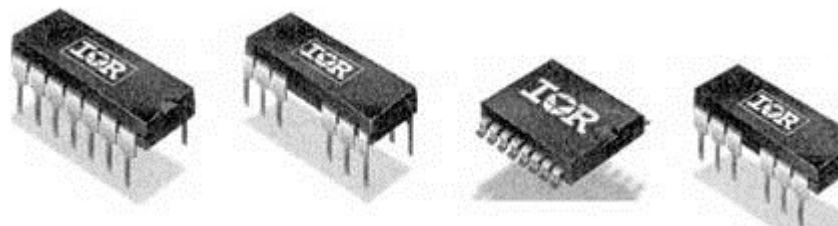


Рисунок 2.9 – Зовнішній вигляд мікросхем IRS2110 та IRS2113 [13]

Вхідним сигналом служить сигнал мікросхеми керування стандартної амплітуди логічного рівня, причому за допомогою напруги, що подається на вивід V_{DD} , можна забезпечити сумісність з класичною 5-вольтовою «логікою», і більш сучасною 3,3-вольтовою. На виході драйвера є напруги керування

«верхнім» і «нижнім» силовими транзисторами. У драйвері вжито заходів щодо забезпечення необхідних керуючих рівнів, створений еквівалент гальванічної розв'язки (псевдорозв'язка), є додаткові функції - вхід відключення, вузол захисту від зниження напруги живлення, фільтр коротких імпульсів.

Як видно зі структурної схеми (рис. 2.10), драйвер складається з двох незалежних каналів, які призначені для керування верхнім і нижнім плечем напівмостових схем. На вході драйвера передбачені формувачі імпульсів, побудовані на основі тригерів Шмітта. Входи V_{CC} і V_{DD} призначені для підключення напруги живлення силової і керуючої частин схеми, «земляні» шини силової частини і керуючої частини розв'язані (різні «загальні» виводи – V_{SS} і COM). У переважній більшості випадків ці виводи просто з'єднують разом. Передбачена також можливість роздільного живлення керуючої і силової частини для узгодження входних рівнів з рівнями схеми керування. Вхід SD - захисний. Вихідні каскади побудовані на комплементарних польових транзисторах. У складі мікросхеми є додаткові пристрої, що забезпечують її стійку роботу в складі перетворювальних схем: пристрій зсуву рівня керуючих сигналів (V_{DD}/V_{CC} level shift), пристрій зниження коротких імпульсних завад (pulse filter), пристрій затримки перемикавання (delay) і детектор зниженої напруги живлення (UV detect).

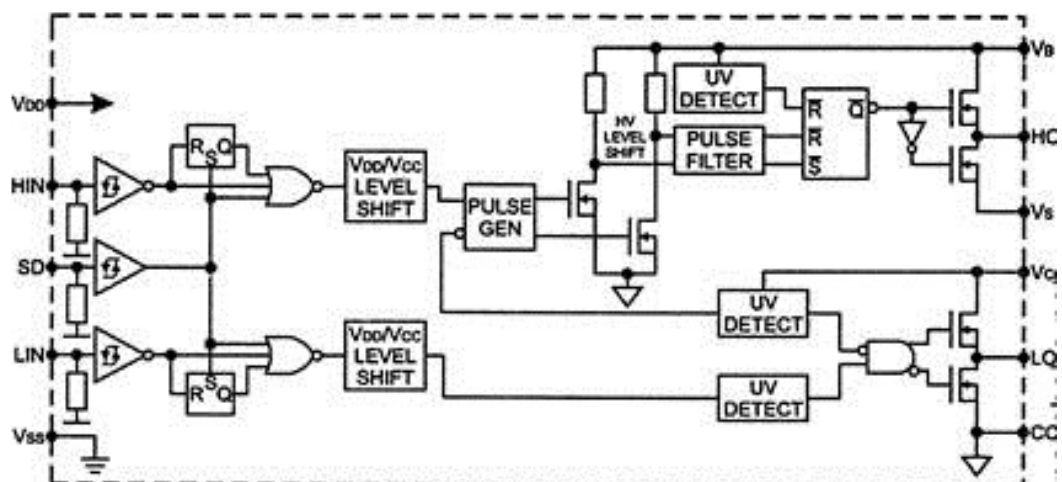


Рисунок 2.10 – Структурна схема драйвера в IRS2110 та IRS2113 [13]

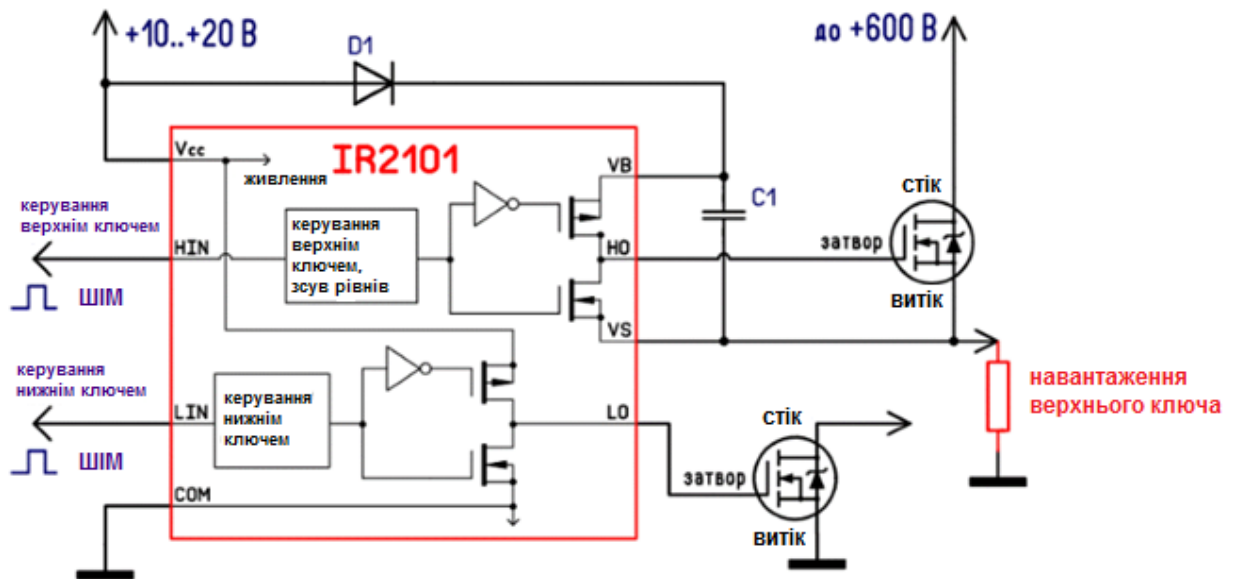


Рисунок 2.12 – Детальна схема роботи драйвера IR2101 з схемою підтримки напруги [14]

З верхнім ключем все трохи складніше. Схема має два додаткових входи: VS і VB. Вхід VS з'єднується з витоком n-канального транзистора, а в такій схемі включення витік підключений до навантаження. Коли на вході HIN низький рівень, вихід NO з'єднується з входом VS і затвор розряджається. Напруга ж для заряду затвора береться зі входу VB. Очевидно, що коли транзистор відкритий, напруга на вході VB має перевищувати напругу живлення, щоб підтримувати затвор відкритим.

Щоб забезпечити підвищену напругу і використовується схема підтримки напруги, що представляє із себе діод D1 і конденсатор C1.

У той момент, коли верхній ключ закритий, конденсатор C1 заряджається через діод D1 і навантаження, підключене до транзистора. Коли ж транзистор відкритий, цей конденсатор своїм зарядом забезпечує підвищену напругу на вході VB. [14]

Важливо уникати ситуацій, коли обидва транзистора увімкнені одночасно, і великий наскрізний струм протікає між позитивною і негативною шинами живлення. У кращому випадку транзистори будуть просто нагріватися і витратити зайву енергію, в гіршому - вони можуть вийти з ладу.

Управління за принципом «break-before-make» («вимкнув перед тим як ввімкнув») дозволяє прибрати наскрізні струми вимиканням обох ключів перед тим, як увімкнути один з них (рис.2.13). [2]

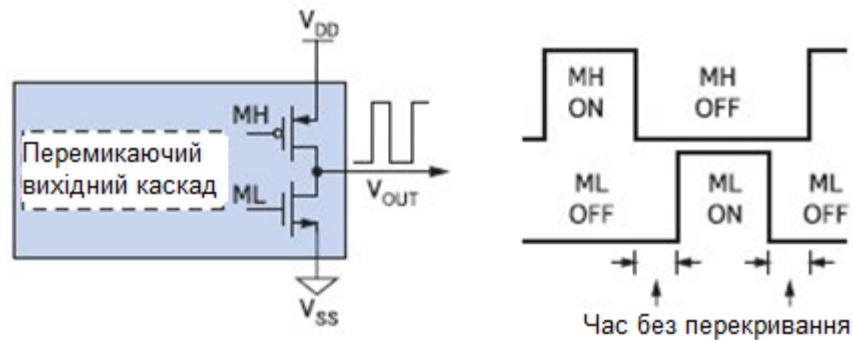


Рисунок 2.13 – Перемикання транзисторів вихідного каскаду за принципом «вимкнув перед тим як увімкнув» [2]

LC-фільтр

Сигнал, що виходить з підсилювального каскаду має бути відфільтрований, перед тим, як потрапити на гучномовець, тому що сигнал є імпульсно модульований, а не аналоговим сигналом, котрий можна подати на гучномовець. На рис.2.14, у якості прикладу, зображений сигнал 10 кГц, що модульований на частоті 250 кГц. Сигнал 10 кГц очевидний, але навколо нього є значна кількість шуму, який потрібно відфільтрувати. Існує кілька способів фільтрації шуму, котрі класифікуються залежно від видів шуму.

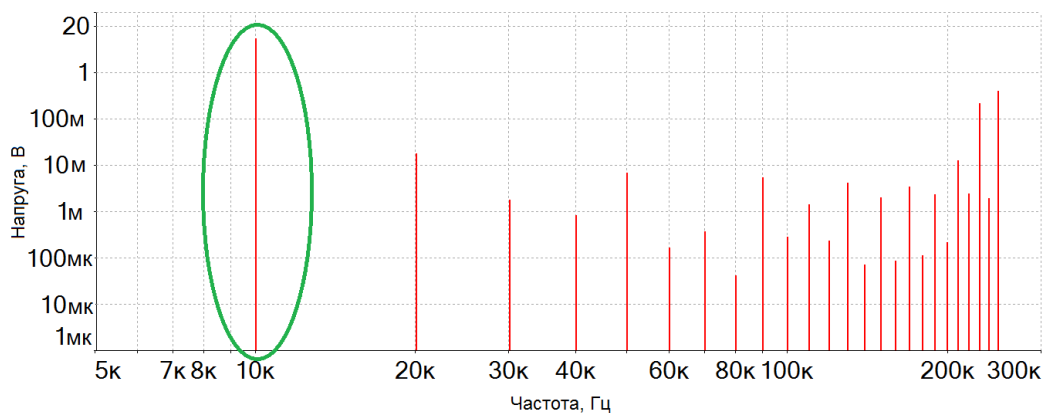


Рисунок 2.14 – Спектр вихідного сигналу перед фільтром

Вихідні фільтри підсилювачів класу D це пасивні фільтри. Вони складаються з малопотужних або пасивних компонентів, таких як резистори,

конденсатори та котушки індуктивності. Пасивні фільтри не вимагають ніякого джерела енергії для свого функціонування. На відміну від активних фільтрів в пасивних фільтрах не відбувається підсилення сигналу за потужністю. Практично завжди пасивні фільтри є лінійними. Найбільш відомими пасивними фільтрами є LC фільтри. На рис.2.10 показано просту схему пасивного фільтру низьких частот.

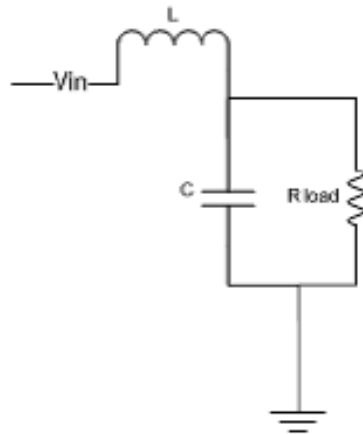


Рисунок 2.15 – Проста схема пасивного ФНЧ [8]

Компонента конструкції, яка додає складності в систему, - це котушка індуктивності, котру складно налаштувати. Через характер шуму, який повинен бути усунутий, як показано на рисунку 2.8, частота відсікання не повинна бути надзвичайно точною. Більшість шуму, який необхідно видалити, знаходиться поза звуковим діапазоном, а залишити сигнал аудіодіапазону. Тому для підсилювачів класу D пасивні фільтри мають більше переваг, ніж недоліків. [8]

Одиночні та збалансовані фільтри

Вибір пасивного чи активного фільтра - лише перший крок у розробці фільтра. Важливо визначити як буде працювати фільтр: фільтрувати сигнал з одного виходу (одиночний фільтр) чи з обох (збалансований фільтр). На рис.2.16 показана різниця в конструкції двох фільтрів.

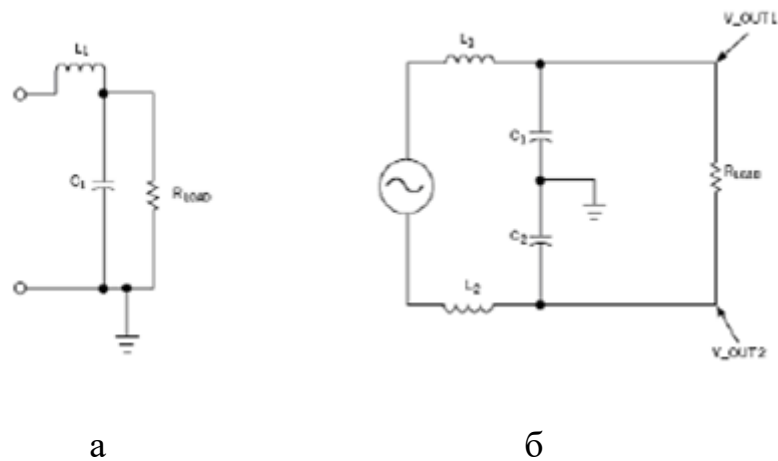


Рисунок 2.16 – Одиночний (а) та збалансований (б) фільтри [8]

Єдина перевага використання одиночного фільтра – менша кількість елементів. Однак, для класу D доцільно використовувати збалансований фільтр, оскільки це виключає зміщення постійного струму шляхом центрування сигналу навколо нуля, без використання негативної шини живлення. [8]

Для зменшення габаритів і вартості системи більшість LC-фільтрів для підсилювачів класу D є фільтри низьких частот другого порядку. На рис.2.17 представлена мостова версія LC-фільтра другого порядку.

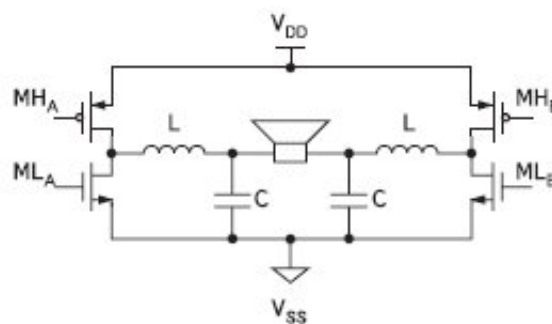


Рисунок 2.17 – Приклад ФНЧ для мостової схеми [2]

Хоча імпеданс гучномовця часто апроксимується простим резистором, його структура складніша і містить істотну реактивну складову. Щоб правильно спроектувати фільтр, необхідно використовувати точну модель гучномовця.

При конструюванні фільтра основною проблемою є найбільш вузька смуга пропускання з мінімальним спадом в області верхніх звукових частот. 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 таблиці 1 дають можливість побудови фільтрів з характеристикою Баттерворта для гучномовців з типовими імпедансами і типових значень L і C .

Таблиця 2.3 – Типові значення для L та C для побудови фільтрів [2]

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 з гучномовцем, величина спотворень буде залежати від лінійності складових фільтра.

Важливими факторами, що визначають конструкцію дроселя є величина і форма сигналу струму, а також опір обмотки. Обрана індуктивність повинна мати номінальні струми вище, ніж максимальні струми підсилювача. Причина в тому, що осердя дроселя досягають магнітного насичення, якщо величина струму стає занадто велика, а щільність магнітного потоку - занадто високою. Це призводить до значного зниження індуктивності.

Дросель являє собою каркас з обмоткою, одягнутий на осердя. Якщо витків багато, опір, пропорційний довжині дроту, стає значним. Тому, що опір включно послідовно між плечем моста і гучномовцем, частина вихідної потужності буде розсіюватися на ньому. Якщо опір є занадто великим, необхідно використовувати дріт більшого діаметра або інший матеріал

серцевини, щоб знизити число витків без зменшення індуктивності. Також не слід забувати, що геометрія індуктивності також впливає на рівень ЕМЗ. [2]

Проте, мостовий каскад може бути виконаний й без фільтра. На рис.2.18 зображено схему мостового підсилювача звуку класу D без фільтру MAX9713.

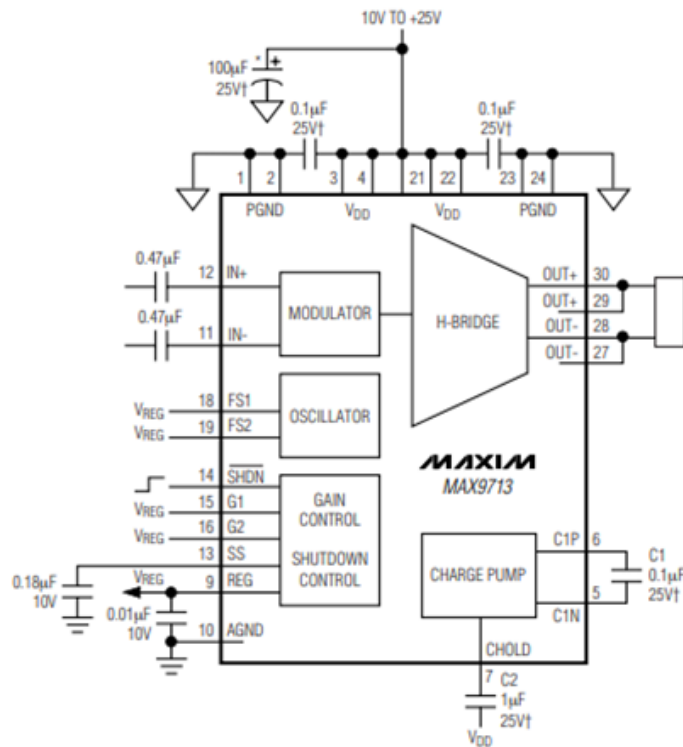


Рисунок 2.18 – Приклад мостового каскаду без фільтра [15]

Одним з головних недоліків традиційних підсилювачів класу D є потреба у зовнішньому фільтрі LC. Ця потреба не тільки збільшує вартість рішення та потребу в більшому розмірі плати, але й додає можливість додаткових спотворень через нелінійність компонентів фільтру. Багато сучасних підсилювачів класу D використовують вдосконалені схеми модуляції без фільтру, щоб усунути або принаймні мінімізувати потреби в зовнішніх фільтрах. Ця можливість з'явилася в силу того, що збільшилися частоти перемикання транзисторів, а також через те, що гучномовці у собі мають компоненти фільтра низьких частот. Частота перемикання транзистора має бути не менше 400-500 кГц для такої реалізації.

2.2 Використання GaN-транзисторів у вихідних каскадах звукових підсилювачів класу D

Стрімкий розвиток напівпровідникових технологій спонукає виробників все частіше використовувати підсилювачі класу D в своїх пристроях. Такі підсилювачі, завдяки своєму високому ККД, відмінно підходять для Bluetooth-колонок, смартфонів та інших подібних гаджетів. Вони відрізняються невеликими розмірами, виділяють менше тепла і дозволяють економити заряд батареї. В схемах підсилювачів D-класу використовують силові кремнієві транзистори MOSFET. Даний вид транзисторів з'явився ще в 70-х роках минулого століття. Протягом багатьох років у кремнієвих компонентів не було конкурентів. Однак нинішні відкриття в області силових напівпровідникових технологій дозволяють домогтися ще більшого ККД при мінімальних спотвореннях звуку: в підсилювачах D-класу можливо задіяти не тільки MOSFET-транзистори, а й більш прогресивні GaN-транзистори, побудовані на основі нітриду галію. [16]

GaN-транзистори

Кремнієві МОН-транзистори (Si MOSFET) довгий час були основою силових пристроїв з потужністю в діапазоні від десятків до сотень і навіть тисяч ват, таких, наприклад, як джерела живлення AC / DC, DC / DC-перетворювачі, приводи електродвигунів і т. д. У міру розвитку технологій параметри кремнієвих ключів постійно покращувалися: знижувався опір відкритого каналу $R_{DS(ON)}$, збільшувалася робоча напруга, підвищувалася швидкість перемикавання, мінімізувалися габаритні розміри та ін. В даний час технології виробництва практично досягли піку своєї досконалості, і параметри кремнієвих МОН-транзисторів виявилися близькі до теоретичної межі, що визначається фундаментальними фізичними обмеженнями кремнію. Переваги GaN-транзисторів наведені на рис.2.19 [17].

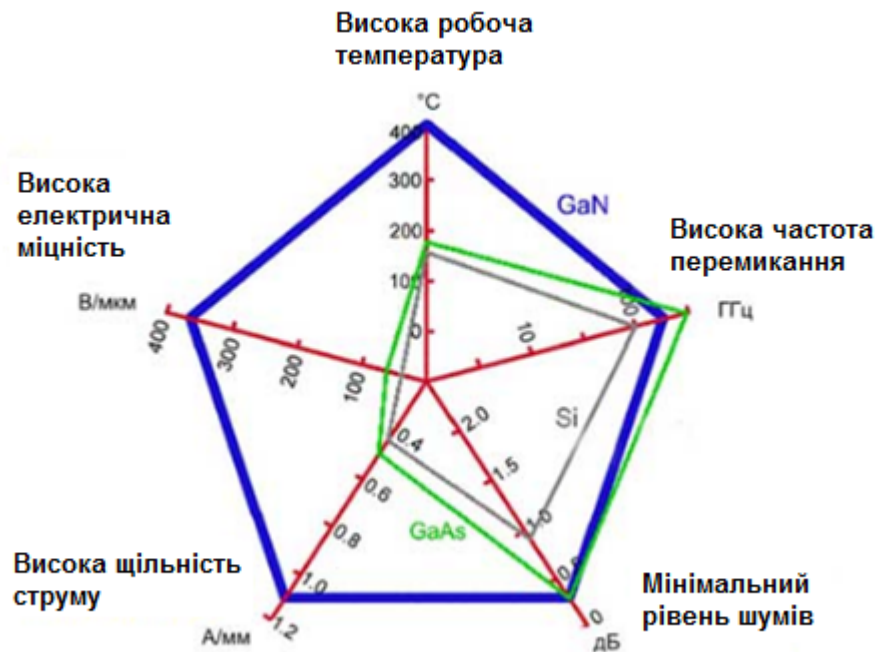


Рисунок 2.19 – Переваги використання нітриду галію [18]

Ось чому вироби на базі нітриду галію привабливі у якості альтернативних МОН-транзисторів. Нітрид галію відрізняється від кремнію підвищеною рухливістю електронів і збільшеною електричною міцністю. Це означає, що при заданих значеннях опору і напруги пробою GaN-транзистор буде мати менші розміри в порівнянні з кремнієвим аналогом (рис.2.20). GaN-ключі також мають надзвичайно високу швидкість перемикань і мінімальний час зворотного відновлення, що є важливою умовою для зменшення втрат і підвищення ефективності. GaN-транзистори з рейтингом напруги 600/650 В широко представлені на ринку і є ідеальним вибором для широкого спектру розробок, втім, як і перше покоління GaN-ключів з рейтингом напруг 100 В.

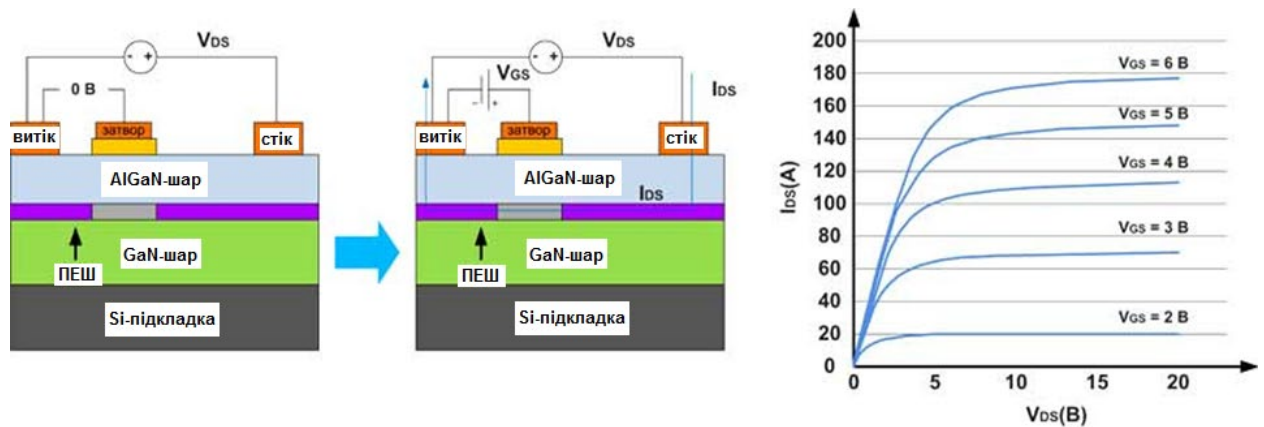


Рисунок 2.20 – GaN-транзистор виконаний на кремнієвій підкладці [17]

Подвійний електронний шар (ПЕШ) сформований на кордоні гетероструктури, яка складається з двох епітакісальних шарів AlGaN / GaN і забезпечує високу щільність заряду і рухливість носіїв. Нормально замкнутий GaN-ключ не проводить струм при нульовій напрузі «затвор-стік» (лівий малюнок). Якщо напруга «затвор-стік» перевищує порогове значення, транзистор відкривається [17].

У табл.2.4 наведено характеристики напівпровідникових матеріалів GaN, Si, SiC.

Таблиця 2.4 – Характеристики деяких напівпровідникових матеріалів [19]

Параметр	Матеріал		
	GaN	Si	SiC
Ширина забороненої зони, eV	3,4	1,12	3,2
Критична напруженість, МВ/см	3,3	0,3	3,5
Дрейфова швидкість насичення електронів, $\times 10^7$ см/с	2,5	1	2
Рухливість, $\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$	990...2000	1500	650
Діелектрична проникність	9,5	11,4	9,7

GaN-транзистори діляться на два типи:

- Нормально відкриті GaN-транзистори, що працюють в режимі виснаження. Такі ключі знаходяться в провідному стані при відсутності напруги на затворі. Для їх відключення потрібно подача негативної затворної напруги (щодо стоку і витоку).
- Нормально закриті GaN-транзистори з поліпшеною структурою (enhancement mode), що працюють в режимі збагачення. Нормально замкнутий GaN-ключ не проводить струм при нульовій напрузі «затвор-стік». Якщо напруга «затвор-стік» перевищує порогове значення, транзистор відкривається.

Різниця між перерахованими типами транзисторів полягає не тільки в нормально закритому або нормально відкритому стані. Для ключів, що працюють в режимі виснаження (нормально відкриті), існують проблеми з початковою подачею живлення. Щоб запобігти наскрізному струму, наприклад, в напівмостовій схемі, необхідно перед подачею напруги силової шини спершу вимкнути транзистори, для чого потрібно сформувати на їх затворах негативні напруги. Для усунення цього очевидного недоліку нормально відкритих GaN-транзисторів використовують каскадну схему включення: в одному корпусі з нітрид-галієві ключем поміщають додатковий низьковольтний кремнієвий ключ. Зовсім по-іншому йде справа з нормально замкнутими GaN-транзисторами, які при нульовій напрузі на затворі за замовчуванням не проводять струм і не створюють проблем при початковому запуску [17].

У табл.2.5 наведено основні характеристики GaN-транзистора EPC2022, котрий використано для дослідження у даній роботі (розділ 4).

Таблиця 2.5 – Характеристики GaN-транзистора [20]

Параметри	ЕРС2022
Номінальна напруга V_{ds}	100 В
Номінальний струм, I_D	90 А
Максимальний опір у відкритому стані, R_{DSon}	3.2 мОм
Типовий сумарний заряд затвору, Q_g	13 нКл
Заряд затвор-джерело, Q_{gs}	3.4 нКл
Заряд затвор-стік, Q_{gd}	2.4 нКл
Робоча температура, T_j	-40...150 °С

Драйвер для керування GaN-транзисторами

Розглянемо три основні параметри GaN-транзисторів, на які в першу чергу слід звертати увагу при виборі драйвера: максимально допустима напруга затвора, порогова напруга затвора і падіння напруги на вбудованому діоді. Максимальна напруга «затвор-витік» для нормально закритого нітрид-галієвого ключа становить 6 В, що приблизно в два рази менше, ніж у МОН-транзисторів. Це спрощує завдання формування необхідних напруг і струмів при вмиканнях і вимиканнях. Гранична напруга затвора GaN-ключів нижче напруги більшості силових МОН-транзисторів і має низький негативний температурний коефіцієнт - це спрощує завдання температурної компенсації драйверів. Пряме падіння напруги на вбудованому діоді, який є невід'ємною частиною структури GaN-ключів, виявляється приблизно на 1 В вище, ніж у кремнієвих МОН-транзисторів.

GaN-транзистори здатні перемикатися значно швидше кремнієвих MOSFET, при цьому швидкість наростання dV / dt для них перевищує 100 В / нс. Загальний час вмикання GaN приблизно в чотири рази менше, ніж у кремнієвих МОН-транзисторів з тим же значенням опору каналу $R_{DS(ON)}$, а час вимикання менше приблизно в два рази. Це важливо для збільшення

ефективності і енергоємності, проте дані особливості викликають нові проблеми з точки зору схем керування і драйверів.

Як і у кремнієвих МОН-транзисторів, у GaN-транзисторів є проблеми з зарядом Міллера, який обмежує швидкість вмикання / вимикання і впливає на форму сигналу. Але загальний заряд Міллера для GaN-ключів набагато нижче, ніж для кремнієвих MOSFET з порівнянним $R_{DS(ON)}$. Тому GaN-транзистор можна ввімкнути / вимкнути значно швидше, що є великою перевагою.

Проте, висока швидкість наростання dV/dt може створювати умови для виникнення наскрізних струмів в напівмостових і мостових схемах. Тому необхідно ставити опір затвору з урахуванням зменшення тривалості перехідних процесів, але не допускати виникнення інших небажаних механізмів втрат, а також перерегулювання або осциляцій. Ці умови важливо виконувати для запобігання помилкових перемикань і мінімізації електромагнітних завад. Найпростішим рішенням є поділ керуючих виходів драйвера і використання двох окремих затворних резисторів для вмикання і вимикання. На рис.2.21 зображено драйвер LM5113, котрий використано при дослідженні в даній роботі (розділ 4).

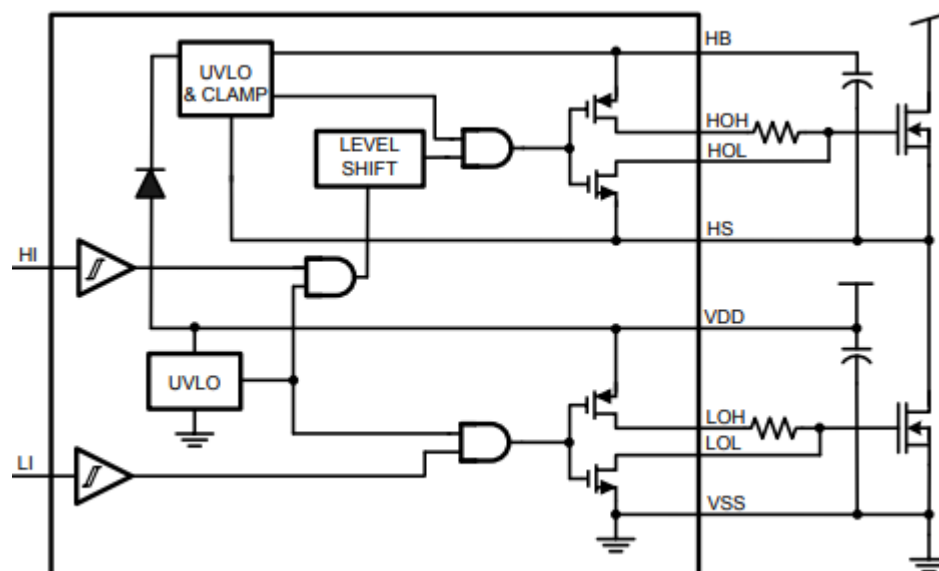


Рисунок 2.21 – Схема драйвера LM5113 [21]

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 [17].

Порівняння GaN та Si транзисторів

Кремнієві МОП-транзистори і GaN-ключі мають подібності та відмінності. Хоча значення параметрів GaN-транзисторів відрізняються від значень кремнієвих MOSFET, переліки загальних характеристик у них практично збігаються. Як і у традиційних МОН-транзисторів, у GaN-ключів є виводи стоку, витоку і затвора, а найбільш важливими параметрами залишаються опір відкритого каналу і робоча напруга.

Крім того, GaN-транзистори з поліпшеною структурою (enhancement mode), як і кремнієві MOSFET, є нормально закритими ключами, керованими напругою (не струмом). При цьому вони також мають паразитну вхідну ємність, яку потрібно заряджати і розряджати при перемиканні. Параметри заряду / розряду (зокрема, швидкість наростання і форма сигналів) є важливими факторами, що визначають ефективність роботи ключів.

Розглянемо і деякі важливі відмінності, які визначаються, в першу чергу, властивостями напівпровідникових матеріалів. По-перше, опір відкритого каналу GaN-транзистора $R_{DS(ON)}$ є надзвичайно низьким, що призводить до значного зменшення статичних втрат провідності у увімкненому стані. По-друге, структура GaN-ключа забезпечує мінімальну вхідну ємність, що

дозволяє досягати високої швидкості перемикачів. В результаті нітрид-галієві транзистори здатні комутувати напруги в сотні вольт з тривалістю перехідних процесів в наносекундному діапазоні. Це робить їх ідеальним вибором для побудови потужних імпульсних джерел живлення з великими вихідними струмами і робочими частотами до декількох сотень мегагерц. Крім того, збільшення частоти комутації може (потенційно) привести до зростання ефективності та до зменшення номіналів ємностей і індуктивностей вихідних фільтрів, завдяки чому вдасться отримувати компактні рішення з мінімальними габаритними розмірами [17].

У таблиці 2.6 приведено характеристики транзисторів зі схожими параметрами на базі GaN та звичайних Si MOSFET-транзисторах, що використовувалися у порівняльному дослідження [1]. Головна відмінність полягає в малому заряду перемикачів у GaN – транзисторах.

Таблиця 2.6 – Характеристики транзисторів EPC2001 та IXFT150N20 [1]

Параметри	EPC2001	IXFT150N20
Номінальна напруга V_{ds}	200 В	100 В
Номінальний струм, I_D	25 А	25 А
Максимальний опір у відкритому стані, R_{DSon}	0.007 Ом	0.013 Ом
Типовий сумарний заряд затвору, Q_g	8 нКл	43 нКл
Заряд затвор-джерело, Q_{gs}	2.2 нКл	19 нКл
Заряд затвор-стік, Q_{gd}	2.3 нКл	12,5 нКл
Термостійкість, стик до корпусу, R_{jc}	2.1 °C/Вт	1.92 °C/Вт

У Si-транзисторів менша номінальна напруга та вищий опір у відкритому стані. Термостійкість приблизно однакова. Варто зазначити, що габаритні розміри менші у GaN-транзисторів.

Хорошим прикладом використання GaN-транзисторів для підсилювачів класу D є підсилювач потужності на 200 Вт – eGaNAMP2016, зовнішній вигляд якого приведений на рис.2.22. Його характеристики приведені в таблиці 2.7.

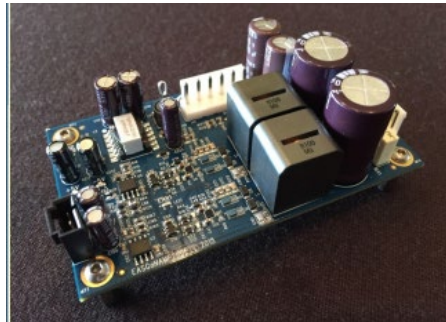


Рисунок 2.22 – Зовнішній вигляд підсилювача eGaNAMP2016 [22]

Характеристики підсилювача приведені в таблиці 2.7. Напруга живлення 32 В, навантаження 8 Ом [22].

Таблиця 2.7 – Характеристики підсилювача eGaNAMP2016 [22]

Параметр	Мінімум	Типове значення	Максимум	Одиниці вимірювання
Вихідна потужність	200	-	-	Вт
Спотворення	-	-	0,05	%
Вихідний шум	102	-	-	дБ
Частотна характеристика	10	-	20к	Гц
Коефіцієнт підсилення	+25,5	+26	+26,5	дБ
Обмеження струму	15	16	18	А
Ослаблення напруги живлення	+65	-	-	дБ

2.3 Основні характеристики вихідних каскадів звукових підсилювачів класу D

Існують показники, за якими оцінюється робота всього підсилювача (або функціонально закінчених окремих його каскадів) в цілому. Дані параметри залежать не тільки від властивостей, застосованих в підсилювачі, транзисторів, але і від якості самої принципової схеми і точності її налаштування. Для вихідних каскадів звукових підсилювачів найбільш важливі характеристики:

- вихідні параметри: $U_{вих}$, $I_{вих}$, $P_{вих}$;
- ККД;
- коефіцієнт підсилення;
- лінійні спотворення;
- нелінійні спотворення.

Вихідні параметри

Вихідні параметри характеризують коло (підсилювач) як джерело сигналу (генератор) для навантаження.

$U_{вих}$, $I_{вих}$ – номінальна вхідна напруга сигналу та номінальних вхідний струм сигналу в навантаженні, що віддаються підсилювачем при роботі на задане навантаження;

$P_{вих} = P_n$ – номінальна вхідна потужність, що віддається підсилювачем в навантаження.

Вихідна потужність обчислюється виразом (2.1):

$$P_n = U_{вих} \cdot I_{вих} = I_{вих}^2 \cdot R_n = \frac{U_{вих}^2}{R_n}, \quad (2.1)$$

де R_n – опір навантаження;

$R_{вх}$ – вхідний опір.

Коефіцієнт корисної дії

Для підсилення економічності роботи підсилювачів використовують коефіцієнт корисної дії підсилювача. ККД є відношення вихідної потужності, переданої в навантаження, до суми всіх потужностей, споживаних від всіх джерел живлення і зміщення. Даний параметр дуже важливий для вихідних каскадів:

$$\eta = \frac{P_n}{P_0} < 1, \quad (2.2)$$

де P_0 – номінальна потужність.

Коефіцієнти підсилення

Коефіцієнти підсилення характеризують підсилювач як засіб передачі сигналу. На практиці в більшості випадків коефіцієнт передачі розглядається тільки в робочому діапазоні частот і в цьому випадку мова йде про модуль коефіцієнта передачі.

Якщо немає уточнення про який коефіцієнт йдеться, то мається на увазі, що мова йде про коефіцієнт підсилення **за напругою**:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}. \quad (2.3)$$

Оскільки сприйняття органів слуху підпорядковується логарифмічною закону, на практиці модуль коефіцієнта підсилення часто виражають в логарифмічних одиницях - децибелах:

$$K_U, dB = 20 \cdot \lg K_U. \quad (2.4)$$

Для багатокаскадного підсилювача коефіцієнт підсилення добутком підсилення всіх каскадів, що входять в підсилювач:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{U_{вих}}{U_{вхn}} \cdot \frac{U_{вхn}}{U_{вхn-1}} = K_n \cdot K_{n-1} \dots K_1, \quad (2.5)$$

де n – порядок підсилювального каскаду.

Коефіцієнт підсилення **за струмом**:

$$K_i = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}; \quad (2.6)$$

$$K_i, \text{дБ} = 20 \cdot \lg K_i. \quad (2.7)$$

Коефіцієнт підсилення **за потужністю**:

$$K_P = \frac{P_n}{P_{вх}} = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} > 1. \quad (2.8)$$

На відміну від попередніх коефіцієнтів підсилення даний коефіцієнт посилення завжди більше одиниці. Це пов'язано з тим, що будь-який підсилювач в кінці кінців підсилює сигнал по потужності.

Лінійні спотворення

Наявність в підсилювальних каскадах реактивних елементів (розділові конденсатори, конденсатори зв'язку, розділові трансформатори, дроселі, конденсатори в колах термостабілізації робочої точки, а також паразитні індуктивності і ємності) призводить до того, що різні гармоніки, що входять в спектр вхідного сигналу, підсилюються по-різному - з різним коефіцієнтом підсилення і фазовим зсувом. Це призводить до того, що вхідний сигнал, проходячи через підсилювач, спотворюється, тобто форма складного за спектральним складом сигналу на виході буде відрізнятися від форми вхідного сигналу. Таким чином, підсилювач вносить спотворення, незважаючи на те, що всі елементи працюють в лінійному режимі. Тому такі спотворення називаються лінійними спотвореннями.

Лінійні спотворення оцінюють за допомогою **амплітудно-частотної характеристики (АЧХ)** або просто частотної характеристики, яка представляє собою залежність модуля коефіцієнта від частоти:

$$K_U = f(\omega). \quad (2.9)$$

Спотворення форми вихідного сигналу, викликані неоднаковим підсиленнями гармонік різних частот, називають частотними спотвореннями. Спотворення форми вихідного сигналу, що викликаються різними фазовими

зсувами гармонік підсилюваного сигналу, називають фазовими спотвореннями. Частотні і фазові спотворення - лінійними спотвореннями.

Розглянемо типову АЧХ підсилювача змінного струму (RC-підсилювача), на вхід якого подається гармонійний сигнал (рис.2.23).

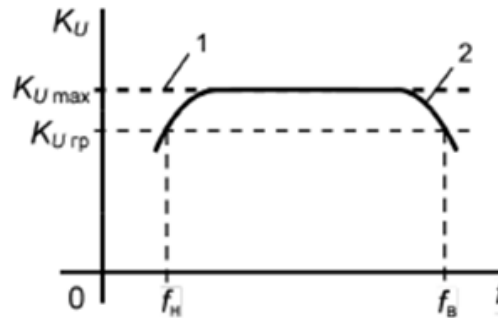


Рисунок 2.23 – АЧХ підсилювача змінного струму (1 – ідеального підсилювача; 2 – реального підсилювача)

Значення $K_{U_{gr}}$ називається граничним коефіцієнтом підсилення (передачі), який визначається як

$$K_{U_{gr}} = \frac{K_{U_{max}}}{\sqrt{2}} \cong 0,707 \cdot K_{U_{max}}. \quad (2.10)$$

де $K_U = K_{U_{gr}}$ – гранична частота;

f_n – нижня гранична частота;

f_v – верхня гранична частота;

Діапазон частот, в межах якого $K_U \geq K_{U_{gr}}$ називається смугою підсилення (пропускання) або робочим діапазоном частот. На рис.2.23 робочий діапазон частот - від f_n до f_v .

Діапазон частот, де $K_U < K_{U_{gr}}$ називається смугою придушення в межах якої підсилювач не підсилює або підсилює з малим K_U . Видно, що АЧХ реального підсилювача нерівномірна, тобто коефіцієнт підсилення для різних частот неоднакова.

Нерівномірність АЧХ підсилювача оцінюють за допомогою коефіцієнта частотних спотворень:

$$M_n = \frac{K_{U0}}{K_{Un}}; \quad (2.11)$$

$$M_{\epsilon} = \frac{K_{U0}}{K_{U\epsilon}}, \quad (2.12)$$

де K_{U0} – коефіцієнт підсилення на середніх частотах (у даному випадку $K_{U0} = K_{Umax}$);

$K_{Un}, K_{U\epsilon}$ – коефіцієнт підсилення на граничних низьких та високих частотах.

M_n і M_{ϵ} - задаються для граничних частот f_n і f_{ϵ} (або для спеціально обраних частот); Частотні спотворення виражають у відносних одиницях або в децибелах:

$$M_n, \text{дБ} = 20 \cdot \lg M_n; \quad (2.13)$$

$$M_{\epsilon}, \text{дБ} = 20 \cdot \lg M_{\epsilon}. \quad (2.14)$$

Якщо немає спеціальних обраних, то значення коефіцієнта частотних спотворень приймають:

$$M_n = M_{\epsilon} = \sqrt{2} \cong 1,41 \equiv 3 \text{дБ}. \quad (2.15)$$

Для підсилювачів низької частоти (ПНЧ) в залежності від якості приладу коефіцієнт частотних спотворень може лежати в діапазоні (1...6) дБ.

АЧХ підсилювача класу D обмежена частотою перемикавання транзисторів та параметрами вихідного фільтра низьких частот.

Варто зазначити, що частоту вихідного фільтра нижніх частот варто налаштовувати на частоту зрізу мінімум в 2 рази вищу за найвищу частоту вхідного сигналу (частота дискретизації), відповідно до теореми Котельникова, для відновлення вхідного аналогового сигналу:

$$F_0 \geq 2F_{max}. \quad (2.16)$$

Частота зрізу RC-фільтра розраховується за формулою:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau}, \quad (2.17)$$

де τ – стала часу RC-кола й дорівнює добутку $R \cdot C$.

А частоту зрізу LC-фільтру розраховують за формулою:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.18)$$

Нелінійні спотворення

Перетворення аналогового низькочастотного сигналу в послідовність широтно-модульованих імпульсів є нелінійним. Тому, з одного боку, спосіб модуляції є важливим з точки зору отримання мінімальних спотворень сигналу. З іншого боку спектр ШІМ сигналу також визначається способом модуляції. Таким чином, тип ШІМ в значній мірі визначає спектр гармонік, що генеруються підсилювачем класу D.

В даний час найбільш поширені в перетворювальній техніці два типи ШІМ: першого роду (uniform) і другого роду (natural).

У ШІМ першого роду (ШІМ-1) тривалість імпульсу визначають значенням сигналу в тактові моменти часу (рис.2.24).

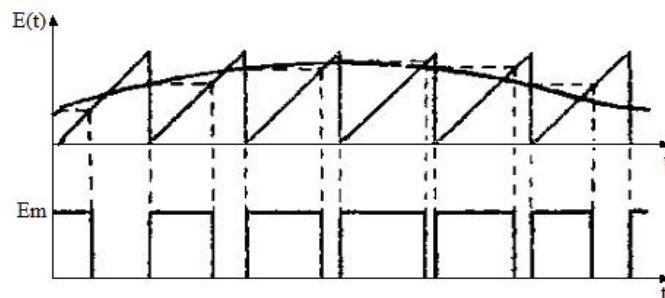


Рисунок 2.24 – Часові діаграми ШІМ першого роду [7]

В підсилювачах класу D також використовується сигма-дельта модуляція, яка має такі ж самі спектральні характеристики як ШІМ-1.

У ШІМ другого роду (ШІМ-2) фронт імпульсу збігається з моментом вибірки (рис.2.25).

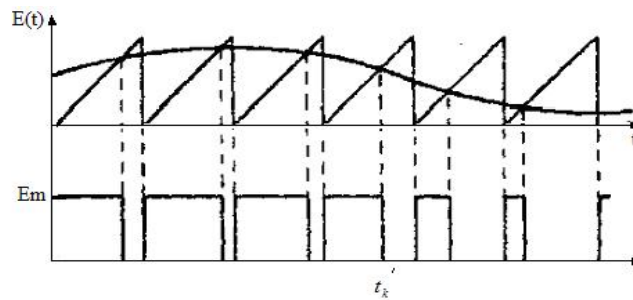


Рисунок 2.25 – Часові діаграми ШІМ другого роду [7]

Нехай модулюючий сигнал – синусоїдальний. Вираз для спектра ШІМ першого роду має такий вигляд:

$$\begin{aligned}
 P_{TE}(f; M \sin(2\pi f_1 t)) = & \\
 = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \frac{J_n(\pi n q M)}{j\pi n q} & [\delta(f - n f_1) - \delta(f + n f_1)] \exp(-j\pi f T) + \\
 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{[1 - (-1)^k J_0(\pi k M)]}{jk\pi} & [\delta(f - k f_1) - \delta(f + k f_1)] - \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \exp(-j\pi f T) \times \\
 \times \left[\frac{J_n(\pi(k-nq)M)}{\pi(k-nq)} & (\delta(f - k f_c + n f_1) - \delta(f + k f_c - n f_1)) + \right. \\
 + (-1)^n \frac{J_n(\pi(k+nq)M)}{\pi(k+nq)} & (\delta(f - k f_c - n f_1) - \delta(f + k f_c + n f_1)) \left. \right], \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

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

f_1 - частота модулюючого сигналу;

f_c - частота перемикання;

n - номер n -ої гармоніки модулюючого сигналу;

k - номер k -ої гармоніки сигналу перемикання;

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

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

$q = f_1 / f_c$;

$T = 1 / f_c$.

Аналіз виразу (2.19) показує, що в спектрі ШІМ сигналу 1-го роду крім модулюючого сигналу з частотою f_1 містяться його гармоніки $n f_1$, гармоніка з частотою перемикання f_c і кратні їй $k f_1$, а також комбінації гармонік з частотою

модулюючого сигналу і частотою перемикання $nf_1 \pm kf_c$. З виразу (2.19) також видно, що модулюючий сигнал і його гармоніки представлені в ШІМ сигнал з затримкою $T/2$. Сам модулюючий сигнал в ШІМ сигнал пропорційний $2J_1(\pi qM)/(\pi q)$, а не M . В підсилювачах класу D з сигма-дельта модуляцією амплітуду гармонік модулюючого сигналу на виході (а значить коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС)) знижують, вибравши $f_c \gg \pi f_1$.

Розглянемо ШІМ другого роду для випадку, коли модулюючий сигнал синусоїдальний. Вираз для ШІМ другого роду має вигляд:

$$\begin{aligned}
 P_{TE}(f; M \sin(2\pi f_1 t)) = & \frac{M}{2j} [\delta(f - f_1) - \delta(f + f_1)] + \\
 & + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^k J_0(\pi k M)}{jk\pi} [\delta(f - kf_c) - \delta(f + kf_c)] - \\
 & - \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n(k\pi M)}{k\pi} [\{\delta(f - (kf_c - nf_1)) - \delta(f + (kf_c - nf_1))\} + \\
 & + (-1)^n \{\delta(f - (kf_c + nf_1)) - \delta(f + (kf_c + nf_1))\}].
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

З виразу (2.20) випливає, що в спектрі ШІМ сигналу 2-го роду крім модулюючого сигналу з частотою f_1 містяться гармоніка з частотою перемикання f_c і кратні їй kf_c , а також комбінації гармонік з частотою модулюючого сигналу і частотою перемикання. Гармоніки модулюючого сигналу nf_1 в спектрі ШІМ 2-го роду відсутні. Модулюючий сигнал пропорційний коефіцієнту M . Таким чином, ШІМ 2-го роду при використанні в звукових підсилювачах класу D не створює додаткових гармонік в порівнянні з ШІМ 1-го роду [7].

Висновки до розділу 2

1. Звукові підсилювачі класу D будують на мостових або на напівмостових схемах. Мостова схема складається з чотирьох транзисторів та працює від однополярного живлення. Потребує використання двох драйверів керування. Напівмостова схема складається з двох транзисторів, які керуються одним драйвером. Потребує двополярної напруги живлення. За однакових

вихідних потужностей та вихідної напруги, міст споживає в 2 рази менше струму. Також міст на виході забезпечує в 4 рази більшу потужність, але потребує порівняно з напівмостом, більше конструктивних елементів.

2. Основна задача драйверів MOSFET-транзисторів – забезпечити необхідний струм затвору транзистора для заряджання-розряджання вхідної затворної ємності. Щоб керувати верхнім плечем підсилювачів, використовується схема підтримки напруги для забезпечення підвищеної напруги живлення й підтримки затвора відкритим. У GaN-транзисторів драйвер працює значно швидше, так як загальний час вмикання GaN приблизно в чотири рази менше, ніж у Si-транзисторів з тим же значенням опору каналу $R_{DS(ON)}$, а час вимикання менше приблизно в два рази. Одна з причин – низький заряд Міллера, порівняно з кремнієвими транзисторами. Важливо також уникати наскрізного струму між транзисторами.

3. Для підсилювачів класу D доцільно застосовувати збалансований фільтр, тому що він дає змогу запобігти зміщенню постійного струму шляхом центрування сигналу навколо нуля, без використання негативної шини живлення. Також для таких підсилювачів застосовують ФНЧ 2-го порядку. Мостовий каскад може бути виконаний й без фільтру, тому що гучномовці у собі мають компоненти ФНЧ. Однак для цього використовують вдосконалені схеми модуляції, для яких потрібно забезпечити частоту перемикання транзистора не менше 400-500 кГц.

4. Головні переваги GaN-транзисторів перед Si-транзисторами: вища робоча температура, більша швидкість перемикання, вище електрична міцність, вища щільність струму та менші габарити. Однак GaN-транзистори дорожчі.

5. Для визначення ефективності підсилювального каскаду класу D, в першу чергу, звертають увагу на значення ККД, вихідну потужність та опір параметри. При цьому беруть до уваги нелінійні спотворення. Останні значною мірою залежать від типу ШІМ.

3 ВИХІДНІ КАСКАДИ ЗВУКОВИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ КЛАСУ D ЯК ДЖЕРЕЛО НЕУМИСНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД

3.1 Виникнення та шляхи поширення електромагнітних завад

Визначення та моделювання рівнів електромагнітних завад (ЕМЗ) проєктованих пристроїв, особливо на ранній стадії проєкту є необхідним інструментом, що дає змогу значно зменшити витрати часу і коштів на розробку і виробництво.

Практичне застосування радіоелектронної апаратури різного призначення спричинило нову глобальну проблему, пов'язану з необхідністю забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) радіоелектронних та електротехнічних пристроїв між собою та з електричною мережею. Надалі інтенсивне впровадження інформаційних технологій, зокрема Інтернету речей стрімко призводить до підвищення актуальності забезпечення ЕМС технічних засобів побутового та спеціального та призначення, особливо враховуючи постійне зростання чутливості апаратури та систем, в тому числі електроакустичної апаратури, зокрема підсилювачів звукової частоти (ПЗЧ). ЕМС набуває більш важливого значення [23].

Окрім технічних засобів електромагнітні завади створюють природні чинники; грозові розряди, магнітні бурі, космічне випромінювання і особливі потужні штучні: радіо та телевізійні станції, енергетичні високовольтні лінії розподільчі мережі енергозабезпечення, контактні мережі міського та міжміського електротранспорту, спеціальні установки щодо проведення наукових досліджень, технологічних процесів тощо [24].

З метою однозначного сприйняття наведених нижче матеріалів дослідження наведемо основні терміни та визначення [25].

Основні поняття в галузі:

Електромагнітна завада (ЕМЗ) – електромагнітне збурення, яке погіршує характеристики обладнання, каналу передавання чи системи.

Електромагнітна сумісність (ЕМС) – спроможність обладнання чи системи задовільно функціонувати в навколишній електромагнітній

обстановці та не створювати недопустимих електромагнітних завад будь-чому в цій обстановці.

Електромагнітна обстановка (ЕМО) – сукупність електромагнітних явищ, наявних у даному місці.

Електромагнітне збурення (electromagnetic disturbance/interference) – будь-яке електромагнітне явище, яке може погіршити характеристики пристрою, обладнання чи системи або несприятливо вплинути на живу та неживу матерію.

Несприйнятливість (до збурення) (immunity (to a disturbance)) – спроможність пристрою, обладнання чи системи функціонувати без погіршення якості робочих характеристик за наявності електромагнітного збурення;

Цю властивість також визначають через протилежне поняття – сприйнятливість (susceptibility).

Сприйнятливість (електромагнітна) (susceptibility) – неспроможність пристрою, обладнання чи системи працювати без погіршення якості робочих характеристик за наявності електромагнітного збурення;

Джерело електромагнітного збурення; емітер (emitter (of electromagnetic disturbance) – пристрої, обладнання або системи, змінення напруг, струмів чи електромагнітних полів яких може діяти як електромагнітне збурення.

Сприймальний пристрій; рецентор (susceptible device) – пристрій, обладнання або система, робоча якість функціонування якого може погіршитись внаслідок електромагнітного збурення.

Емісія (електромагнітна) (emission (electromagnetic)) – електромагнітне явище, за якого електромагнітна енергія емісує від джерела.

Емітована енергія може поширюватися в навколишньому середовищі: в *ближній зоні* внаслідок явища *індукції*, в *дальній зоні* внаслідок *випромінювання*.

Кондуктивне збурення (conducted disturbance) – електромагнітне збурення, за якого енергія поширюється через один або декілька провідних елементів (провідники, металеві конструкції, засоби уземлення тощо).

Кондуктивний шлях поширення має свої особливості – рис.3.1:

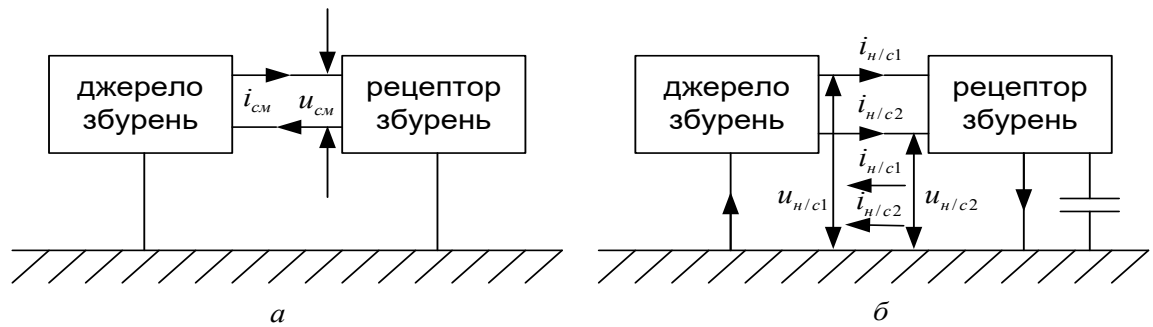


Рисунок 3.1 – Кондуктивний шлях поширення завад: а – симетричний, б – несиметричний [23]

Кондуктивний шлях може бути *симетричним* (рис. 3.1а) та *несиметричним* (рис. 3.1б):

Симетричний (differential mode) – це шлях між прямим та зворотнім провідниками, цей шлях зазвичай детермінований.

Несиметричний (common mode) – шлях між кожним із провідників та “землею” – зазвичай складно визначити цей шлях (тому більш складний для розробників), бо він може бути реалізований також через паразитні зв’язки (ємності, індуктивності, загальний активний опір).

Електромагнітні збурення можна поділити на:

- штучні та природні;
- станційні та індустриальні;
- умисні та неумисні

Зауважимо, що умисні завади створюють, як технічні засоби радіоелектронної боротьби.

Також ЕМЗ поділяють наступним чином:

- за джерелом;
- за середовищем поширення;

- за частотною ознакою;
- за проявом в часі;
- за енергетичним спектром;
- за проявом завади відносно рецептора;
- за проявом рецептора відносно завади.

Для дисертації окремо варто виділити наступні види завад:

- *симетрична* (за проявом завади відносно рецептора) – завада між двома затискачами джерела індустриальних завад або між провідниками мережі електроживлення рецептора;
- *несиметрична* (за проявом завади відносно рецептора) – між затискачами джерела індустриальних завад і землею;
- *адитивна* (за проявом завади відносно рецептора) – завада, що додається до корисного сигналу;
- *інтермодуляційна* (за проявом рецептора відносно завади) – завада у смузі частот пропускання приймача, яка виникає в його нелінійному тракті за умов перетворення двох або більше сигналів, які заважають, і частоти, що є поза смугою пропускання приймача;
- *низькочастотна* (за частою ознакою) – завада на частотах до 9 кГц включно;
- *високочастотна* (за частотною ознакою) – завада на частотах вище 9 кГц [23].

Основні механізми поширення завад такі:

- *наведення на проводи* за умов розміщення їх у електромагнітному полі завад і подальшим вплив завади на інші кола (рис.3.2).



Рисунок 3.2 – Умовний шлях поширення електромагнітних завад у довкіллі [26]

На рис. 3.3 показано важливий вид зв'язку електричних кіл через спільний опір. Це основний шлях поширення завад по колах електроживлення (шини живлення, внутрішній опір джерела живлення, у тому числі для великих груп споживачів – внутрішній опір мережі живлення);

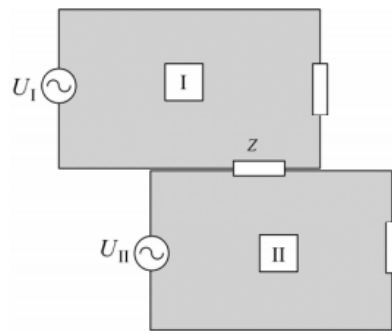


Рисунок 3.3 – Зв'язок електричних кіл через спільний опір [26]

На рис. 3.4 показано вид зв'язку через магнітне поле (індуктивний зв'язок), який сформовано за умов руху електричних зарядів у всіх елементах електричних кіл, у тому числі й проводах;

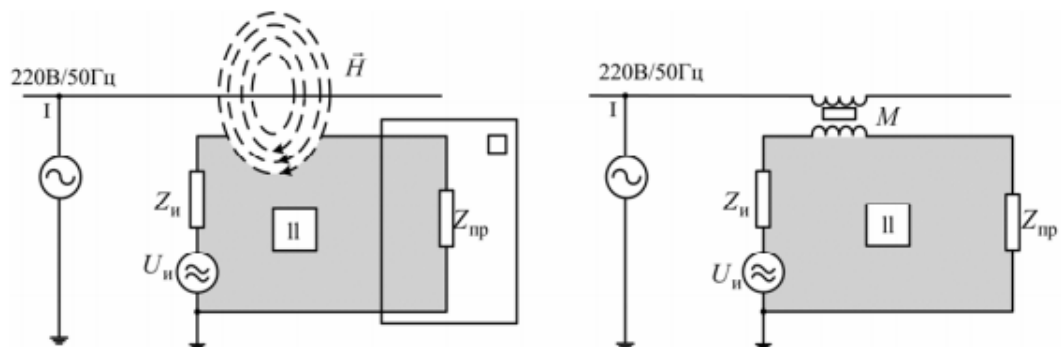


Рисунок 3.4 – Зв'язок електричних кіл через магнітне поле [26]

На рис. 3.5 показано вид зв'язку електричних кіл через *ємнісний зв'язок*, котрий виникає між двома контурами, провідники яких є під різними потенціалами.

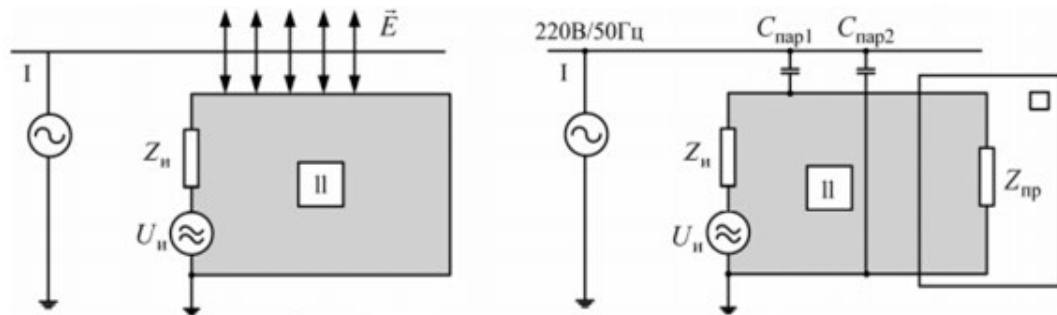


Рисунок 3.5 – Зв'язок електричних кіл через електричне поле [26]

Отже завади стосовно досліджуваних підсилювачів класу D поширюються декількома шляхами: від «паразитних антен», утворених друкованими провідниками на платі; радіочастотною емісією проводів, що з'єднують з виходом підсилювача потужності гучномовець (або акустичну систему); радіочастотною емісією вихідного фільтра; джерело живлення, через проводів елементи.

У якості «паразитних антен» можуть виступати довгі провідники, перехідні отвори, довгі виводи елементів, роз'єми плати і т.п. Елементи на платі виступають в ролі половини диполя антени, тоді як другою половиною є провідники на платі. Неправильне проектування друкованої плати може призвести до того, що цілі її сегменти можуть вести себе як паразитні дипольні антени [7].

Симетричні завади виникають за різкій зміні струму навантаження di/dt через індуктивні кола, і їх моделюють у вигляді джерела струму. Несиметричні завади утворюються за різкій зміні напруги du/dt в певних точках, і моделюють їх у вигляді джерела напруги підключеного між цими точками і «землею» [7].

3.2 Засоби вимірювання електромагнітних завад

Для контролю технічних засобів щодо перевірки дотримання вимог щодо забезпечення ЕМС необхідні реалізації два види тестів: випробування стосовно рівнів емісії та випробування стосовно рівнів несприйнятливості.

Мета випробувань стосовно емісії – виміряти рівень завад, які поширюються від випробного пристрою у довкілля та у електричну мережу загального користування. Для цього застосовують таке основне обладнання:

- 1) вимірювальний приймач – (селективний мікровольтметр);
- 2) еквівалент мережі – для вимірювання напруги завад (симетричної та несиметричної);
- 3) поглинальні кліщі – для вимірювання потужності завад;
- 4) пробник струму – для вимірювання сили струму завад;
- 5) набір антен – для вимірювання значень потужності ЕМП – дипольна антена; напруженості складових електричного поля – штиркова антена, магнітного поля – рамкова антена.

Узагальнений вимірювальний комплект для випробувань стосовно емісії наведено на рис. 3.6.

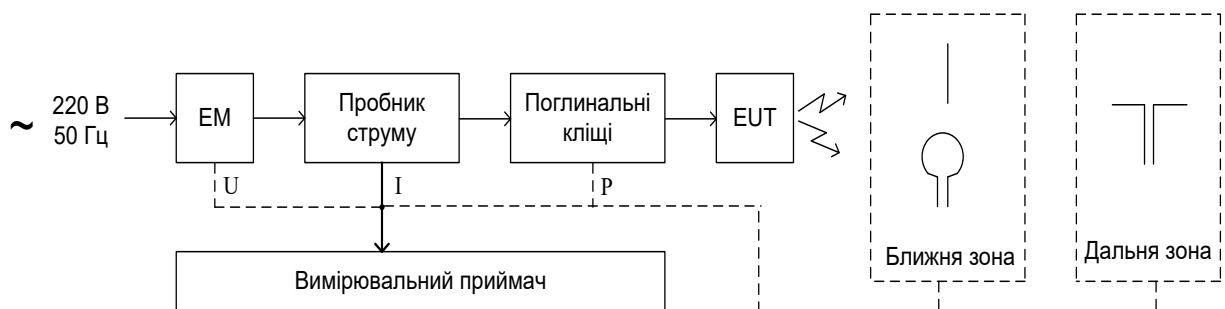


Рисунок 3.6 – Вимірювальний комплект для випробувань стосовно емісії

[23]

Вимірювальний приймач

Основою вимірювального комплексу стосовно емісії є вимірювальний приймач (селективний мікровольтметр). Його спрощену структурну схему наведено на рис. 3.7.

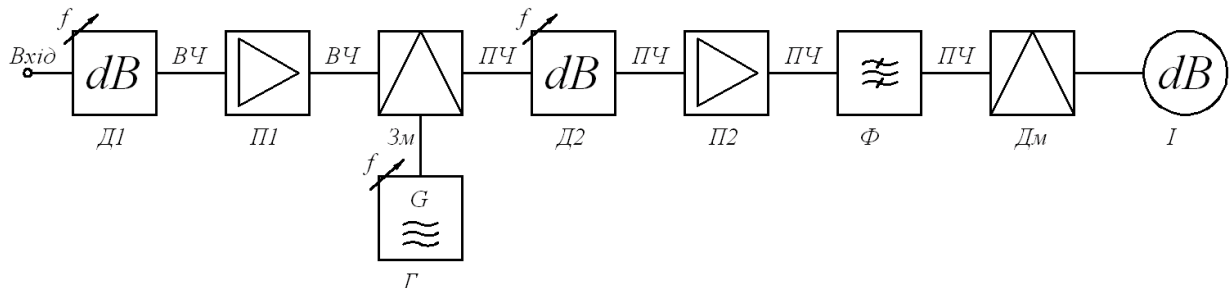


Рисунок 3.7 – Схема структурна вимірювального приймача (селективного мікровольтметра) [23]

На рисунку 3.7 застосовані такі позначення:

Д1 – ВЧ дільник (атенюатор);

П1 – підсилювач ВЧ сигналу;

Зм – змішувач (модулятор);

Г – гетеродин;

Д2 – дільник сигналу проміжної частоти (ПЧ) (атенюатор);

П2 – підсилювач сигналу проміжної частоти;

Ф – вихідний фільтр;

Дм – демодулятор (детектор);

І – індикатор.

Селективний мікровольтметр є високочутливий супергетеродинний приймач високого класу, що реагує на вхідний сигнал з напругою від 0,1 мкВ (-20дБ/мкВ).

На вхід вольтметра подають сигнал від антенного блоку, еквівалента мережі, пробника струму, поглинальних кліщів. Залежно від значення частоти вимірювання здійснюється одне або кілька перетворень частоти (на рис. 3.10 показано одне перетворення). Основне підсилення вимірюваного сигналу

здійснює підсилювач проміжної частоти П2. Вибірковість приладу за частотою визначають характеристикою смугових фільтрів проміжної частоти ПЧ. Демодулятор Дм замінюють залежно від бажаного виду відліку: лінійний, квазіпіковий, піковий, середньоквадратичний, логарифмічний.

Значення вимірюваної частоти визначають за частотою, на яку налаштовано гетеродин Г, а вимірюваний рівень – як суму показів індикатора І та згасання ВЧ і ПЧ дільників Д1 і Д2 та власного ЕМ. Високу точність відліків значень рівня напруги і частоти завади забезпечує попереднє градуювання із застосуванням каліброваних частот (частотних міток) і рівнів. Зазвичай похибка вимірювання рівня не перевищує 4 дБ, частоти – 0.1%.

Еквівалент мережі

Ще одним важливим елементом вимірювального комплексу є еквівалент мережі. За [5]:

еквівалент мережі (artificial mains network (AMN); line impedance stabilization network (LISN-USA)) – це пристрій, що вмикають у коло живлення випробного пристрою, який створює стандартний навантажувальний імпеданс у зазначеній смузі частот під час вимірювання напруг збурення та блокує зв'язок між випробувальним та випробним пристроєм і мережею живлення у цій смузі частот.

Зрозуміло, що вимірний рівень завади залежить від імпедансу мережі, тому що він є навантажувальним опором для завад, які поширює джерело завад (наприклад, джерело живлення імпульсного типу) у мережу. Імпеданс мережі залежить від місцевих умов і режимів роботи, довжини електропроводки, площі перетину провідників, імпедансу споживачів, підключених до цієї електромережі (а, отже, і частотою), і змінюється в часі. Численні вимірювання показали, що в діапазоні частот від 0,15 до 30 МГц модуль повного опору електромережі є в межах від одиниць до кількох десятків Ом. Результати вимірювань, проведених для електромереж різних країн, показано на рис. 3.8.

В зв'язку з тим, що значення імпедансу мережі має довільний характер залежно від частоти, його потрібно регламентувати. Для цього й застосовують спеціальний прилад – еквівалент мережі.

Призначення ЕМ:

- 1) створити регламентований імпеданс електричної мережі у визначеному діапазоні частот;
- 2) в процесі вимірювання створити шлях від джерела завад до вимірювача;
- 3) не пропускати завади від джерела завад у електричну мережу загального користування;
- 4) не пропускати завади від електричної мережі до вимірювального приладу.

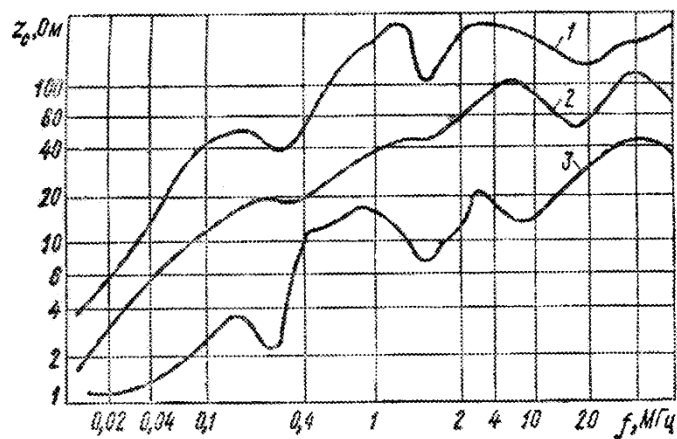


Рисунок 3.8 – Криві модулів імпедансів електромереж живлення:

1 та 3 – максимальне та мінімальне значення, 2 – середнє значення [23]

Особливості ЕМ пов'язані з особливостями поширення кондуктивних завад двома шляхами: симетричним та несиметричним. У зв'язку з цим є два різновиди ЕМ CISPR-16:

- 1) Дельтаподібні (Δ -подібні) ЕМ (їх застосовують для вимірювання симетричних завад та загальних несиметричних);
- 2) V-подібні ЕМ (їх застосовують для вимірювання несиметричних завад).

Дельтаподібний еквівалент мережі (delta network) – еквівалент мережі, що дає змогу вимірювати загальну несиметричну та симетричну напругу окремо в однофазній мережі.

V-подібний еквівалент мережі; фазний еквівалент мережі (V-network) – еквівалент мережі, який дає змогу вимірювати напруги між кожним із провідників та землею окремо.

V-подібні ЕМ можуть бути однофазні та багатозфазні. Їх поділяють на типи за смугою робочих частот:

- тип 1 – 0,01...0,15 МГц;
- тип 2 – 0,15...30 МГц;
- тип 3 – 30...300 МГц;
- тип 4 – 0,15...30 МГц та 0,009...30 МГц;
- тип 5 – 0,15...100 МГц.

Існують лише однофазні дельтаподібні ЕМ. Схему найпростішого V-подібного ЕМ типу IV зображено на рис. 3.9.

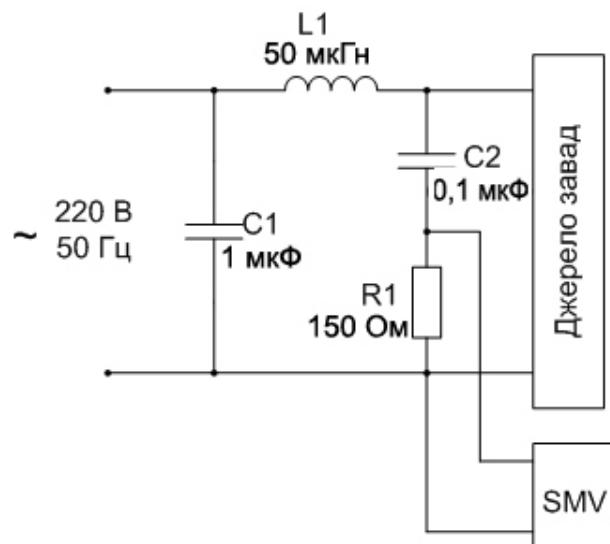


Рисунок 3.9 – Схема електрична принципова V-подібного ЕМ типу 4 для смуги частот 0,15...30 МГц [23]

Поглинальні кліщі

Для вимірювання потужності завад вимірювальний приймач (селективний мікровольтметр) підключають до поглинальних кліщів (рис. 3.10).

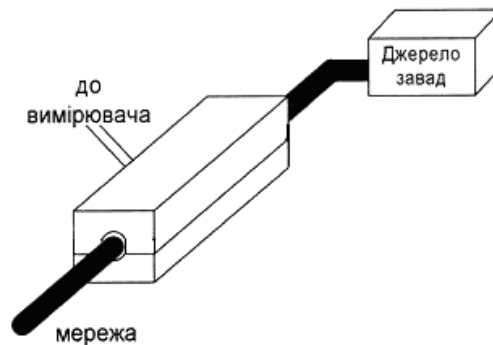


Рисунок 3.10 – Поглинальні кліщі [23]

Поглинальні кліщі (absorbing clamp) – це вимірювальний пристрій, який переміщують уздовж мережевого проводу електричного чи електронного приладу, призначений визначити максимальну радіочастотну потужність, емітовану цим обладнанням.

Поглинальні кліщі – це трансформатор струму, яким охоплюють кабель електроживлення випробного приладу.

Пробник струму

Для вимірювання сили струму завад в кабелі без переривання провідника застосовують пробник струму (current probe):

пробник струму (current probe) – пристрій для вимірювання сили струму в провіднику без переривання провідника та без внесення істотного імпедансу у взаємодійні кола.

Він трансформує значення сили струму, який протікає у провіднику, на напругу, яку вимірюють приймачем завад, тобто селективним мікровольтметром.

Вимірювальні антени

Щоб виміряти напруженість електромагнітного поля, яке створює випробний об'єкт, застосовують три основних типи антен:

- 1 у ближній зоні:
 - штирьову (для вимірювання напруженості електричного складника поля – $\vec{E}$);
 - рамкову (для вимірювання магнітного складника поля – $\vec{H}$);
- 2 у дальній зоні – дипольну (для вимірювання густини потужності електромагнітного поля – $\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}$) [23].

3.3 Засоби забезпечення електромагнітної сумісності підсилювачів класу D

Головна причина генерації електромагнітних завад джерелами електроживлення ключового типу – комутаційні процеси у силових колах, зумовлені ключовим характером роботи активних елементів. Перепади струму й напруги призводять до появи кондуктивних завад та завад в навколишньому середовищі. Іншими причинами ЕМЗ можна вважати: високочастотні коливання, які формуються внаслідок енергії, накопиченої в регулярних та паразитних реактивних елементах кола, що створюють резонансні контури.

Джерелами ЕМЗ в підсилювачах ключового типу є елементи, що працюють в режимі перемикання: вихідні транзистори, транзистори кіл керування, генератори пилоподібної напруги та ін. Основний внесок в рівень ЕМС вносять вихідні транзистори.

ВЧ-компоненти виходу підсилювача класу D заслуговують окремого розгляду. За недостатнього розуміння процесів і відсутності адекватних заходів ці частини системи можуть створювати сильні ЕМЗ і заважати роботі іншого обладнання. Необхідно врахувати два види ЕМЗ: сигнали, що випромінюються в простір, і ті, які поширюються у проводах гучномовця і

мережі живлення (кондуктивні). Спектри випромінюються ЕМЗ і тих, які поширюються по проводах, визначає схема модуляції підсилювача класу D.

Усередину прибору електромагнітні завади можуть потрапити в тому числі через напругу живлення через проводи (U, I). Тому для забезпечення електромагнітної сумісності електронної апаратури та електричної мережі використовують такі основні засоби:

- уземлення;
- екранування;
- фільтрація.

Також використовують додаткові інженерно-технічні засоби забезпечення ЕМС:

- вибір способу (виду) оброблення інформації;
- застосування різноманітних схемотехнічних реалізацій;
- вибір значень і характеру імпедансу електричного кола;
- вибір комутаційних елементів;
- балансування (симетрування);
- раціональний вибір частоти, виду модуляції;
- рознесення і орієнтація функціональних вузлів (конструктивне розміщення);
- вибір типу з'єднувальних кабелів;
- застосування силових діодів із плавним відновленням (soft recovery);
- раціональна побудова функціональних вузлів тощо.

Уземлення

Складність проектування системи уземлення полягає в тому, що треба визначити компроміс між безліччю суперечливих вимог. Так, система уземлення має: зберігати мінімальний потенціал, який є рівнем відліку в конкретній апаратурі (у типовій ситуації ± 100 мВ для аналогових схем ± 200

мВ - для цифрових); мінімізувати небажані паразитні зв'язки; утворювати опорні площини для антен, перешкоджати появі поблизу антен високочастотних потенціалів; захищати людей і устаткування від грозових розрядів і несправностей джерел живлення; знімати статичні заряди.

Перебіг будь-якого струму в системі уземлення призводить до різниці потенціалів. Для задовільної роботи обладнання необхідно, щоб ця різниця потенціалів була невелика в порівнянні з амплітудою сигналів. Очевидно, що виконання цієї умови буде легше, якщо довжина уземлювальних провідників буде якомога коротша. Важливо пам'ятати, що імпеданс істотно залежить від частоти струмів, що протікають, і що ці струми можуть бути спричинені різними причинами. Тому під час проектуванні системи уземлення слід:

- підтримувати імпеданс уземлення на якомога нижчому рівні;
- контролювати струми, що протікають між різними джерелами і навантаженнями, особливо через загальні ділянки системи уземлення;
- не створювати замкнутих контурів уземлення, чутливих до магнітного поля [27].

Екранування

Екранування є основним засобом ослаблення електромагнітних завад випромінювання. Конструкції, які реалізують це ослаблення називають екранами. Їх застосовують для окремих елементів, вузлів, блоків і пристроїв, які можуть бути або джерелами, або рецепторами завад. Зазвичай, екранування підвищує ціну виробу, тому необхідність екранування має бути обґрунтована і розглядатися тільки після того, як повністю вичерпані методи оптимальної компоновки апаратури.

Дію екрану оцінюють в децибелах ефективністю екранування S_e (shielding effectiveness):

$$S^E = 20 \lg \left| \frac{E}{E_e} \right| \quad (3.1)$$

або

$$S^E = 20 \lg \left| \frac{H}{H_e} \right|, \quad (3.2)$$

де E_e (H_e) - напруженість електричного (магнітного) поля в заданій точці простору, яку захищають за наявності екрану, а $E(H)$ - напруженість електричного (магнітного) поля в тій же точці без екрану.

Номінальне значення ефективності екранування розраховують на підставі необхідного зниження електромагнітних завад і визначають конкретними умовами роботи апаратури, яку проектують. За цим значенням визначають матеріал, геометричні розміри екрану і умови розміщення елементів всередині нього.

Варто зазначити, що для забезпечення ЕМС, треба зменшити паразитну ємність між проводами мережі первинного живлення й електронною пристроєм. Це досягають екрануванням ділянки проводів мережі живлення, що входить усередину корпусу пристрою, а також покращенням властивостей екранування самого корпусу [27].

Фільтрація

Основним засобом послаблення кондуктивних завад, що створюються у колах живлення, і комутації постійного та змінного струмів апаратури, є фільтрація. Призначені для цієї мети протизавадні пристрої або фільтри знижують кондуктивні емісії, як від зовнішніх, так і від внутрішніх джерел. За своїм призначенням протизавадні фільтри - це широкосмугові фільтри нижніх частот (ФНЧ). Фільтри в колах живлення є, зазвичай, індуктивно- або резистивно-ємнісні.

Фільтр необхідно розрахувати з урахуванням паразитних параметрів компонентів та доцільно попередньо змодельовати засобами схемотехнічного моделювання. Варто зазначити, що ефективність фільтрації істотно залежить від імпедансу джерела і навантажувального опору, які в реальних умовах можуть змінюватись і залежать від частоти. Першим елементом фільтра за малого імпедансу джерела вибирається котушка індуктивності, а за великого -

конденсатор. Аналогічно вибирають і останній елемент фільтра, що передує навантаженню. Корисно врахувати, що конструкція котушок індуктивності простіша, дешевша і надійніша для малих струмів, а конструкція конденсаторів - для малих напруг. Тому за великого струму і низькій напрузі слід застосовувати в фільтрі котушки з малими індуктивностями і конденсатори з великими ємностями, за високої напруги і малому струмі - конденсатори з невеликими ємностями і котушки з максимально допустимими індуктивностями або резистори.

У пристрої фільтр повинен розміщуватися безпосередньо на виході мережевого кабелю живлення з пристрою, а джерело вторинного живлення – якомога ближче до фільтру. Це зменшить вплив емісій, випромінюваних всередині конструкції, на кондуктивні емісії від нього, а також завади в зворотному напрямку [27].

Схематично фільтри нижніх частот бувають Г-подібними, Т-подібними і П-подібними (багатоланкові) [28].

Г-подібний фільтр - електронний фільтр, що складається з котушки індуктивністю L і конденсатора ємністю C (рис.3.12). Амплітудно-частотна характеристика такого кола залежить від порядку з'єднання цих елементів щодо тієї точки, куди подається сигнал, що фільтрується, і від величин L і C . Практично величини L і C підбирають так, щоб їх реактивні опори в робочому діапазоні частот були б приблизно в 100 разів менше опору навантаження, щоб сильно знизити шунтуючу дію останнього на АЧХ фільтра.

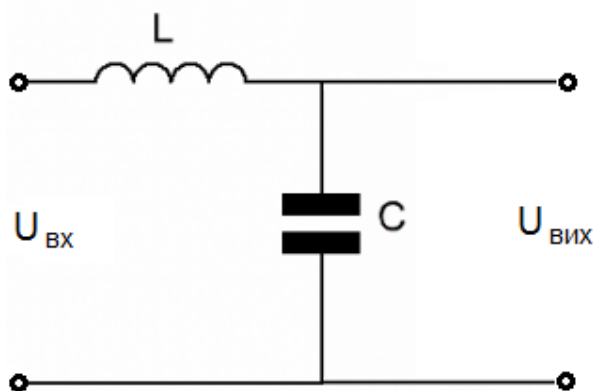


Рисунок 3.12 – Схема Г-подібного фільтру [28]

Для того щоб послабити шунтуючу дію фільтру на чутливі кола, підключені за ним, застосовують Т-подібні фільтри. До Г-подібної ланки, з боку його виходу, додають додатковий реактивний елемент (рис.3.13).

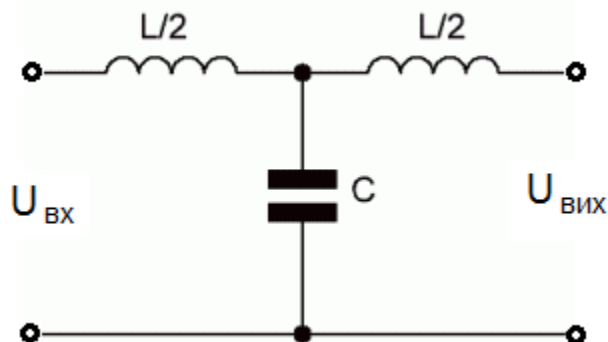


Рисунок 3.13 – Схема Т-подібного фільтру НЧ [28]

Практично розраховану для Г-подібного LC-фільтру ємність або індуктивність замінюють послідовним включенням пари однакових елементів, щоб їх сумарний реактивний опір був рівний розрахованого елементу, який замінюється на дану пару (ставлять дві вдвічі менших індуктивності або два вдвічі більших за ємністю конденсатора).

Додаючи додатковий елемент до Г-подібного кола, отримують П-подібний фільтр (рис.3.14). Така схема сильніше шунтує джерело вхідного сигналу. Доданий елемент дорівнює половині розрахованої для Г-подібної ланки ємності (яка просто ділиться на два ємнісних елемента) або подвоєну величину індуктивності, яку тепер є паралельним включенням двох котушок.

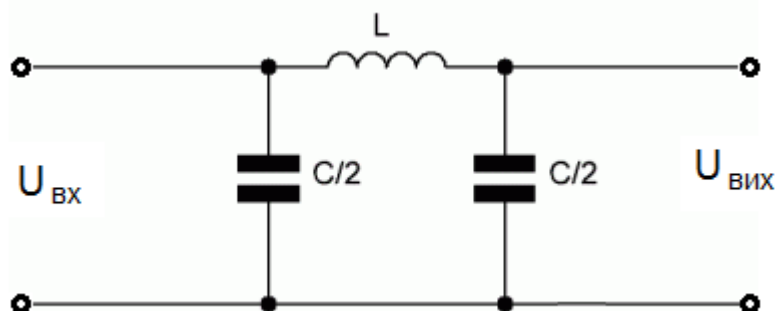


Рисунок 3.14 – Схема П-подібного фільтру НЧ [28]

Чим більше в фільтрі ланок - тим точніша фільтрація. Найбільшу амплітуду на навантаженні у частоти, котра для даного фільтра найближча до його резонансної частоти (за умови, що індуктивна складова ланки дорівнює на цій частоті його ємнісній складовій), інша частина спектру буде знижена.

Застосування багатоланкових фільтрів дає можливість точно виділити сигнал потрібної частоти з зашумленого сигналу. Навіть якщо амплітуда на частоті зрізу відносно мала, рівень іншої частини діапазону буде знижений загальною дією ланок фільтру [28].

Засоби ЕМС в підсилювачі класу D

Для забезпечення відповідності нормам необхідно вже на етапі проектування вживати заходів, що забезпечують зниження рівня ЕМЗ, що генерують підсилювачі потужності (ПП) класу D. Основними способами зниження рівня ЕМЗ є:

- розробка друкованої плати з урахуванням ЕМЗ;
- встановлення діодів Шотткі паралельно силовим ключам;
- встановлення протизавадних елементів (конденсаторів) в місці виникнення завад;
- встановлення протизавадних кіл паралельно силовим елементам;
- використання протизавадних фільтрів (ПЗФ);
- екранування проводів гучномовця;
- використання феритових кілець, намистин і т.п. ;
- застосування спеціальних схемних рішень.

Ретельне опрацювання друкованої плати має першорядне значення для будь-яких підсилювачів класу D незалежно від їх потужності і призначення. При розробці друкованої плати з урахуванням ЕМЗ необхідно виділити і рознести сильнострумові (вихідні) і слабкострумові (вхідні) кола. Необхідно прагнути до того, щоб чутливі до ЕМЗ провідники мали мінімальну довжину, мінімальну площу і не були закільцьовані. Потрібно уникати розміщення сигнальних доріжок між силовими доріжками, а доріжки з високочастотними

сигналами розміщувати між загальною шиною і шиною живлення або між двома загальними шинами. Довжина доріжок і провідників, що з'єднують вихід підсилювача з гучномовцем повинна бути мінімальною.

Використання протизавадних конденсаторів між провідниками напруги живлення і землею в місці виникнення завад дає змогу знизити їх рівень. Однак помилка під час вибору місця встановлення конденсатора може призвести до збільшення рівня завад.

Доцільно мінімізовувати розміри петлі зворотного зв'язку, по якій протікають високочастотні струми, так як вплив ЕМЗ на інші кола визначається площею петлі і відстанню до них. Наприклад, весь LC-фільтр, включаючи проводку гучномовця, треба розміщувати як можна більш компактно і близько до підсилювача. Для зменшення площі петель проводи кожного з кіл треба розміщувати ближче один до одного.

Також на рівень ЕМЗ впливають великі зарядні струми, що виникають за перемикання вихідних каскадів. Це відбувається через наявність вихідних ємностей, що утворюють петлю струму, що містить обидві ємності. ЕМЗ в даному випадку залежать від зменшення площі цієї петлі, що означає мінімальні відстані від ємностей до транзисторів, які їх заряджають.

У деяких випадках використовують ВЧ-дроселі, включені послідовно з живленням підсилювача. Правильно розміщені, вони здатні «замкнути» зарядові ВЧ-струми в локальних ділянках кіл підсилювача і не давати їм поширюватися на значні відстані по шинам живлення. Якщо час простою схеми керування затворами вихідних транзисторів досить великий, індуктивні струми гучномовця або LC-фільтра можуть змістити в прямому напрямку паразитні діоди біля виводів вихідних транзисторів. Під час вмикання керування, зміщення на діодах зміниться на протилежне. Під час зміни зміщення діодів на зворотне можуть мати місце великі викиди струму, що створюють додаткове джерело ЕМЗ. Для ослаблення цього типу завад потрібно мінімізувати час простою вихідного каскаду (це корисно і для зменшення спотворень). Якщо ж цього недостатньо, необхідно включати

діоди Шотткі паралельно до паразитних діодів для відводу струмів і запобіганню включення паразитних діодів. Це дає змогу завдяки специфічним властивостям, що притаманні діодам Шотткі.

LC-фільтри з тороїдальними серцевинами, що добре концентрують магнітне поле, також сприяють зменшенню електромагнітного випромінювання. Випромінювання від більш дешевих, циліндричних сердечників може бути знижено екрануванням - розумного компромісу між ціною і ЕМ-завадами. У цьому випадку повинні мають бути вжиті заходи для того, щоб екранування не погіршило лінійність індуктивності і таким чином знизило якість звуку до неприйнятного рівня [29].

Одним із способів зниження рівня ЕМЗ є використання модуляції з розподіленим спектром (МРС). У разі використання такої модуляції частота дискретизації ПП класу D змінюється випадковим чином в деякому діапазоні відносно центральної частоти (наприклад, носійна частота 300 кГц, девіація $\pm 30\%$). В результаті загальна кількість спектральної енергії не зменшується, але розподіляється в більш широкому діапазоні, тим самим зменшуючи піки енергії (див. рис. 3.15а і 3.15б).

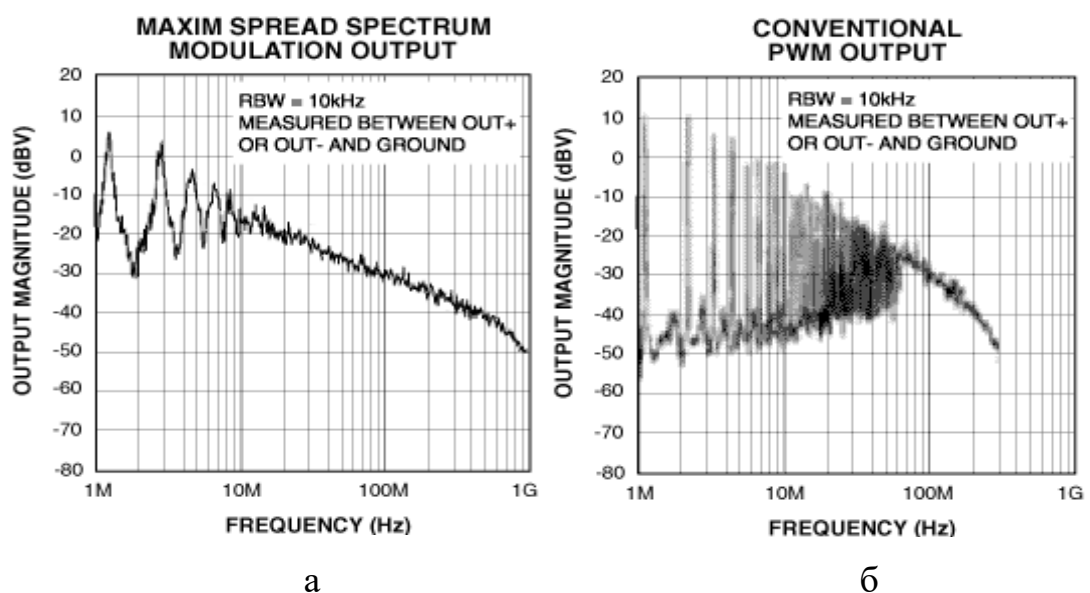
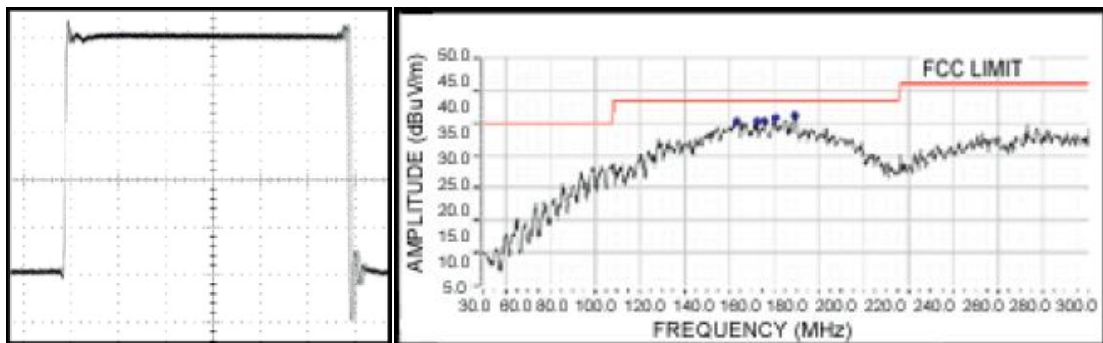


Рисунок 3.15 – Осцилограми МРС (а) та звичайної ШІМ (б) [7]

Відомо, що спектр сигналу трапецеподібної форми має більш вузьку смугу частот і велику крутизну загасання. Невеликі потужності портативних ПП класу D дають змогу використовувати у вихідному каскаді імпульси трапецеподібної форми для зниження рівня ЕМЗ. Таке схемотехнічне рішення називають «Обмеження активної емісії» (ОАЕ, Active-emissions limiting) і дає змогу зменшити ЕМЗ, обумовлене високою частотою перемикання і великими потужностями. При цьому ККД підсилювача знижується незначно. На рис.3.16 і рис.3.17, відповідно, показана форма імпульсу (а) і спектр створюваних завад щодо нормованого рівня (б) [7].

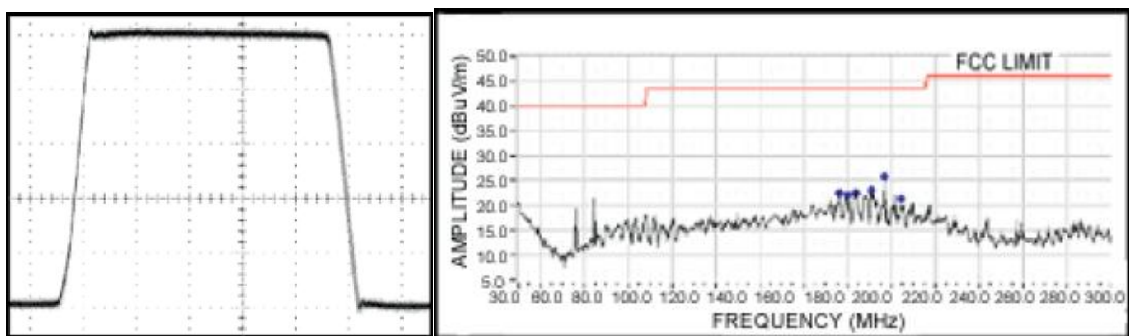


а

б

Рисунок 3.16 – Форма імпульсу (а) та завади, що ним створюються (б)

[7]



а

б

Рисунок 3.17 – Форма імпульсу (а) та завади, що ним створюються (б)

[7]

Висновки до розділу 3

1. Завади поширюються у довкілля та у провідне середовище (кондуктивні). Кондуктивні завади для спрощення обрахунку розділяють на симетричні та несиметричні. Основні механізми поширення: через ємнісний, індуктивний зв'язки, через спільний опір, через наведення на проводи.

2. ЕМЗ вимірюються за допомогою спеціалізованого обладнання (селективний мікровольтметр, еквівалент мережі, поглинальні кліщі, пробник струму, набір антен) та відповідно до норм, та вимог у області ЕМС.

3. ЕМЗ підсилювачів класу D генеруються елементами, що працюють в ключовому режимі. Щоб забезпечити ЕМС використовують уземлення, екранування, фільтрацію. А також додаткові інженерно-технічні засоби. Одним із дієвих способів зниження рівня ЕМЗ є використання модуляції з розподіленим спектром.

4 АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ТА ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД ВИХІДНИХ КАСКАДІВ ПІДСИЛЮВАЧІВ ЗВУКУ КЛАСУ D

4.1 Постановка задачі

Аналіз проведений у зв'язку з необхідністю порівняння роботи вихідних каскадів на Si-транзисторах GaN-транзисторах в умовах максимальної їх ефективності (керуючись відповідним драйвером) для звукових підсилювачів класу D. Оскільки GaN-транзистори є перспективними заміниками потужних Si-транзисторів, так як вони задовольняють сучасні вимоги до зниження енергоспоживання і зменшення габаритів електронної апаратури, але мають поки порівняно високу вартість. У цьому випадку треба порівнювати не окремі транзистори, а готові перетворювальні модулі [30].

4.2 Опис експерименту

Поведено дослід, який полягав у перевірці ефективності роботи та рівнів ЕМЗ напівмостового перетворювача, реалізованого на GaN-транзисторах, на різних частотах перемикання та порівняння його з модулем на Si-транзисторах з тими ж самими параметрами дослідження.

Для досягнення поставленої мети виконано наступне:

1. виміряно ККД Si і GaN MOSFET модулів;
2. виміряно рівнів ЕМЗ модулів;
3. порівняно рівні кондуктивних ЕМЗ модулів за однакових ККД та різних робочих частотах;
4. оцінено ефективність і рівні завад GaN модуля;
5. надано рекомендації розробникам щодо доцільності використання GaN модуля для різних завдань з урахуванням вартості.

4.2.1 Методика вимірювання кондуктивних електромагнітних завад

Обидва модулі виконані за схемою, показаною на рис.4.1. Кожен модуль являє собою напівміст і містить два транзистора, драйвер, компоненти

драйвера і напівмоста. Конденсатор C1 представляє чотири керамічних SMD конденсатора і один електролітичний, включені паралельно. Навантаженням є елементи L1, RL і C2.

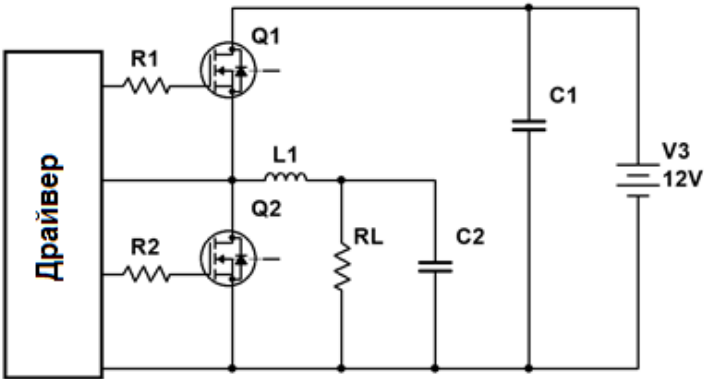


Рисунок 4.1 – Схема напівмостового перетворювача [30]

У таблиці 4.1 показані основні параметри використаних транзисторів [30], типи драйверів і вартість активних елементів напівмоста. Як ключі обрані широко розповсюджені Si MOSFET транзистори IRFZ44 керовані чіпом IR2104 і GaN транзистори EPC2022 від Efficient Power Conversion Corp (EPC), керовані чіпом LM5113.

Таблиця 4.1 – Основні параметри використаних транзисторів [30]

Параметри	MOSFET	GaN
Напруга живлення, В	12	
Опір навантаження, Ом	8.6	
Вихідна напруга, В	7.5	
Частота перемикання, кГц	50	500
Розміри, мм	50x30	50x38
Транзистор	IRFZ44N	EPC2022
Мікросхема драйвера	IR2104	LM5113
Вартість (Два транзистори + драйвер) на сайті digikey.com, \$	$2*0.91+0.72=$ 2.54	$2*7.55 + 2.83=$ 17.93

Транзистори в модулях мають приблизно однаковий максимальний струм стоку. Хоча опір стік-витік у Si і GaN відрізняється в 4 рази, це не має значного впливу на результати експерименту, тому що опір навантаження набагато більший. Час вмикання/вимикання транзистора EPC2022 вказано орієнтовний, виміряний під час експерименту. Також в таблиці показана вартість транзисторів і драйверів на сайті Digi-Key.

Втрати потужності транзистора P_{loss} під час перемикання складаються з 3-х головних компонент:

- увімкнений режим P_{ON} (ON);
- у режимі відсікання P_{OFF} (OFF);
- при перемиканні P_{SW} (SW).

$$P_{loss} = P_{ON} + P_{OFF} + P_{SW}. \quad (4.1)$$

Втратами у режимі відсікання можна знехтувати. Втрати у ввімкненому режимі:

$$P_{ON} = U_{DS} \cdot I_D \cdot \gamma, \quad (4.2)$$

де U_{DS} - напруга стоку-джерела;

I_D - струм стоку;

$\gamma = \tau_{on} / T$ - робочий цикл;

τ_{on} - інтервал замкнутого стану;

T – період перемикання.

Втрати на перемикання P_{SW} з припущенням, що фронти імпульсу та краї випадających імпульсів напруги та струму лінійні, їх тривалість t_s однакова:

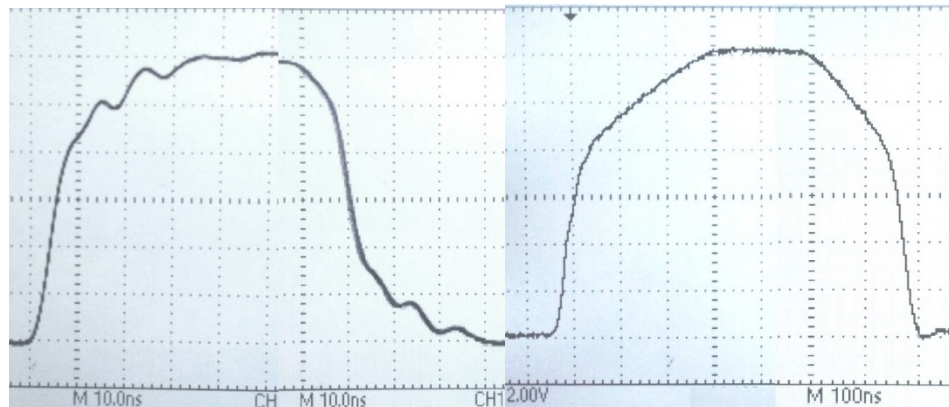
$$P_{SW} = 2f \int_0^{t_s} t / t_s (1 - t / t_s) I_D U_{DS} dt = f t_s I_D U_{DS} / 3, \quad (4.3)$$

де $f = 1/T$.

Звідси випливає, що потужність комутаційних втрат зростає зі збільшенням частоти та часу перемикання транзисторів.

Рисунок 4.2 показує перемикаючі характеристики MOSFET і GaN транзисторів. На рисунку (а) показано фронти вмк / вимк GaN транзистора. На малюнку (б) – фронти вмк / вимк Si транзистора. Очевидно, що, маючи

набагато менший час перемикання GaN транзистор може працювати на більш високих частотах з високою ефективністю. Експериментальні дані про ефективність і ЕМЗ викладені нижче.



а

б

Рисунок 4.2 – Фронт наростання та фронт спадання напруги на виході напівмосту для GaN (а) та Si (б) транзисторів. Масштаб: напруга – 2В/діл.; час – 10 нс/діл. для GaN, 100 нс/діл. для Si [30]

4.2.2 Стенд для вимірювання ефективності підсилювачів звуку

Напівмостовий перетворювач на базі GaN-транзисторів у вигляді плати EPC9035 від компанії EPC Corp. зображено на рис. 4.3а. У якості драйвера для транзисторів використовують EPC2022. Плата змонтована на іншій платі, котра містить елементи, необхідні для забезпечення правильного порядку вмикання та вимикання, подачі керуючого сигналу відповідно до Інструкції щодо початку роботи з платою EPC9035. Напівмостовий перетворювач на Si-транзисторах, зібраний на платі розмірами 50x30 мм, зображено на рис. 4.3б. Ключі реалізовано на MOSFET транзисторах IRFZ44N, що мають час вмикання і вимикання відповідно 60 нс і 45 нс.

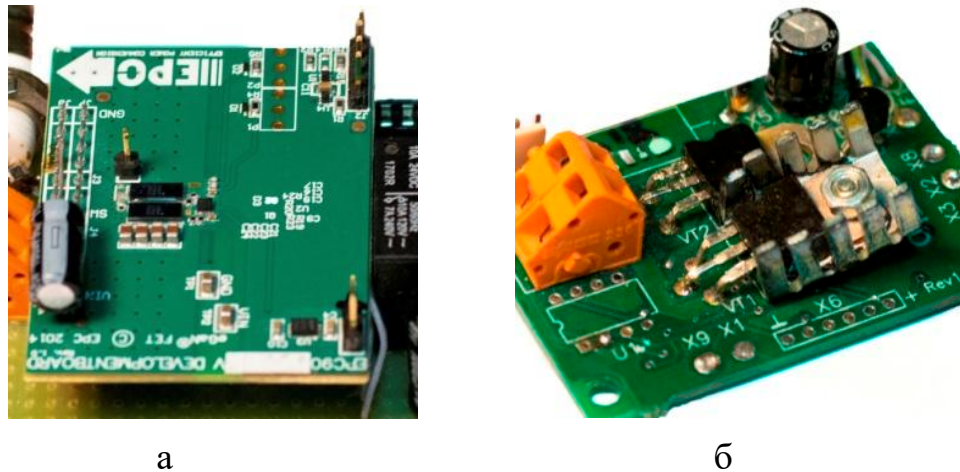


Рисунок 4.3 – Зовнішній вигляд модулів, що використовувалися в досліді

У складі випробувального стенду (рис.4.4) є селективний мікровольтметр SMV11, V-подібний еквівалент мережі NNB101 і джерело живлення трансформаційне з лінійним стабілізатором 12 В, 1.5 А. Збірка металоплівкових резисторів із загальним опором 8,6 Ом з'єднана з виходом перетворювача проводами мінімальної довжини.



Рисунок 4.4 – Блок-схема випробувального стенду

ККД розраховано на основі вимірювання споживаного струму перетворювача амперметром.

Крім того, осцилограми отримані осцилографом Tektronix TDS1002. Сигнали генерувалися за допомогою модуля AD9850 та мікроконтролера Arduino Nano.

4.3 Аналіз результатів експерименту

Ефективність і рівні завад напівмостового підсилювача на GaN-транзисторах досліджено на декількох частотах. У таблиці 4.2 показані значення ефективності GaN модуля при роботі на навантаження з LC-фільтром на частотах від 50 кГц до 5 МГц [30]. Рівні завад виміряні на робочих частотах від 50 кГц до 3 МГц.

Таблиця 4.2 – ККД та рівні ЕМЗ для напівмостового перетворювача з RLC навантаженням на різних робочих частотах [30]

Частота, МГц	η	Макс. ЕМЗ, дБ
0,05	0,92	63
0,5	0,93	70
1	0,89	53
2	0,82	55
3	0,75	59
5	0,63	-

Як видно з таблиці, ефективність перетворювача на транзисторах GaN починає знижуватися при частоті перетворення, що перевищує 500 кГц через збільшення втрат комутації та наскрізних струмів. Цей перетворювач GaN найбільш ефективний при частоті перемикання близько 500 кГц.

На рис. 4.5 показані криві напруг кондуктивних завад, створюваних напівмостовим GaN підсилювачем при роботі на навантаження з LC-фільтром на частотах від 50 кГц до 3 МГц.

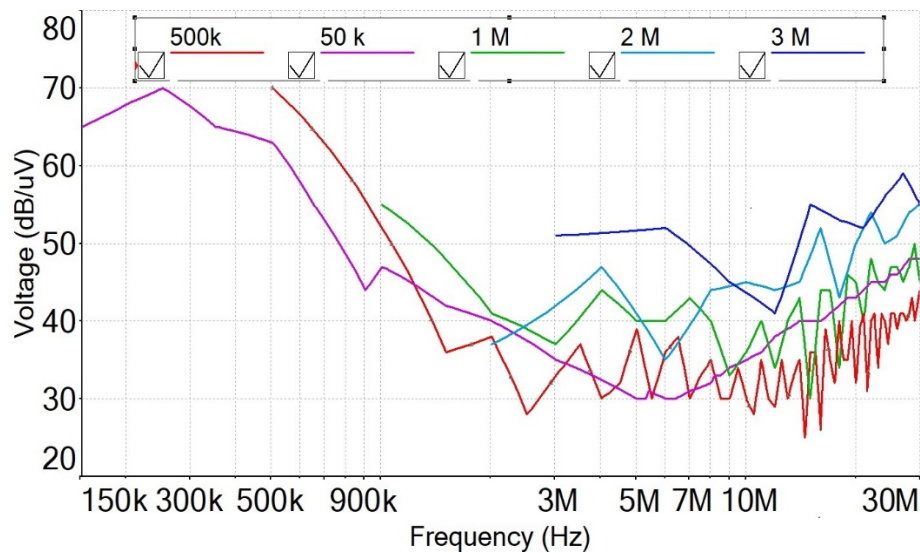


Рисунок 4.5 – Кондуктивні завади напівмостового перетворювача GaN на різних частотах [30]

Неважко помітити, що ЕМЗ збільшуються незалежно від частоти перемикання в смузі частот 15-30 МГц, де їх зниження є досить складним завданням через неефективність фільтрів та вплив паразитних ємностей.

Найбільший рівень завад можна спостерігати на частоті 500 кГц, коли модуль працює на цій же частоті. Однак в цьому випадку рівень завад в високочастотній області мінімальний. Завади при роботі на частоті 50 кГц теж досить невеликі в середині діапазону і збільшуються на низьких і високих частотах. Найбільший інтерес представляє спектр ЕМЗ для частот перемикання транзисторів 1 МГц і 2 МГц. У обох випадках максимальне значення завад - 55 дБ.

Однак у випадку частоти перемикання 1 МГц максимум припадає на саму частоту комутації. У випадку частоти комутації 2 МГц, максимум - на частоті близько 29 МГц. ЕМЗ з такою частотою важче знизити.

У таблиці 4.3 наведені значення ефективності при роботі модулів на активному навантаженні на частотах 50 кГц і 500 кГц [30]. Аналогічний режим роботи використовується, наприклад, для керування ультразвуковими пульсаторами [31]. Як видно з таблиці, напівміст Si має більшу ефективність на частоті 50 кГц, ніж напівміст GaN на частоті 500 кГц. Слід зазначити, що у

вищенаведених прикладах перетворювачі працюють на частотах перемикавання, які забезпечують максимальну ефективність.

Таблиця 4.3 – ККД перетворювачів на активному та реактивному навантаженнях [30]

Навантаження	Si, 50 кГц	GaN, 500 кГц
Активне	0,99	0,97
RLC	0,94	0,93

ККД перетворювачів Si на частотах 50 кГц і перетворювачів GaN на частотах 500 кГц майже однаковий при роботі з навантаженням RLC.

У роботі [32] розглянуто вплив перемикаючих характеристик транзисторів GaN, SiC та Si IGBT на рівень ЕМЗ перетворювача. Транзистор SiC SCT2120AF та IRG4BC30U Si IGBT транзистор із часом вимкнення, який відрізнявся в 10 разів, використовувались в одному перетворювачі з однаковою частотою перемикавання. В результаті різниця рівнів завад на частотах до 30 МГц не перевищувала 3 дБ. Таким чином, при порівнянні різних перетворювачів, що працюють на одній і тій же частоті, відмінності в макетах друкованої плати можна оцінити за різницею в рівнях ЕМЗ.

Криві напруги кондуктивних завад, що генеруються перетворювачами Si та GaN при роботі з навантаженням RLC на частотах 50 кГц і 500 кГц, показані на рис. 4.6. Завади від перетворювачів GaN з частотою перемикавання 50 кГц були використані для оцінки різниць у схемах друкованих плат перетворювачів.

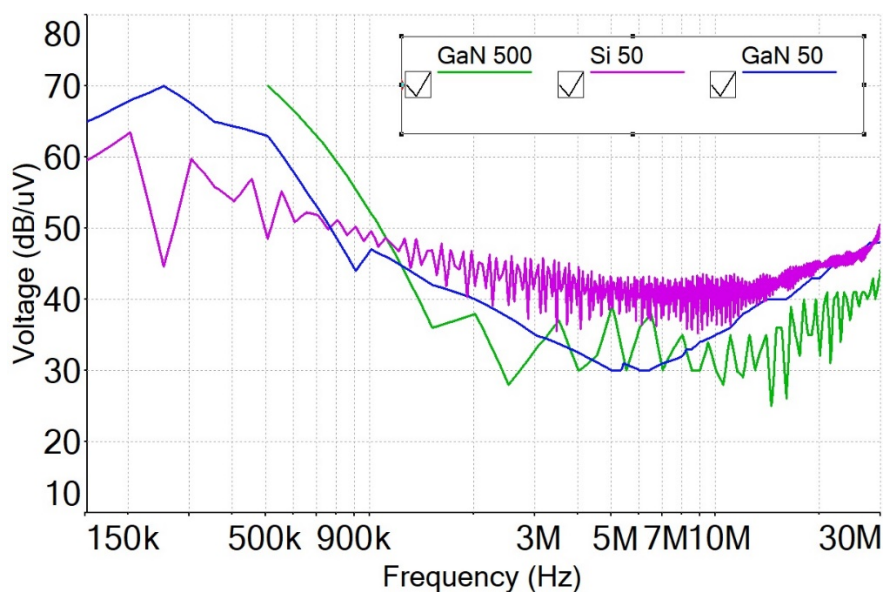


Рисунок 4.6 – Кондуктивні ЕМЗ при роботі модулів на RLC навантаження [30]

Як видно з кривих на рис. 4.6, різниця між рівнями ЕМЗ перетворювачів GaN і Si, обумовлена різницею у схемах друкованих плат, проявляється для частоти перемикавання 50 кГц. На частотах близько 30 МГц ця різниця значно зменшується через вплив паразитних ємностей.

На рис. 4.7 показані напруги кондуктивних ЕМЗ, що генеруються напівмостовими підсилювачами Si та GaN при роботі з активним навантаженням на частотах 50 кГц і 500 кГц відповідно. Напівмостовий перетворювач GaN має більш високий рівень завад. Враховуючи, що тільки верхній напівмостовий транзистор працює на активному навантаженні, а транзисторний струм пропорційний вихідній напрузі, сигнал з більш довгими фронтами, утворений транзистором Si, має менші амплітуди гармонік.

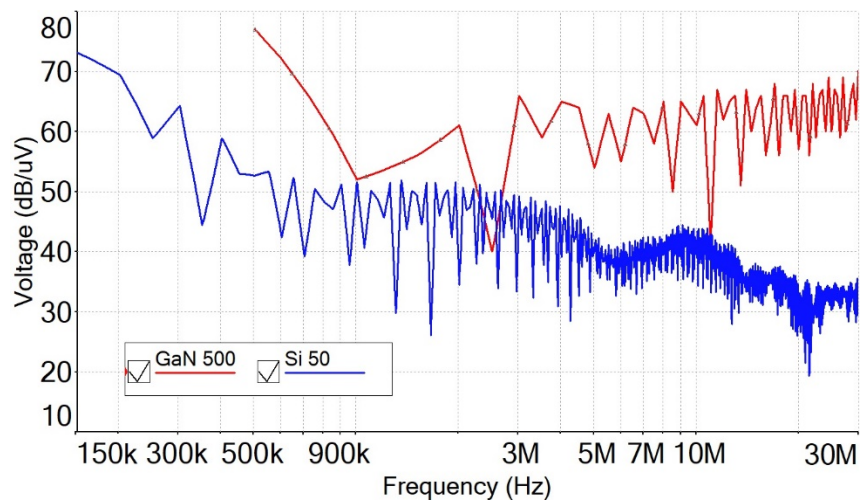


Рисунок 4.7 - Кондуктивні ЕМЗ при активному навантаженні [30]

Якщо порівняти ЕМЗ від GaN-перетворювача для активного навантаження (рис.4.7) та навантаження RLC (рис.4.6), то ми можемо побачити, що напруга завад значно знижується, особливо в діапазоні частот від 1 МГц до 15 МГц. Це зниження близько 25 дБ. Це можна пояснити тим, що значення ЕМЗ з диференціальним режимом значно зменшується при використанні LC-фільтра, що призводить до зниження рівня завад в цілому.

Висновки до розділу 4

1. У міру збільшення частоти перетворення спектр ЕМЗ переходить у діапазон більш високої частоти, де складніше знижувати такі завади. Рівні ЕМЗ зі збільшенням частоти перемикавання мають загальну тенденцію до зростання на частотах вище 15 МГц, внаслідок впливу паразитних параметрів компонентів та плати.

2. Розглянутий напівмостовий перетворювач на GaN-транзисторах найбільш ефективно працює на частотах близько 500 кГц, але має найнижчий рівень ЕМЗ за частоти перемикавання 1 МГц. Таким чином, необхідно зробити вибір між ефективністю та низьким значенням ЕМЗ. За порівняно невеликих струмах навантаження можна збільшити частоту перемикавання та знизити рівень ЕМЗ за рахунок зниження ефективності. За великих струмів слід

застосовувати інші методи зниження завад. Це потребує подальшого дослідження.

3. Рівень та спектр ЕМЗ у діапазоні частот до 30 МГц більше залежить від частоти перемикання та топології друкованої плати як для перетворювача GaN, так і для Si при роботі з тим же навантаженням RLC, та менше залежить від властивостей перемикання транзисторів.

4. Звичайні перетворювачі на Si транзисторах все ще ефективні за роботи на належних частотах, а вартість рішення в кілька разів дешевша. У той же час, враховуючи великий вихідний струм, високу робочу напругу та короткий час перемикання, транзистори GaN дуже перспективні для використання в блоках живлення, коли потрібні невеликі габарити (наприклад, в автомобілі), у потужних підсилювачах Hi-Fi класу D з робочими частотами понад 500 кГц і в генераторах імпульсів.

ВИСНОВКИ

У магістерській дисертації проведено аналіз ефективності та рівнів ЕМЗ, що створюють Si та GaN MOSFET модулі, щоб визначити доцільність використання цих модулів в залежності від поставлених завдань та з урахуванням вартості транзисторів.

Також проведено дослідження основних технічних особливостей підсилювачів звуку класу D та їх ЕМС. Крім того, досліджено особливості GaN-транзисторів. На основі проведених досліджень отримано такі результати:

1. Підсилювачі класу D мають суттєву перевагу серед звукових підсилювачів, тому що вони забезпечують до 95% ККД та мають менше тепловиділення, менші розміри та вартість, порівняно з лінійними підсилювачами. Основний недолік підсилювачів класу D – поява електромагнітних завад.

2. Відмінності між напівмостовою та мостовою топологією для створення підсилювачів полягають, зокрема, в різній напрузі живлення, що необхідна для роботи: двополярна – для напівмостової та однополярна – для мостової схеми. А також в різній кількості транзисторів: 4 – для моста та 2 – для напівмоста. Відповідно потрібна й різна кількість драйверів для керування транзисторами 2 та 1 відповідно. Мостову схему доцільно використовувати, коли необхідно забезпечити високе значення потужності на виході, при низькому струмі. Напівміст складається з меншої кількості елементів, а тому більш економічний.

3. Основна задача драйверів MOSFET-транзисторів – забезпечити необхідний струм затвору транзистора для заряджання-розряджання вхідної затворної ємності. Щоб керувати верхнім плечем підсилювачів, використовується схема підтримки напруги для забезпечення підвищеної напруги живлення й підтримки затвора відкритим. У GaN-транзисторів драйвер працює значно швидше, так як загальний час вмикання GaN приблизно в чотири рази менше, ніж у Si-транзисторів з тим же значенням

опору каналу RDS (ON), а час вимикання менше приблизно в два рази. Одна з причин – низький заряд Міллера, порівняно з кремнієвими транзисторами. Важливо також уникати наскрізного струму між транзисторами.

4. Для підсилювачів класу D доцільно застосовувати збалансований фільтр, тому що він дає змогу запобігти зміщенню постійного струму шляхом центрування сигналу навколо нуля, без використання негативної шини живлення. Також для таких підсилювачів застосовують ФНЧ 2-го порядку. Мостовий каскад може бути виконаний й без фільтру, тому що гучномовці у собі мають компоненти ФНЧ. Однак для цього використовують вдосконалені схеми модуляції, для яких потрібно забезпечити частоту перемикавання транзистора не менше 400-500 кГц.

5. Ефективність підсилювача визначається його вихідними параметрами, ККД та нелінійними спотвореннями. Нелінійні спотворення значною мірою залежать від типу ШІМ.

6. У порівнянні з кремнієвими, транзистори на основі нітриду галію дають змогу отримати вищу робочу температуру, більшу швидкість перемикавання, вищу електричну міцність, вищу щільність струму, менший рівень шумів, а також менші габарити. Однак у GaN-транзисторі вища собівартість.

7. У підсилювачах класу D кондуктивні завади, в основному, генеруються через роботу вихідних транзисторів у ключовому режимі. Для зниження рівня завад застосовують інженерно-технічні засоби: ФНЧ, екранування, уземлення, модуляцію з розподіленим спектром, діоди Шотткі та ін.

8. Проведено дослідження та порівняння ефективності та рівня електромагнітних завад підсилювачів класу D на GaN та Si транзисторах. Зокрема, встановлено, що напівмостовий перетворювач на транзисторах з нітриду галію найбільш ефективний на робочих частотах в 500 кГц. Проте має найнижчий рівень ЕМЗ на частоті перемикавання 1 МГц. Тому потрібно зробити вибір між ефективністю та низьким значенням рівня ЕМЗ.

9. Встановлено, що за порівняно невеликих струмів навантаження можна збільшити частоту перемикання та знизити рівень ЕМЗ за рахунок зниження ефективності. За великих струмів слід застосовувати інші методи зниження завад. Це потребує подальшого дослідження.

10. Властивості перемикання GaN та Si-транзисторів у меншій мірі впливають на рівень та спектр ЕМЗ у діапазоні частот до 30 МГц (з однаковим RLC навантаженням). Найбільше впливають частота перемикання та топологія друкованої плати.

11. GaN-транзистори доцільно використовувати в блоках живлення, коли потрібні невеликі габарити (наприклад, в автомобілі), у потужних підсилювачах Ні-Фі класу D з робочими частотами понад 500 кГц і в генераторах імпульсів. Перетворювачі на Si-транзисторах ефективні за роботи на значно нижчих частотах. Але ціна такого рішення буде в декілька разів менша, ніж за використання GaN-транзисторів.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. D. Han, S. Li, W. Lee, W. Choi and B. Sarlioglu, "Trade-off between switching loss and common mode EMI generation of GaN devices-analysis and solution," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, 2017, pp. 843-847.
2. 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 18.03.2020).
3. Сурков, О. А. Классы усилителей мощности. Усилители классов А, В, АВ, С. Молодой ученый. 2017. № 17 (151). С. 82-86.
4. Усилитель класса D. URL: <https://digteh.ru/Sxemoteh/RejRab/D/> (дата звернення: 07.04.2020).
5. Аудиоусилители класса D: особенности и преимущества. Часть 1. URL: <https://russianelectronics.ru/audiousiliteli-klassa-d-osobennosti-i-preimushhestva-chast-1-2/> (дата звернення: 13.03.2020).
6. Как работает усилитель класса D, или Не такой как все. URL: <https://stereo.ru/to/t808p-kak-rabotaet-usilitel-klassa-d-ili-ne-takoy-kak-vse> (дата звернення: 17.03.2020).
7. 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.
8. B.Morey, R.Vasudevan, I.Woloschin. Class D Audio Amplifier: degree of bachelor of science: electrical engineering. –Worcester., 2008.- 156 p.
9. Усилитель класса D – Схема на 120 ватт. URL: <http://mikrochema.ru/unch-i-zvukotekhnika/usilitel-klassa-d-skema.html> (дата звернення: 26.02.2020).
10. Protected digital audio amplifier IRS2092. URL: <https://www.infineon.com/dgdl/irs2092.pdf?fileId=5546d462533600a401535675f1be2790> (accessed 09.04.2020).

11. 20-W stereo class-D audio power amplifier TPA3100D2. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tpa3100d2.pdf> (accessed 10.04.2020).
12. D.Self. Audio Power Amplifier Design Handbook. 5th ed. Focal Press, 2009, 608 p.
13. Драйверы для управления силовыми элементами. URL: <http://nauchebe.net/2013/08/drajvery-dlya-upravleniya-silovymi-elementami/> (дата звернения 11.03.2020).
14. 100% времени открытый nMOSFET в верхнем ключе, или про бутстрап с подкачкой. URL: <https://www.drive2.ru/b/1170149/> (дата звернения 16.04.2020).
15. MAX9713/MAX9714 6W, Filterless, Spread-Spectrum Mono/Stereo Class D Amplifiers. URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX9713-MAX9714.pdf> (accessed 15.04.2020).
16. EPC предлагает делать цифровые усилители на GaN-транзисторах. URL: <https://stereo.ru/news/epc-gan> (дата звернения 17.03.2020).
17. Силовые GaN-транзисторы: преимущества, рекомендации по использованию. URL: <https://www.terraelectronica.ru/news/5471> (дата звернения 18.03.2020).
18. Силовые транзисторы GaN Systems. Решение и технологии. URL: <https://www.terraelectronica.ru/news/5019> (дата звернения 18.03.2020).
19. Мощные нитрид-галлиевые транзисторы (GaN) от EPC – конец эры кремния? URL: <https://www.compel.ru/lib/71931> (дата звернения 18.03.2020).
20. EPC2022 – Enhancement Mode Power Transistor. URL: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2022_datasheet.pdf (accessed 19.04.2020).
21. 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).

22. Class-D High-Performance eGaN FET Amplifier Module. URL: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/thirdparty/eGaNAMP2016_Consumer-123115.pdf (accessed 19.04.2020).
23. Пілінський В.В. Електромагнітна сумісність радіоелектронних засобів. Курс лекцій (Видання друге, виправлене). – Київ. Національний Технічний Університет України «КПІ ім. І. Сікорського», 2009. – 426 с.
24. Білоусова В.Р. Захист інформації від впливу ненавмисних електромагнітних завад на основі технічних засобів, що обробляють інформацію з обмеженим доступом: дис ... маг. : 125 – кібербезпека. - Дніпро., 2018. - 87 с.
25. ДСТУ ІЕС 60050-161:2003. Словник електротехнічних термінів. Глава 161. Електромагнітна сумісність (ІЕС 60050-161:1990, IDT), Київ, 2005.
26. Коржов А.В. Электромагнитная совместимость в электроэнергетике: учебное пособие для самостоятельной работы студентов. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2007. – 70 с.
27. Газизов Т.Р. Основы электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры: Учебное пособие. – Томск: кафедра ТУ, ТУСУР, 2015. – 245 с.
28. Общий принцип построения пассивных LC-фильтров (ФНЧ и ФВЧ). URL: <http://electricalschool.info/electronica/2098-obschiy-princip-postroeniya-passivnyh-lc-filtrov.html/> (дата звернення 01.05.2020).
29. Оникиенко Ю.А. Особенности обеспечения электромагнитной совместимости усилителей мощности класса D / Ю.А.Оникиенко, В.В. Пилинский, В.Б. Швайченко // Технічна електродинаміка. Тем.вип. Силова електроніка і енергоефективність. 2011, Ч.1 – С.39-42.
30. V.Baran, O.Smolenska, Y.Onykienko, 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.

31. Y. Onikienko, A. Vlasyuk, O. Marchenko, P. Popovych, N. Filipova and I. Shevchenko, "High Frequency Half-Bridge GaN-Based Pulse Generator," 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2019, pp. 700-703.
32. T. Ibuchi and T. Funaki, "A comparative study on conducted noise characteristics of SiC and GaN power transistor," 2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Wroclaw, 2016, pp. 193-198.

ДОДАТОК А
ABSTRACT

Key power amplifiers are widely used in various industries, in the home and have a common feature - high efficiency, which can theoretically be equal to 100%.

Class D power amplifiers are the most widely used in sound engineering. In recent years, due to the development of the element base and circuitry, the amplification characteristics (non-linear distortion, signal-to-noise ratio, etc.) of such amplifiers have improved significantly, which has made it possible to significantly squeeze out traditional AB class amplifiers and other.

Different types of transistors are used to design Class D power amplifiers: bipolar, MOSFET, IGBT. Si MOSFET transistors are the most common. However, GaN transistors are promising substitutes for high-power Si transistors. Because they meet the current requirements for reducing power consumption and reducing the size of electronic equipment, but still have a relatively high cost. Such transistors have low control and switching losses, short switching times and good heat transfer. These properties give GaN transistors a number of advantages over Si MOSFETs and IGBT transistors and extend their scope.

In the work of D.Han, S.Li, W.Lee, W.Choi, B.Sarlioghu "Trade-off between Switching Loss and Common Mode EMI Generation of GaN Devices-Analysis and Solution" comparing conductive symmetric EMI generated by Si and GaN transistors. The authors tried to select transistors with the same characteristics. As a result, their study found no difference in interference levels at frequencies from 150 kHz to 30 MHz. In addition, the paper considers the option of reducing noise by reducing the switching speed of transistors. The switching speed is varied by adjusting the resistors ratings in the transistor gate circuit. This method is acceptable for the experiment, but it also reduces the reliability of the transducer due to the local overheating of the transition with long fronts on and off. In this case, it is better to use other means of reducing interference. For example, broad spectrum modulation or filters to reduce interference.

Thus, it is advisable to compare the use of Si and GaN transistors at maximum efficiency when the transistor is driven by a suitable driver. The gate resistor is

selected to obtain the maximum switching speed, the switching frequency ensures minimum losses.

Due to the large difference in switching speeds, transistors should operate at different frequencies. In this case, it is not the individual transistors that are to be compared, but the conversion modules available.

However, there is still ambiguity in the choice of GaN transistors instead of powerful Si transistors. One reason is the lack of information regarding the selection of the most efficient operating frequency of GaN transistors in the context of the created levels of conductive EMI.

The purpose of the dissertation is to analyze and determine the efficiency and levels of distortions generated by Si and GaN MOSFET modules, as well as to compare the distortion levels of modules at the same efficiency and different operating frequencies. Provide recommendation to developers on the performance and EMI of the GaN module and the feasibility of using it at different switching frequencies.

In the first section of dissertation was researches and analysis of amplifiers classes. It was found that comparative analysis of amplifiers A, B, AB and D shows that the power dissipation in linear amplifiers is large even in the case of their ideal implementation, compared to class D amplifiers. cost of products, increasing the life of standalone devices. Efficiency in Class D amplifiers reaches up to 95% in the most economical real devices. Modulators in Class D amplifiers can be implemented in many ways. Main: pulse width modulation, sigma delta modulation. The main drawback of Class D amplifiers is the appearance of electromagnetic interference. Despite this, the Class D amplifier is the most energy efficient amplifier compared to Classes A, B and AB.

In the second section identified schemotechnical features of the class D sound amplifiers. And features of GaN-transistors were considered.

Class D sound amplifiers are built on full-bridge or half-bridge circuits. The full-bridge circuit consists of four transistors and is powered by unipolar power. It requires the use of two control drivers. The half-bridge circuit consists of two

transistors driven by one driver. Requires bipolar power supply. With the same power supply across the half-bridge, the bridge allows 2 times the output current. Also, the full-bridge at the outlet provides 4 times more power, but requires more structural elements compared to the half-bridge.

Drivers "control" the shoulders of full-bridge and half-bridge circuits while ensuring their efficient operation. They also provide dead time. LC filters are used to filter the high frequency component and to select the main signal.

The main advantages of GaN transistors over Si transistors are: higher operating temperature, higher switching speed, higher electrical strength, higher current density, less noise and smaller dimensions. However, GaN transistors are more expensive. To determine the efficiency of a class D amplifier stage, first of all, pay attention to the efficiency, gain and output parameters. In this case, determine the linear and nonlinear distortions. The latter depend largely on the type of PWM.

The third section discusses class D sound amplifier output stages as a source of incomplete electromagnetic interference.

It was found that interference is spreading into the environment and into the leading environment (common mode). Common mode interference is symmetrical and asymmetrical, depending on the propagation of the conductive elements. The main mechanisms of dissemination: through capacitive, inductive coupling, through joint resistance, through pointing to wires.

EMI are measured using specialized equipment (selective microvoltmeter, LISN, absorbent mites, current probe, antenna set) and in accordance with industry regulations and requirements.

EMI class D amplifiers are generated by elements operating in key mode. To provide EMI use grounding, shielding, filtration. And also additional engineering and technical solutions. One effective way to reduce the level of EMI is to use spectrum modulation.

In the fourth section was analysis of the efficiency and electromagnetic interference of the class D sound amplifiers.

It was found that as the conversion frequency increases, the EMI spectrum goes into a higher frequency range, where it is more difficult to reduce such interference. Levels of EMI with increasing switching frequency tend to increase at frequencies above 15 MHz, due to the influence of incorrect component parameters, circuit boards and mounts.

The considered half-bridge converter on GaN transistors works most effectively at frequencies of about 500 kHz, but has the lowest level of EMI at a switching frequency of 1 MHz. Therefore, a choice must be made between efficiency and low EMI value. With relatively low load currents, it is possible to increase the switching frequency and reduce the EMI level by reducing efficiency. At high currents other methods of noise reduction should be used. This requires further investigation.

The EMI level and spectrum in the frequency range up to 30 MHz depends more on the switching frequency and the PCB layouts for both the GaN converter and Si when operating with the same RLC load and less on the switching properties of the transistors.

Conventional Si converters are still effective at operating at the right frequencies, and the cost of the solution is several times cheaper. At the same time, given the high output current, high operating voltage and short switching time, GaN transistors are very perspective for use in power supplies when small dimensions (such as in a car) are required, in high power Class D Hi-Fi amplifiers more than 500 kHz and in pulse generators.