

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ФАКУЛЬТЕТ АЕРОНАВІГАЦІЇ,
ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
КАФЕДРА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ ТА РАДІОЕЛЕКТРОННИХ
СИСТЕМ**

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ

Завідувач кафедри

Роман ОДАРЧЕНКО

“ _____ ” _____ 2022 р.

**ДИПЛОМНА
(КВАЛІФІКАЦІЙНА)
РОБОТА
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)**

**ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬО-КВАЛІФІКАЦІЙНОГО РІВНЯ
“БАКАЛАВР”**

Тема: “Енергоефективний радіопередавач цифрової радіостанції”

Виконавець: _____ Владислав ПУЛЬНИЙ

Керівник: _____ Володимир КЛИМЧУК

Нормоконтролер: _____ Денис БАХТІЯРОВ

Київ 2022

НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
Факультет аеронавігації, електроніки та телекомунікацій
Кафедра телекомунікаційних та радіоелектронних систем
Спеціальність 172«Телекомунікації та радіотехніка»
Освітньо-професійна програма «Телекомунікаційні системи та мережі»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Роман ОДАРЧЕНКО

“ ___ ” _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання дипломної роботи

Пульного Владислава Володимировича

1. Тема дипломної роботи: “Енергоефективний радіопередавач цифрової радіостанції” затверджена наказом ректора від “25” квітня 2022 р. № 433/ст.
2. Термін виконання роботи: з 23.05.2022 р. по 17.06.2022 р.
3. Вихідні дані до роботи:
 - 1) Робочий діапазон радіостанції – 1,5.....30 МГц.
 - 2) Вихідна потужність передавача радіостанції- 200 Вт.
 - 3) Вхідний опір антени – 50 Ом.
4. Зміст пояснювальної записки:
 - 1) Вступ.
 - 2) Принципи побудови енергоефективних радіопередавачів.
 - 3) Підсилювачі потужності класу D.
 - 4) Розробка схеми та розрахунок підсилювача класу D.
5. Перелік обов’язкового графічного (ілюстрованого матеріалу): 7-8 слайдів за тематикою роботи

6. Календарний план-графік

| № п/п | Завдання | Термін виконання | Відмітка про виконання |
|-------|---|---------------------------|------------------------|
| 1. | Розробити деталізований зміст розділів дипломної (кваліфікаційної) роботи | 23.05.2022- 25.05.2022 | Виконано |
| 2. | Вступ | 25.05.2022 | Виконано |
| 3. | Аналіз способів підвищення енергетичної ефективності | 26.05.2022- 29.05.2022 | Виконано |
| 4. | Принципи побудови вихідних підсилювачів потужності цифрових радіостанцій | 30.05.2022- 02.06.2022 | Виконано |
| 5. | Розробка та розрахунок підсилювача класу d | 03.06.2022- 08.06.2022 | Виконано |
| 6. | Усунення недоліків та захист дипломної роботи | 09.06.2022- 17.06.2022 | Виконано |

8. Дата видачі завдання: "20" травня 2022 р.

Керівник дипломної роботи _____
(підпис керівника)

Володимир КЛИМЧУК
(П.І.Б.)

Завдання прийняв до виконання _____
(підпис випускника)

Владислав ПУЛЬНИЙ
(П.І.Б.)

РЕФЕРАТ

Дипломна робота складається зі вступу, трьох розділів, загальних висновків, списку використаних джерел, має 45 аркушів основного тексту, 12 рисунків, 5 таблиць, Загальний обсяг роботи 48 аркушів.

В роботі проведено аналіз існуючих схем побудови вихідних підсилювачів потужності сучасних радіостанцій. Виявлені недоліки існуючих підсилювачів потужності. Запропоновано схему і проведено розрахунок енергоефективного підсилювача потужності класу D.

Ключові слова: РАДІОПЕРЕДАВАЧ, КУТ ВІДСІЧКИ, КЛАС А, КЛАС С, КЛАС D, КОЕФІЦІЄНТ КОРИСНОЇ ДІЇ.

- **Об'єкт дослідження:** процес формування вихідного сигналу радіопередавача заданої потужності з високим коефіцієнтом корисної дії.
- **Предмет дослідження:** вихідний підсилювач потужності класу D.
- **Мета:** – розробка схеми та розрахунок елементів вихідного підсилювача потужності класу D.

Матеріали дипломної роботи рекомендується використовувати при побудові сучасних підсилювачів потужності та у навчальному процесі.

ЗМІСТ

| | |
|--|----|
| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ | 6 |
| ВСТУП | 7 |
| РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ СПОСОБІВ ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ..... | 9 |
| 1.1. Особливості побудови цифрових радіостанцій..... | 9 |
| 1.2. Аналіз способів підвищення енергоефективності..... | 10 |
| ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1 | 15 |
| РОЗДІЛ 2. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ВИХІДНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ЦИФРОВИХ РАДІОСТАНЦІЙ | 16 |
| 2.1. Особливості режимів роботи підсилювачів | 16 |
| 2.2. Особливості використання підсилювачів потужності різного класу..... | 19 |
| ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2 | 23 |
| РОЗДІЛ 3. ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ РІЗНОГО КЛАСУ..... | 24 |
| 3.1. Підсилювачі з ключовим режимом роботи класу D | 24 |
| 3.2. Підсилювачі з ключовим режимом роботи класу E | 28 |
| ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3 | 32 |
| РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ D..... | 33 |
| 4.1. Структурна схема підсилювача потужності..... | 33 |
| ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4..... | 45 |
| ВИСНОВКИ | 46 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ | 47 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

- АМ – амплітудна модуляція
- АФТ - антенно-фідерний тракт
- АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
- БТ – біполярний транзистор
- ВАХ – вольт-амперна характеристика
- ВЧ – високі частоти
- ДД – динамічний діапазон
- ДСМ - дельта-сигма модуляція
- ІКМ – імпульсно-кодова модуляція
- КАМ – квадратурна амплітудна модуляція
- ККД – коефіцієнт корисної дії
- МДП – «метал-діелектрик-напівпровідник»
- МДПТ - МДП-транзистор
- МХ – модуляційна характеристика
- НЧ – низькі частоти
- ОМ – односмугова модуляція
- РФ – режекторний фільтр
- НВЧ – надвисокі частоти
- СПЕ – спектральна щільність енергії
- СЧ – середні частоти
- ПП – підсилювач потужності
- ФВЧ – фільтр верхніх частот
- ФНЧ – фільтр нижніх частот
- ФЧХ – фазочастотна характеристика
- ШІМ – широтно-імпульсна модуляція
- DRM – Digitalradiomondiale («Всесвітнє цифрове радіомовлення»)
- MSC – mainservicechannel (основний канал обслуговування)
- FM – frequencymodulation (побутове найменування ФМ-радіо)

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасні радіоелектронні засоби є невід'ємною частиною техніки, що виробляється людством, від побутової до авіаційної та космічної, при потужності від часток мілівата до десятків і сотень мегават. При цьому однією з основних складових таких засобів є генератори та перетворювачі електричної енергії. Виробництво енергії, яку доводиться витрачати на функціонування таких пристроїв, становить значну частину капітальних витрат будь-якої промислово-розвиненої країни. Це своє чергу вимагає істотного підвищення енергетичної ефективності радіоелектроніки. Стосовно техніки радіозв'язку та телерадіомовлення, підвищення коефіцієнта корисної дії (к.к.д.) пристрою дозволить знизити не тільки витрати на електроенергію, які становлять більше половини всіх експлуатаційних витрат, але також спростити систему охолодження, покращити масогабаритні параметри, забезпечити якісні показники, істотно підвищити надійність, що особливо важливо в сучасних умовах автоматизованих та необслуговуваних систем [1].

У зв'язку з цим підвищення енергетичної ефективності радіоелектронних засобів, безумовно, є одним з найактуальніших завдань сучасної науки і техніки.

Наявність у сигналі цифрових радіостанцій складових із цифровою модуляцією високої кратності вимагає від підсилювального тракту передавача дуже високого ступеня лінійності амплітудних та фазових характеристик. Для забезпечення цих вимог потужність генераторів модульованих коливань доводиться зменшувати в кілька разів у порівнянні з номінальною, переводячи ряд його ступенів у режим коливань першого роду (клас А). У цьому неминуче падає промисловий к.к.д. передавача. З урахуванням подальшого застосування цифрових методів ця особливість сучасних передавачів робить завдання енергетичної ефективності особливо актуальною [1].

Мета і завдання дослідження.

Основною метою є розробка та розрахунок схеми підсилювача потужності для підвищення енергетичної ефективності підсилювальних трактів радіопередавачів в умовах переходу на цифрові методи передачі інформації. Для досягнення поставленої мети сформульовані такі завдання:

1. Провести аналіз існуючих схем підсилювачів потужності сучасних цифрових радіостанцій та виявити їх недоліки.

2. Розробити новий варіант підсилювача класу D з проміжною широтно-імпульсною модуляцією, що відрізняється кращими енергетичними параметрами порівняно з відомими пристроями.

3. Розробити способи підвищення лінійності підсилювача потужності нового типу.

Об'єкт дослідження: процес формування вихідного сигналу радіопередавача заданої потужності з високим коефіцієнтом корисної дії.

Предмет дослідження: вихідний підсилювач потужності класу D.

Методи дослідження. У роботі використовувався математичний апарат інтегрального та диференціального обчислення, теорії ланцюгів та сигналів, нелінійних імпульсних систем. Експериментальна перевірка результатів дослідження проводилася за допомогою натурних випробувань та методом моделювання на ПК.

Практичне значення отриманих результатів.

Матеріали дипломної роботи рекомендується використовувати при побудові сучасних підсилювачів потужності та у навчальному процесі.

Апробація отриманих результатів. Основні положення роботи доповідалися та обговорювалися на таких конференціях:

Науково-практична конференція «Проблеми експлуатації та захисту інформаційно-комунікаційних систем», м. Київ, 2022 р.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ СПОСОБІВ ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ

1.1. Особливості побудови цифрових радіостанцій

У сучасних системах авіаційного електрозв'язку, мобільного зв'язку та телерадіомовлення йде інтенсивний перехід на цифрові методи передачі інформації з використанням технології OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) та широкого спектру методів цифрової модуляції.

В значній мірі функціональні показники радіостанції формуються передавальним трактом.

В загальному випадку структурна схема передавального тракту цифрової радіостанції має вигляд (рис.1.1).

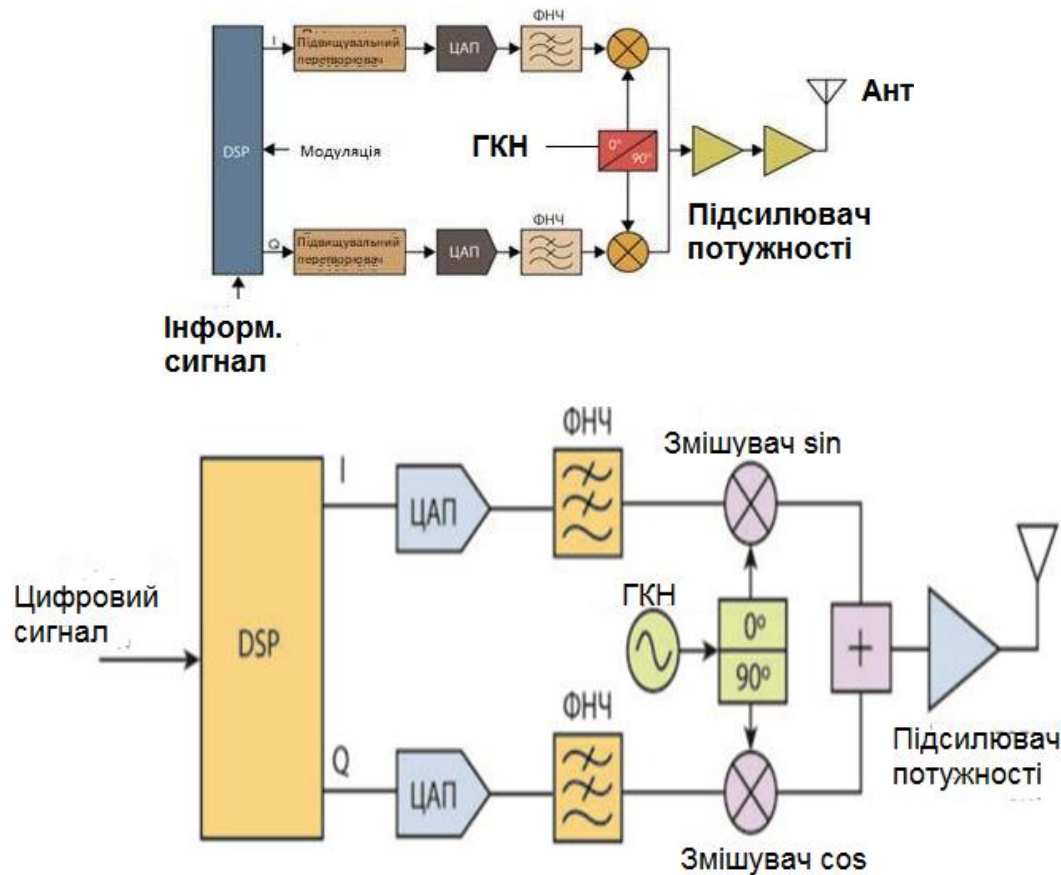


Рис.1.1. Блок-схема цифрового передавача

Сучасні передавачі використовують цифрові технології. По суті, сьогоденні передавачі для обробки інформації, що передається, застосовують технологію цифрової обробки сигналів - DSP (digital signal processing). В сучасному радіопередавачі реалізується квадратурна обробка сигналів. Синфазні / квадратурні (I/Q) сигнали становлять основу складних методів модуляції. Ці сигнали I/Q визначаються як пара сигналів, які відрізняються фазою на 90° . Синфазний (I) сигнал є опорним, а квадратурний (Q) сигнал зрушений на 90° фазою від сигналу I [2].

Косинусоїдальна та синусоїдальна функції, як відомо з тригонометрії, розрізняються по фазі на 90° . У даному випадку косинусоїдальна функція вважається сигналом I, а синусоїдальна функція представляє Q сигнал. При підсумовуванні косинусоїдного і синусоїдального сигналів з рівними амплітудами виходить синусоїда, зсунута по фазі на 45° від сигналу I. Комбінування сигналів I і Q є важливою концепцією, що застосовується у складних типах модуляції.

Особливість сучасних цифрових передавачів полягає в тому, що формування радіосигналу виконується програмними способами. Це означає, що енергетичні параметри передавача визначаються в основному тільки вихідним підсилювачем потужності.

Таким чином, на протязі тривалого часу вирішувалась задача покращення енергетичної ефективності передавачів шляхом вибору режиму роботи підсилювача потужності з метою підвищення к.к.д. при збереженні показників якості сигналу [2].

1.2. Аналіз способів підвищення енергоефективності

На цей час розроблено чимало способів вирішення цього завдання. Власне, нею почали займатися практично одночасно з появою перших електронних генераторів (підсилювачів потужності). Ще в 20-х роках минулого століття інженери J. Zennec та H. Rukor [3] запропонували для підвищення к.к.д. генератора відмовитися від гармонійної форми напруги на аноді

генераторної лампи та використовувати коливання прямокутної форми або близької до неї. Ця ідея пізніше була реалізована в бігармонійному режимі, дослідженому І. Н. Фомічевим [4] та А.І. Колесніковим [3], які пропонували виділяти у вихідній напрузі генератора крім першої відповідно третю або другу гармоніку сигналу, що посилюється, які дозволяли отримати, при певних кутах відсічення, форму напруги близьку до прямокутної. Надалі ця ж ідея була реалізована в полігармонійних режимах, що отримали умовні позначення класу D, E, F, і т.п. Практична реалізація бігармонічних режимів (в основному з використанням третьої гармоніки) була здійснена в радіомовних передавачах з анодною модуляцією у вихідних каскадах на частотах довгих та середніх хвиль (ДСВ-150, ПСВ-2000 [4]). Застосування бігармонічного режиму дозволило підняти промисловий к.к.д. передавачів із 40-50% до 60-70%. Просте посилення модульованих по амплітуді коливань (ПМК) значно поступається за енергетичними показниками модуляції анодною (колекторною, стічною) напругою джерела живлення. В цьому випадку, при анодній модуляції був потрібен потужний модулятор, що неминуче призводило до збільшення масогабаритних параметрів передавача та зниження показників надійності. Певною мірою поєднати переваги ПМК та анодної модуляції вдалося у запропонованій Н.Г. Кругловим [5] схемою автоанодної модуляції. При цьому способі ПМК зміна анодної напруги лампи вихідного ступеня відбувалося за рахунок включення в ланцюг живлення анода дроселя з великою індуктивністю, на якому виділялася напруга звукової частоти. Через велику індуктивності дроселя стала складова анодного струму в процесі модуляції залишалася незмінною, що призводило до зниження к.к.д. генератора у порівнянні з режимом анодної модуляції. Тим не менш, промисловий к.к.д. передавача вдавалося збільшити на 10 – 15 % проти звичайним режимом ПМК. На жаль, модуляційна характеристика автоанодної модуляції виявилася істотно нелінійною (коефіцієнт нелінійних спотворень досягав 20 – 25 %), тому вона знайшла застосування тільки в передавачах радіозв'язку, в яких спотворення зменшували за рахунок внутрішнього негативного зворотного зв'язку в схемі із загальною. У 60-70-х роках минулого століття було випущено досить велику

серію передавачів «ВЯЗ-2М» потужністю 5 кВт. Порівняно з аналогічним передавачем КВ-5, що працює в звичайному режимі ПМК, вдалося в 3 рази зменшити обсяг передавача та в 2 рази масу. Ефективність, аналогічну автоанодної модуляції, вдалося отримати так званої схемі «Догерті» [6]. Для неї також характерні значні нелінійні спотворення, а її практична реалізація значно складніша. Тому масового застосування вона знайшла. Інший спосіб підвищення ефективності передавача з амплітудною модуляцією був запропонований у Франції та реалізований у передавачах фірми FRS. Цей спосіб заснований на перетворенні фазової модуляції в амплітудну, з використанням її переваг (незмінна амплітуда) і отримав назву модуляції дефазування [3,4]. До недоліків модуляції дефазування слід віднести нелінійність модуляційної характеристики, яка при лінійній фазовій модуляції має форму відрізка синусоїди. Для виправлення нелінійності потрібні додаткові заходи, які суттєво ускладнюють схему модуляції, в результаті передавач виявляється занадто складним і незручним в експлуатації. За межами Франції схема не знайшла широкого застосування. Оскільки енергетична ефективність передавача в основному визначається показниками вихідного каскаду, то завдання значною мірою зводиться до вдосконалення режимів генераторів. У цьому плані радикальним методом підвищення ефективності генераторів є застосування «ключових» режимів роботи, які можна як розвиток ідей Зенника – Рукопа і Н.І. Фомічева – А.І. Колеснікова. У таких режимах активний елемент (АЕ) генератора працює як звичайний ключ, замикаючи або розмикаючи електричний ланцюг. Якщо робочої частоті можна знехтувати впливом реактивностей схеми, і опір АЕ у відкритому стані близько до нуля, а закритому прагне нескінченності, то втрати потужності у ньому повністю відсутні, т.к. будь-якої миті часу на АЕ відсутня або напруга, або через нього не протікає струм. Мінімальний опір АЕ у відкритому стані забезпечується, якщо він працює у режимі насичення, тобто. при великому вхідному сигналі. Якщо сигнал на вході змінюється по амплітуді, то при постійному напрузі живлення забезпечення режиму насичення і відповідно ключового режиму, стає неможливим. Тож у ключовому режимі можливе посилення лише сигналів із

постійною амплітудою, тобто. сигналів із частотною, фазовою або імпульсною модуляцією. За наявності амплітуди сигналу, що змінюється, доводиться застосовувати перетворення вихідного сигналу в проміжну форму з постійною амплітудою і подальшим відновленням за допомогою лінійних, або нелінійних операцій. До таких рішень може бути віднесена технологія роздільного посилення сигналів з мінливою амплітудою методом Кана [9]. У цьому випадку вихідний сигнал гранично обмежується амплітудою і посилюється в окремому каналі із застосуванням ключового режиму. В іншому каналі сигнал детектується, і його огинаюча, після посилення, використовується для модуляції напругою живлення АЕ вихідного ступеня. За всіх очевидних переваг ключового режиму, його застосування довго не знаходило широкого застосування, головним чином, через недосконалість застосовуваних АЕ. Електронні лампи мають великий внутрішній опір у режимі насичення та працюють при високих напругах. Це призводить до великих втрат у відкритому стані за рахунок великої залишкової напруги на аноді. На підвищених частотах до прямих втрат додаються, зумовлені паразитними ємностями схеми, «комутативні» втрати, які пропорційні робочій частоті генератора та квадрату напруги на аноді в момент комутації. Таким чином, у лампових генераторах ключові режими вдавалося реалізувати лише в діапазонах довгих та середніх хвиль (до 1 – 1,5 МГц). Потужні біполярні транзистори мали низьку граничну частоту і через свою інерційність не дозволяли будувати досить потужні ключові генератори. Польові транзистори мали занадто великий опір у відкритому стані, що не дозволяло реалізувати високої енергетичної ефективності. Сучасні технології виробництва твердотільної електроніки суттєво подолали ці недоліки. В результаті відкрилися можливості реалізації ключових режимів при потужності в десятки кіловат у діапазонах НЧ та СЧ та до сотень ват у діапазоні ДВЧ. В даний час схемотехніка високочастотних ключових генераторів розвивається у двох основних напрямках: підвищення робочої частоти та підвищення коефіцієнта корисної дії. В 1985 транзисторні генератори, що працюють на відносно низьких частотах, досягали к.к.д. в 95-98%, а вже на частоті 30 МГц к.к.д. знижувався до 80% [19]. До 2000 року те

саме значення к.к.д. у 80% стало нормою для діапазону 900 МГц [20]. На цих частотах затримка перемикання транзистора стає порівнянною з періодом несучої к частоти, і межа між ключовими та моногармонічними режимами практично зникає. Іншу категорію генераторів складають модуляційні пристрої, що застосовуються за наявності в сигналі амплітудної модуляції і являють собою генератори звукових сигналів, або сигналів огинаючої вузькосмугових сигналів з амплітудно-фазовою модуляцією при роздільному посиленні за методом Кана (наприклад, сигналів з односмуговим модулем)[5]. Протягом багатьох років потужні модулятори будувалися за стандартними схемами із застосуванням аналогових режимів, що відрізняються низьким к.к.д. та обмеженою смугою пропускання в області нижніх частот, внаслідок використання узгоджувальних трансформаторів. Огинаюча складних сигналів з амплітудно-фазовою модуляцією може містити дуже низькі частоти аж до постійної складової, тому типові структури модуляторів стають не тільки не вигідними, а й взагалі не застосовними. Вихід позначився, коли як модуляційні пристрої, стали використовувати схеми аналогічні імпульсним перетворювачам напруги з проміжною широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Імпульсна форма сигналу дозволила повною мірою реалізувати переваги ключового режиму, а ШІМ – передавати, у деяких схемах, частоти, починаючи з нуля. Ідея генератора з імпульсним керуванням вихідними лампами була запропонована Д.В. Агєєвим [18]. В 1955 Роже Шарбоньє (Франція) вперше назвав такі пристрої генераторами класу D. Модулятори цього типу реалізовані в потужних лампових пристроях, що знайшли практичне застосування (PANTEL [6] і PULSAM [5]), а також у вітчизняній розробці МНЦД (модулятор з навантаженням) в ланцюзі діода) [5]. У 1964 році у Великій Британії випустили перші транзисторні підсилювачі звукової частоти (УМЗЧ) класу D, які не мали комерційного успіху, внаслідок низької якості елементної бази. Перелом намітився лише після налагодження виробництва силових МДП транзисторів, що відбувся у першій половині 1980-х років. Опір відкритого каналу сучасних силових МДП транзисторів вимірюється десятками і одиницями міль Ом, у першому наближенні вважатимуться, що у режимі D

транзистор працює без втрат потужності. У цьому к.к.д. реальних генераторів класу D перевищує 90% і мало залежить від вихідної потужності [23]. Схема з аналогової ШІМ стійка при будь-яких значеннях вихідної напруги [24], але не дозволяє досягти високої якості відтворення звуку, навіть якщо охопити її зворотним зв'язком. Природним розвитком цього підходу стала повна відмова від аналогової модуляції та перехід до суто цифрової обробки вхідних сигналів [25], а побічним наслідком – розширення номенклатури однолітерних «класів посилення». У 1998 році компанія Tripath випустила повністю цифровий інтегральний УМЗЧ класу D з високими показниками якості, що пішли у продаж під ім'ям клас «Т». За класом "Т" були клас "J" компанії CrownInternational, клас "TD" компанії Lab Gruppen, клас "Z" компанії Zetex і радіочастотний клас "M" компанії PWRP. Слід зазначити, що це позначення сутнісно не відображали принцип дії генератора, лише спосіб його практичної реалізації.

Таким чином, на підставі вищевикладеного, можна зробити висновок про безумовну актуальність завдань, пов'язаних з використанням ключових режимів, і про велику увагу, яка приділяється у всьому світі питанням теорії та практики його реалізації.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Особливість сучасних цифрових передавачів полягає в тому, що формування радіосигналу виконується програмними способами. Це означає, що енергетичні параметри передавача визначаються в основному тільки вихідним підсилювачем потужності.

2. Проведено аналіз існуючих способів підвищення енергетичної ефективності підсилювачів потужності.

3. Показано, що перехід до широкого використання цифрових сигналів дає змогу будувати підсилювачі з високим коефіцієнтом корисної дії за рахунок реалізації в підсилювачах потужності ключових режимів роботи.

РОЗДІЛ 2

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ВИХІДНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ЦИФРОВИХ РАДІОСТАНЦІЙ

2.1. Особливості режимів роботи підсилювачів

Сучасна класифікація режимів роботи підсилювачів є досить заплутаною. Зазвичай класи підсилювачів розрізнялися за становищем робочої точки на статичних параметрах підсилювального приладу. Пізніше додали класифікацію підсилювачів за режимом роботи: ключовий та струмовий режими роботи. Найбільш поширена класифікація підсилювачів наведена на рис. 2.1.

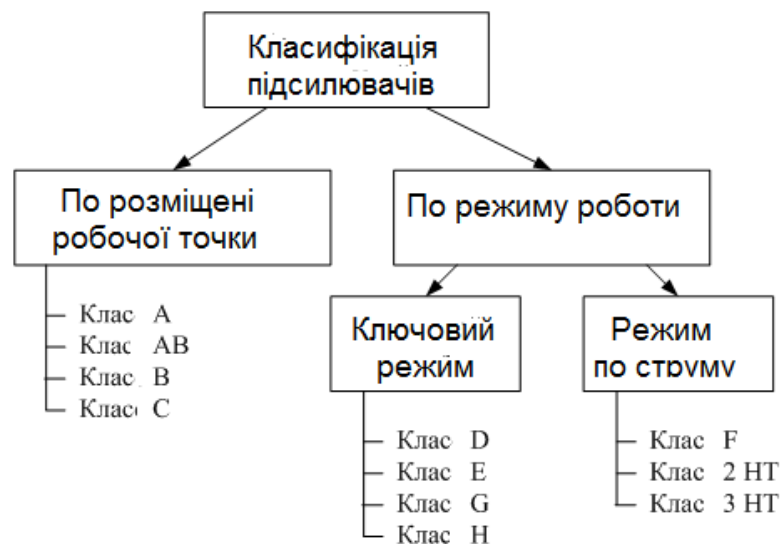


Рис. 2.1. Класифікація підсилювачів потужності

Режим роботи підсилювача визначається положенням робочої точки на характеристиці прямої передачі струму підсилювального приладу, такого як біполярний або польовий транзистор, електронна лампа. Досить часто режим підсилювача називається класом роботи. Вибір робочої точки може впливати на основні характеристики підсилювача, такі як коефіцієнт посилення, нелінійні спотворення і коефіцієнт корисної дії (к.к.д).

Під час визначення класу підсилювача користуються ідеалізованою статичною характеристикою підсилювального приладу. У цьому реальна прохідна характеристика замінюється кусочно-лінійною апроксимацією, як показано рис. 2.2.

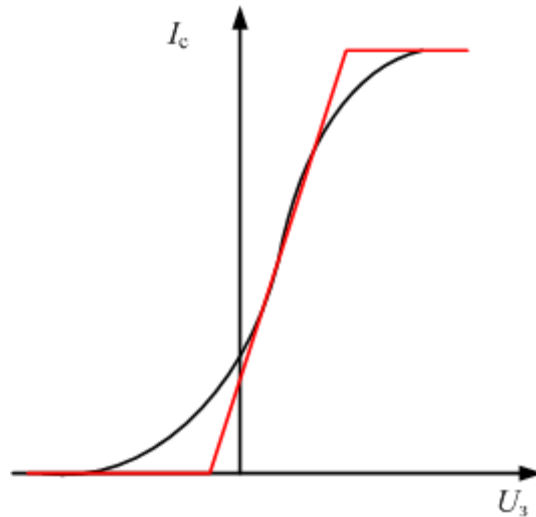
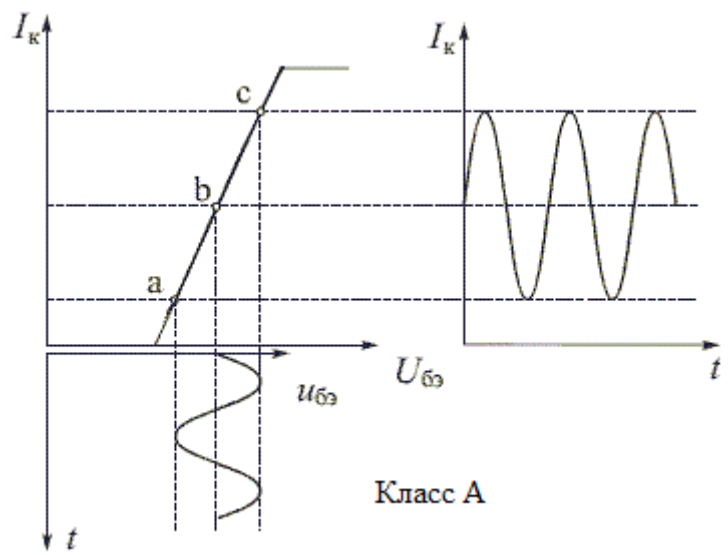


Рис. 2.2. Ідеалізована статична характеристика підсилювального приладу

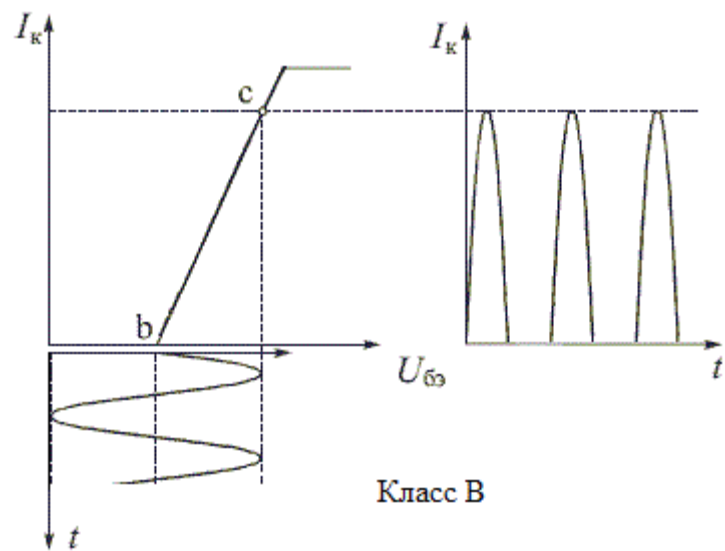
Залежно від положення робочої точки на характеристиці прямої передачі підсилювального приладу та формування струму колектора (анода, стоку) розрізняють такі види аналогових (струмових) режимів:

1. підсилювач класу А - робоча точка вибирається в середині лінійної ділянки статичної характеристики, кут відсікання складає 180° ;
2. підсилювач класу В - робоча точка вибирається на початку лінійної ділянки статичної характеристики, кут відсікання складає 90° ;
3. підсилювач класу С — робоча точка вибирається нижче початку лінійної ділянки статичної характеристики, кут відсікання менше 90° .

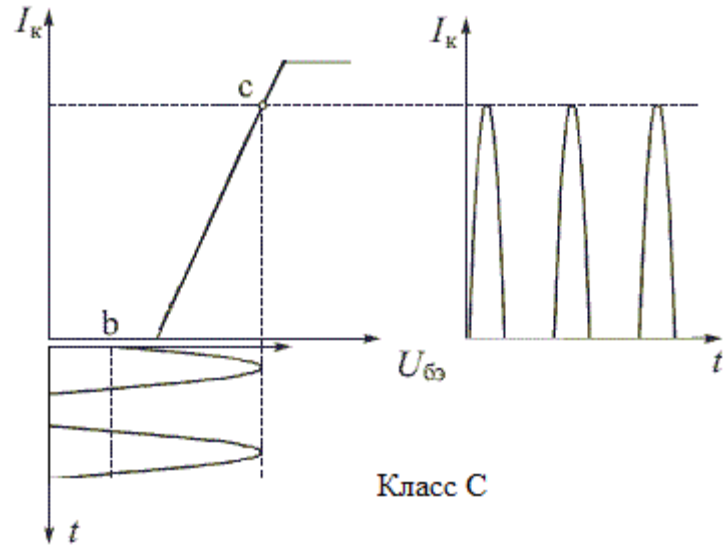
Особливості посилення сигналу підсилювачах цих класів ілюструються рис. 2.3. На цьому рисунку наведено часові діаграми вихідного струму транзистора в залежності від положення робочої точки при подачі на вхід синусоїдального сигналу. Як видно з цих часових діаграм, підсилювачі класів В і С мають значну нелінійність і для її усунення доводиться застосовувати спеціальні заходи, такі як фільтрація вихідного сигналу або застосування двотактних схем:



А)



В)



С)

Рис. 2.3. Положення робочої точки у підсилювачах класу А, В та С

Робота підсилювача у ключовому режимі значно відрізняється при посиленні низькочастотного сигналу та високочастотного вузькосмугового сигналу. У вітчизняній літературі ці режими не відрізняються. Просто в літературі, орієнтованій на низькочастотну підсилювальну техніку та в літературі, орієнтованій на радіочастотне застосування, ключовий режим описується по-різному. У закордонних виданнях залежно від частоти сигналу, що посилюється, розрізняють такі види ключових режимів:

У підсилювачах класу D транзистор працює в ключовому режимі. Звукові підсилювачі класу D забезпечують збереження форми звукового сигналу. При цьому використовується ШІМ або $\Sigma\Delta$ -модуляція. У високочастотних підсилювачах потужності класу D додаткова модуляція не потрібна, вона вже присутня в сигналі, що посилюється. При цьому амплітуда незмінна, інформація міститься у частоті та фазі сигналу.

Підсилювач класу E - це вузькосмуговий підсилювач, в якому за допомогою узгоджувальних ланцюгів домагаються, щоб струм через підсилювальний прилад протікав при нульовій напрузі. Перемикання здійснює високочастотна несуча. Застосовується тільки для підсилення сигналів лише кутових видів модуляції.

Підсилювач класу F - це вузькосмуговий підсилювач у якому робоча точка вибирається на початку лінійної ділянки, як для класу B, а як навантаження використовується багатоконтурний фільтр, що формує прямокутну напругу на колекторі.

2.2. Особливості використання підсилювачів потужності різного класу

Підсилювачі класу A характеризуються високою лінійністю посилення, причому чим менше буде рівень сигналу на вході підсилювача, тим вища його лінійність. При посиленні досить потужних сигналів як звукового, так і радіочастотного діапазону дуже важливий такий параметр, як коефіцієнт

корисної дії. Цей коефіцієнт визначається як відношення корисної потужності сигналу до потужності, що споживається джерелом живлення.

На рис.2.3 (А) видно, що максимальне значення амплітуди синусоїдального струму активного елемента може бути дорівнює струму, що споживається від джерела живлення, а максимальне значення амплітуди напруги - половині напруги живлення. Тоді максимальна к.к.д. для підсилювача класу А дорівнюватиме 25%.

У схемі диференціального каскаду можна отримати максимальне значення к.к.д. 50%, але на практиці вдається отримати 20...30%. Тому підсилювачі, що працюють у класі А, зазвичай застосовується в малопотужних каскадах посилення і для забезпечення високої енергетичної ефективності в цифрових радіостанціях не підходять.

Для збільшення коефіцієнта корисної дії вихідний каскад підсилювача переводять в режим роботи класу В. Підсилювач класу В - це коли робоча точка транзистора вибирається таким чином, щоб він посилював рівно половину синусоїдальної напруги. Положення робочої точки на передавальній характеристиці транзистора для підсилювача класу В та осцилограми напруги на базі транзистора та струму на його колекторі показані на рис. 2.3 (В).

При роботі підсилювача класу В струм через транзистор протікає тільки половину періоду, в результаті форма струму на колекторі транзистора спотворюється в порівнянні з вхідний. Іншими словами, підсилювач, що працює в режимі класу В, спочатку викликає нелінійні спотворення вихідного сигналу. Однак у ряді випадків ці викривлення можна прибрати. У разі посилення вузькосмугового сигналу, такого як радіосигнал або сигнал проміжної частоти, відновлення форми вихідного вхідного сигналу може здійснити смуговий фільтр. У підсилювачі класу В, на жаль, неможливо скористатися схемами колекторної або емітерної стабілізації, так як колекторний (або затворний) струм транзистора малий, а в ідеальному випадку повинен дорівнювати нулю. Тому при проектуванні підсилювальних каскадів класу В, переважно використовуються схеми з фіксованою напругою на базі.

Теоретично к.к.д. підсилювача класу В може досягти значення 75%, але на практиці має значення не більше 50%.

Робота підсилювача класу С визначається вибором робочої точки на характеристиці прямої передачі таким чином, щоб транзистор був замкнений, і для відмикання сигнал на вході повинен перевищити певний рівень. В результаті на виході підсилювального елемента протікає струм обмеженої знизу синусоїди з кутом відсічення менше 90° . Особливості вибору робочої точки на характеристиці прямої передачі транзистора або електронної лампи, що працює в підсилювачі класу С, показані на рис.2.3.(С).

Як видно з рис.2.3.(С), в даному класі посилюється тільки частина періоду синусоїди, що призводить до значних нелінійних спотворень і тому режим роботи транзистора підходить для посилення не всіх видів сигналу. Підсилювач класу С однозначно не підходить для посилення звуку. З вузькосмугових радіосигналів так само він не підходить для посилення амплітудно-модульованих сигналів, у тому числі високошвидкісних сигналів передачі даних, що містять амплітудну модуляцію, таких як BPSK, QPSK, DQPSK, QAM.

Тим не менш, підсилювачі класу С виявляються дуже ефективними для сигналів, в яких інформація полягає у зміні фази коливання. Це такі сигнали як частотна модуляція (ЧМ або FM), фазова модуляція (ФМ), у тому числі такі види цифрових видів модуляції як GMSK (використовується в GSM), GFSK (використовується в цифрових системах зв'язку DECT та VDL3). У цих видах модуляції амплітуда несучої залишається постійною протягом сеансу зв'язку, тому можна застосувати посилення підсилювач класу С.

Застосування двотактних схем підсилювачах класу С дозволяє зменшити рівень парних гармонік. Це актуально для широкосмугових схем. Крім того, двотактні схеми дозволяють зменшити напругу живлення і використовувати малопотужні транзистори. З погляду продуктів нелінійності третього, п'ятого та сьомого порядків, що визначають рівень випромінювання на сусідньому каналі, двотактні схеми виграшу не дають.

Теоретично к.к.д. підсилювача класу С може досягти значення 85%, але на практиці має значення не більше 55%.

Для приведених режимів коефіцієнт корисної дії залежить від кута відсічки:

$$\text{к.к.д.} = 0,5 * (U_{\text{вих}}/U_0) * (\alpha_1/\alpha_0), \text{ де}$$

$U_{\text{вих}}$ – амплітуда вихідної напруги підсилювача;

U_0 – напруга живлення підсилювача;

α_0, α_1 - коефіцієнти Берга.

При роботі з високочастотними вузькосмуговими сигналами можна реалізувати вищий к.к.д. в порівнянні з класичним режимом роботи підсилювача класу В. Це досягається підкресленням високочастотних гармонік на колекторі або стоку транзистора. Цей метод добре описаний у вітчизняній літературі, проте у зарубіжній літературі він одержав назву клас F.

Слід зазначити, що підсилювачі класів С, Е, F призначені для посилення високочастотних вузькосмугових сигналів з високим к.к.д. Підсилювачі класів А, В, С використовуються для посилення низькочастотних широкосмугових сигналів, таких як звукові сигнали, телевізійні або цифрові сигнали в діапазоні BaseBand. При цьому клас В може бути використаний лише у двотактних каскадах. Підсилювачі класу А можуть використовуватися і для посилення високочастотних сигналів, якщо більш важливим параметром підсилювача є його лінійність та коефіцієнт шуму. Підсилювачі класу В також можуть використовуватись для посилення високочастотних сигналів.

Аналіз показує, що підсилювачі з приведеними характеристиками використовуються у різних каскадах підсилення сигналів у цифрових радіостанціях. Підсилювачі класу А та класу В використовуються в попередніх каскадах підсилення, в яких важливо не допустити значних спотворень сигналу. При цьому внаслідок незначних рівнів сигналу не звертається увага на низький коефіцієнт корисної дії. В потужних вихідних підсилювачах найчастіше використовуються підсилювачі класу С внаслідок значно більшого коефіцієнту корисної дії в порівнянні з підсилювачами класу А та В.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

Суттєвим недоліком підсилювачів класу А, АВ, В та С є залежність величини коефіцієнта корисної дії від амплітуди підсилюваного сигналу, причому меншій амплітуді відповідає менша величина коефіцієнта корисної дії.

У моногармонійному режимі підсилювача потужності граничні можливості підвищення енергетичних показників можливе при використанні прямокутного імпульсу колекторного струму. В цьому випадку, за рахунок більшої величини коефіцієнта форми, від підсилювача можна отримати більшу потужність при заданому куті відсікання, або зменшити кут відсікання і збільшити коефіцієнт корисної дії до заданого значення.

Радикального підвищення енергетичної ефективності підсилювачів у приведених режимах роботи реалізувати не можливо.

Результат підвищення енергетичної ефективності підсилювачів можливо досягнути за рахунок використання схем підсилювачів з ключовими режимами роботи.

Перспективним є використання підсилювачів потужності у ключовому режимі роботи.

РОЗДІЛ 3

ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ТА ФУНКЦІОНУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ У КЛЮЧОВИХ РЕЖИМАХ РОБОТИ

3.1. Підсилювачі з ключовим режимом роботи класу D

Коефіцієнт корисної дії є основним параметром підсилювачів потужності. Особливо це важливо для портативної апаратури, такої як радіо, стільникові телефони та авіаційні системи цифрового зв'язку і передачі даних. Підсилювачі з високим коефіцієнтом корисної дії використовуються і в стаціонарних пристроях, таких як комп'ютери або телевізори. Підсилювачі класу C дозволяють отримати досить велике значення к.п.д. але не достатнє для кардинального підвищення енергетичної ефективності радіотехнічних пристроїв та систем [6].

Основним параметром, що визначає споживання енергії вихідним підсилювальним каскадом, є потужність, що розсіюється на його транзисторах. При цьому потужність не розсіюватиметься у двох випадках:

1. Струм через транзистор при ненульовій напрузі дорівнює нулю;
2. напруга на транзисторі при ненульовому струмі дорівнює нулю.

Ці умови виконуються під час роботи транзистора у ключовому режимі. Перше умова буде виконано, якщо транзистор повністю закрити (режим відсічення). Друга умова буде виконана, якщо транзистор повністю відкрити (режим насичення). Так працюють транзистори в цифрових мікросхемах, наприклад, КМОП логіки.

Але ж у цьому випадку амплітуда сигналу на виході матиме лише два рівні. Для того, щоб можна було отримати амплітуду сигналу, що відповідає вхідному, на виході підсилювача сигналу, у ключовому режимі використовується широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) або дельта-сигма модуляція [7].

Широтно-імпульсна модуляція реалізується за допомогою компаратора, на входи якого подаються корисний сигнал та пилкоподібна напруга

модулятора. У результаті ширина імпульсу з його виході буде пропорційна амплітуді корисного сигналу. Цей процес ілюструється рис. 3.1.

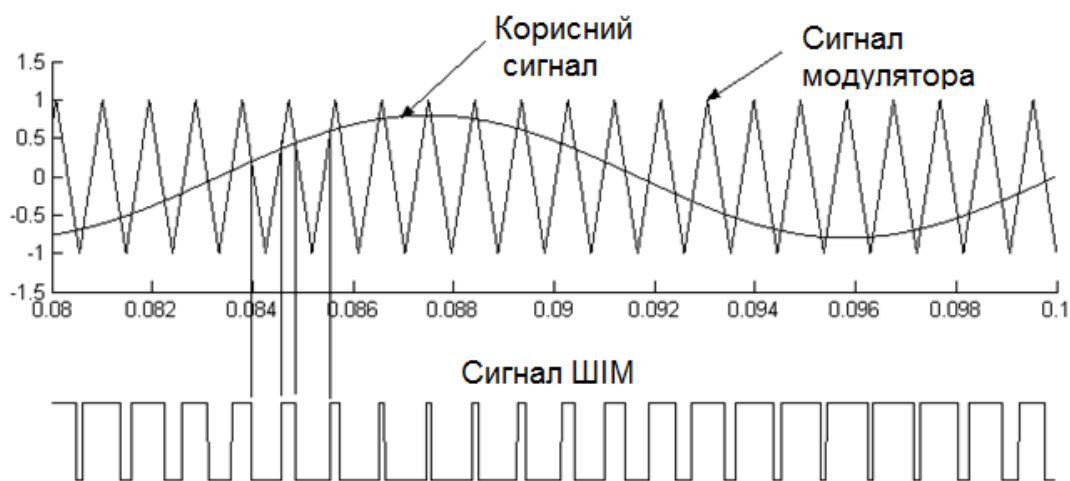


Рис. 3.1. Процес формування сигналу ШІМ

Як очевидно з рис.3.1., середній рівень сигналу залежить від ширини імпульсів. Чим вона менша — тим менше буде середній рівень сигналу, чим більше — тим більше. У спектрі сигналу широтно-імпульсної модуляції є вихідний високочастотний сигнал, тому зворотне перетворення ШІМ в аналоговий сигнал здійснюється відповідним фільтром фільтром низької частоти. Достатньо відфільтрувати високочастотні складові дворівневого сигналу та посилений початковий сигнал можна подавати в антену. Спектр широтно-імпульсної модуляції синусоїдального сигналу наведено рис. 3.2.

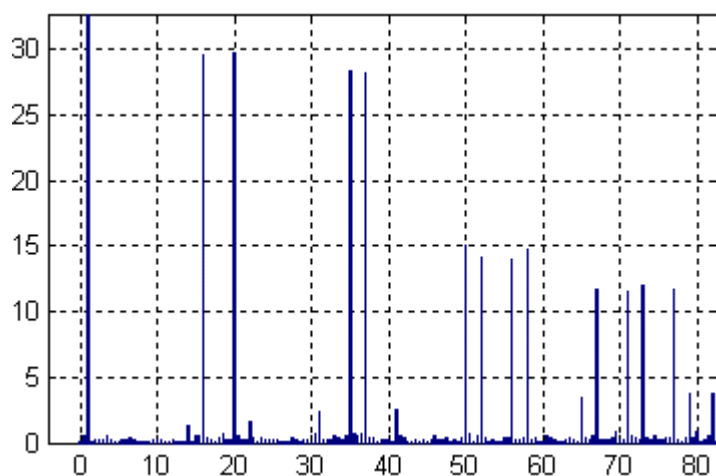


Рис. 3.2. Спектр сигналу широтно-імпульсної модуляції

Так як потужність на виході підсилювача потужності зазвичай становить значення від одиниць до сотень ват, зазвичай застосовуються LC фільтри. Завдання фільтра полягає у придушенні частоти пілкоподібного сигналу, модульованого корисним сигналом та його гармонік. Для того, щоб можна було застосувати найпростіший фільтр другого порядку, частоту пілкоподібного сигналу вибирають у межах двох мегагерц. Так як частота модулюючого сигналу перевищує верхню частоту звукового спектру в 100 разів, то фільтр другого порядку, що складається з індуктивності і конденсатора, здатний придушити сигнали, що заважають, на 80 дБ (при відповідному конструктивному виконанні) [8].

Головний плюс підсилювачів класу D, заради якого і починалася історія з модуляцією сигналу – енергоефективність. Причому і в теоретичних викладках, і в реальних цифрах це дає такий приріст коефіцієнту корисної дії, з яким хоч якось може зрівнятися хіба що перехід від класу А до класу С, а всі досягнення інших класів на його фоні здаються досить слабкою спробою .

Працюючи в імпульсному режимі, половину часу транзистор проводить у повністю закритому стані, а значить має нульовий струм спокою та не споживає енергії. При цьому в момент увімкнення транзистор працює на повну потужність, перенаправляючи всю енергію, що надходить від блоку живлення, на вихід підсилювача.

У результаті, ці теоретичні 100% ККД при практичній реалізації дають справді чудові значення порядку 90-95%. Оскільки лише одиниці відсотка енергії витрачаються на нагрівання транзисторів, радіатори можна використовувати зникаючим малого розміру. Для отримання на виході 100-200 Вт на канал підсилювач класу А повинен мати радіатори, що займають одну або обидві бічні стінки корпусу, а підсилювач класу D обійдеться шматочком алюмінію розміром один-два сірникові коробки.

До речі, те саме можна сказати про розмір плати підсилювача потужності: у класі D вона виходить у рази компактнішим, навіть якщо збирається не на мікросхемах, а на дискретних елементах. Та й насамкінець, підсилювачі класу

D мають меншу собівартість, ніж можна порівняти за потужністю моделі інших класів [9].

Структурну схему підсилювача потужності, що працює в режимі класу D, наведено на рис.3.3.

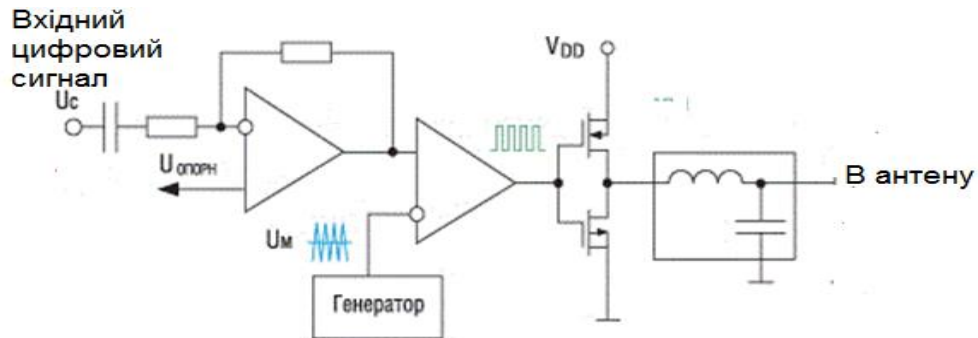


Рис. 3.3. Структурна схема підсилювача потужності

Дана схема складається з вхідного підсилювача, що забезпечує необхідне підсилення вхідного сигналу на вході компаратора напруги, на другий вхід якого подається пилкоподібна напруга, і вихідного каскаду, зібраного на комплементарних польових транзисторах. Саме ці транзистори і забезпечують необхідну вихідну потужність. Їхня швидкодія визначає коефіцієнт корисної дії підсилювача. Наприклад, для оцінки коефіцієнта корисної дії можна скористатися залежністю розсіюваної потужності від вихідної потужності. На рис.3.4 наведено характеристики мікросхем підсилювача класу D фірми TexasInstruments TRA2012D2 [10].

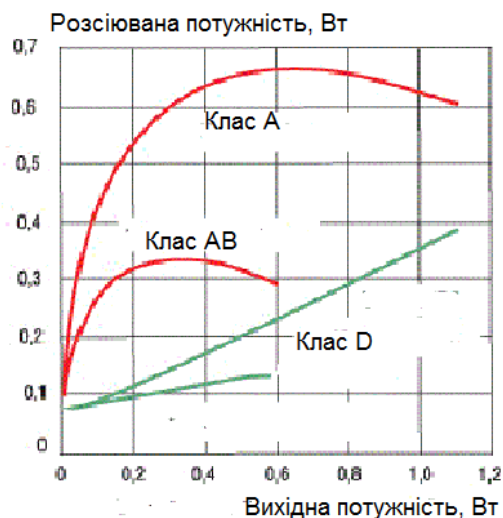


Рис. 3.4. Порівняльні характеристики розсіюваної потужності

Дещо інший підхід для побудови підсилювачів класу D використовує фірма Analogdevices. У її мікросхемах замість ШІМ модулятора використовується модулятор дельта-сигма. Структурна схема такого підсилювача приведена на рис. 3.5.

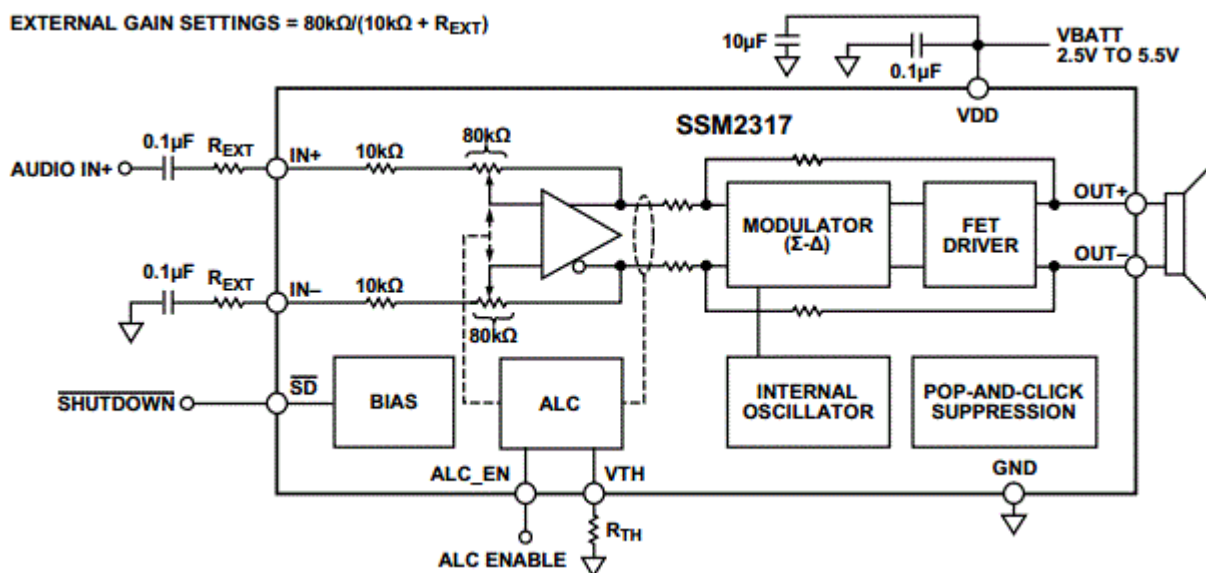


Рис. 3.5. Структурна схема підсилювача з дельта –сигма модуляцією.

В даний час випускається велика кількість мікросхем підсилювачів класу D великої потужності. Як приклад можна назвати розробки фірм MPS (Monolithic Power Systems) та Texas Instruments

Слід зазначити, що такі схеми практично не вимагають громіздких радіаторів, що розсіюють надмірне тепло.

3.2. Підсилювачі з ключовим режимом роботи класу E

Підсилювач класу E є підсилювачем, що працює в ключовому режимі. У вітчизняній літературі не проводиться поділу ключового режиму на різні класи, однак, враховуючи суттєві відмінності роботи транзистора в ключовому режимі на низьких та високих частотах, ми будемо дотримуватись зарубіжної класифікації.

Особливості роботи підсилювача класу E полягають в тому, що на вхід транзистора, що працює в ключовому режимі, подається високочастотний

сигнал, корисна інформація в якому міститься в частоті і фазі. Амплітудна модуляція в ньому відсутня, тому підсилювачі класу E в основному підходять лише посилення сигналів з кутовою модуляцією, таких як F3E, G3E для аналогових сигналів або F1D, G1D (види модуляції GMSK, MSK, FFSK) для цифрових видів модуляції. Ввести амплітудну складову модуляції можна змінюючи напругу живлення цих підсилювачів в DC-DC перетворювачах[8].

Основним недоліком підсилювача класу D, що працює на високих частотах, є зниження коефіцієнта корисної дії через вплив вихідної ємності транзистора та паразитних ємностей друкованої плати. У підсилювачах класу E ці ємності включаються до складу схеми підсилювача. Спрощена схема підсилювального каскаду, що працює за цим принципом, наведена на рис. 3.6.

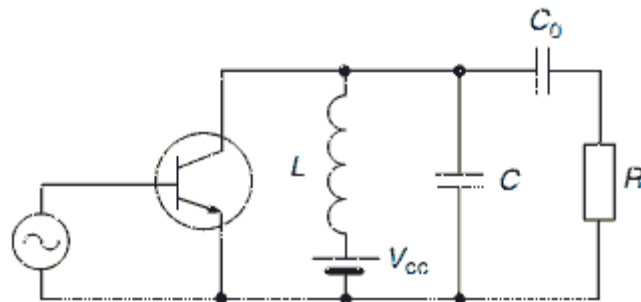


Рис. 3.6. Спрощена схема підсилювача класу E

У даній схемі транзистор VT1 працює як електронний ключ, конденсатор C0 запобігає протіканню постійного струму по опору навантаження R. Для спрощення розуміння основних принципів роботи підсилювача класу E скористаємося еквівалентною схемою, наведеною на рис. 3.7.

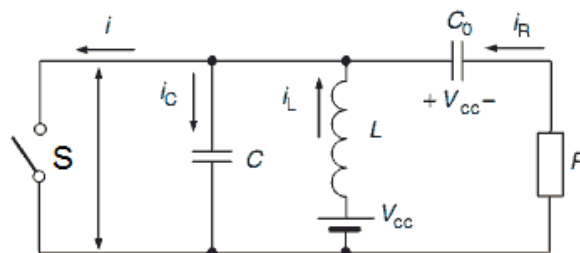


Рис. 3.7. Еквівалентна схема підсилювача класу E

При замиканні ключа S струм, що протікає по індуктивності L , починає зростати за експонентним законом. Так як опір відкритого ключа дорівнює нулю, то і напруга на ньому в цей момент дорівнює нулю [9].

При розмиканні ключа S струм індуктивності I_0 починає заряджати конденсатор C до складу якого входять всі паразитні ємності схеми. Струм через ключ у цей час дорівнює нулю. Часові діаграми напруги та струму у схемі, наведеній на рис. 3.7., показані на рис. 3.8.

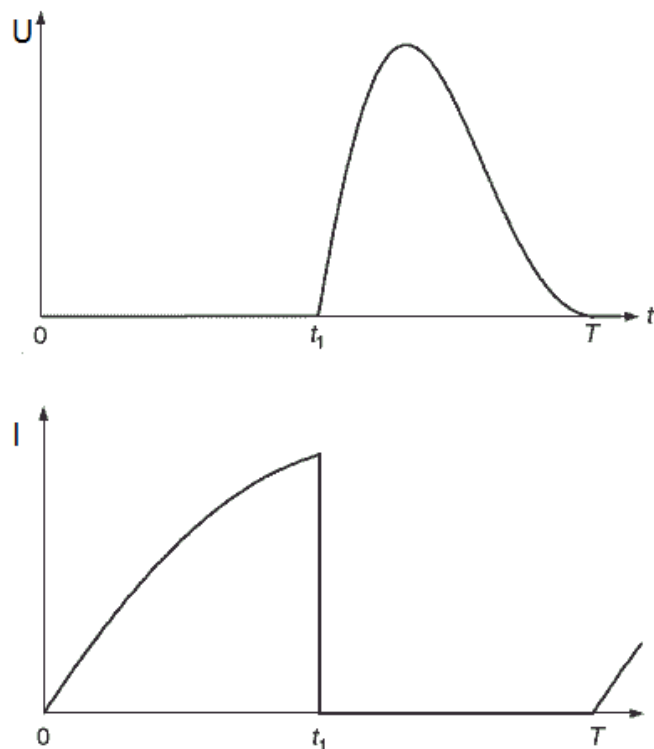


Рис. 3.8. Часові діаграми напруги та струму у схемі підсилювача класу E

Як видно з цих часових діаграм, якщо напруга на конденсаторі в момент часу T дорівнює нулю, то коефіцієнт корисної дії підсилювача можна отримати рівним 100%.

На жаль, напруга і струм на виході підсилювача, зображеного на рис.3.6, істотно відрізняються від синусоїдальних. Такий сигнал подавати в антену не можна. Тому для того, щоб пропустити на вихід схеми лише сигнал основної частоти, між опором навантаження та виходом підсилювача ставлять LC контур. Подібна принципова схема підсилювача класу E наведена рис. 3.9.

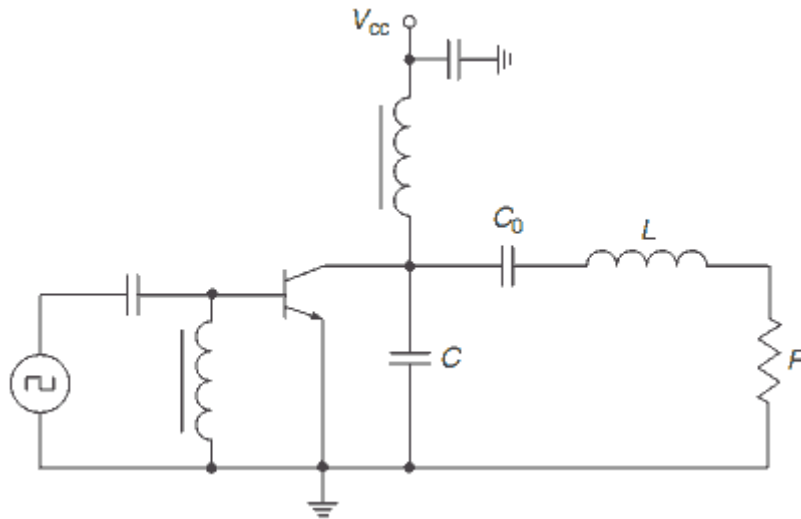


Рис. 3.9. Варіант принципової схеми підсилювача класу E

Необхідність використання LC контура обмежує використання підсилювача потужності класу E, тому що на різних робочих частотах необхідно переналаштовувати контур на виставлену робочу частоту. Додаткова схема налаштування буде вносити додаткові паразитні параметри, що компенсує переваги схеми E перед схемою D [9].

Використання підсилювачів в ключових режимах роботи розв'язує питання підвищення коефіцієнта корисної дії, проте виникає ряд труднощів, а саме:

1) забезпечення роботи підсилювального елемента у ключовому режимі вимагає введення до структури підсилювача блоку широтної або частотної модуляції;

2) прямокутні імпульси, сформовані модулятором, займають досить широкий спектр, отже, діапазон підсилюваних частот наступних підсилювачів імпульсів повинен бути достатньо широким;

3) робота підсилювального елемента у ключовому режимі приводить до збільшення величини нелінійних спотворень;

4) комутація потужних сигналів ключовим елементом зумовлює до виникнення значного рівня перешкод, що погіршує роботу самого підсилювача й погіршує умови електромагнітної сумісності з іншими приладами.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

1. У розділі розглянуто особливості побудови та функціонування підсилювачів потужності ключового режиму роботи.

2. Такі підсилювачі мають ряд переваг перед підсилювачами інших режимів роботи, а саме:

- забезпечують самий високий коефіцієнт корисної дії(теоретично до 100%);

- не потребують громіздких радіаторів для відводу тепла при нагріві активного елемента(транзистора або лампи);

- електрична схема підсилювачів достатньо проста, що забезпечує невисоку вартість підсилювача та високу надійність.

3. В радіочастотному діапазоні можна використовувати підсилювачі як класу D так і класу E. Особливих переваг між собою вони не мають.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЧА КЛАСУ D

4.1. Структурна схема підсилювача потужності

Вибір структурної схеми підсилювача потужності як показано в попередніх розділах має вигляд приведений на рис.4.1 і складається з наступних елементів:

- широтно-імпульсного модулятора;
- драйвера вихідного каскаду;
- вихідного каскаду.

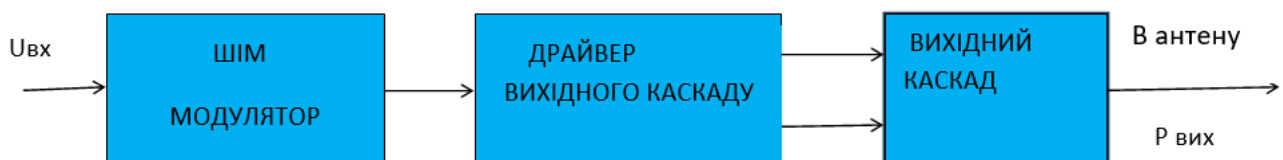


Рис. 4.1. Структурна схема підсилювача потужності класу D

ШИМ- модулятор призначений для формування сигналів з широтно-імпульсною модуляцією, тривалість сигналу при цьому пропорційна амплітуді сигналу, що підлягає модуляції.

Каскад ШИМ-модулятора [15].

Сигнал ШИМ можна отримати за допомогою як аналогової, так і цифрової схеми, так само, як аналоговим або цифровим може бути джерело звуку. Найпростіше отримати сигнал ШИМ порівнянням трикутної напруги зі звуковим сигналом, як це показано на рис. 4.2. Якщо джерело цифрового сигналу, перетворити імпульсно-кодovu модуляцію в ШИМ можна, використовуючи цифровий сигнальний процесор. У будь-якому випадку, першорядне значення для формування ШИМ сигналу мають величина джитера і стабільність всіх генераторів, так як кілька пікосекунд середньоквадратичного значення джиттера назавжди поховують мрії про створення підсилювача зі

ставленням сигнал/шум краще за 100 дБ. У цифрових ШІМ системах додається помилка квантування, що породжується кінцевим числом рівнів ШІМ.

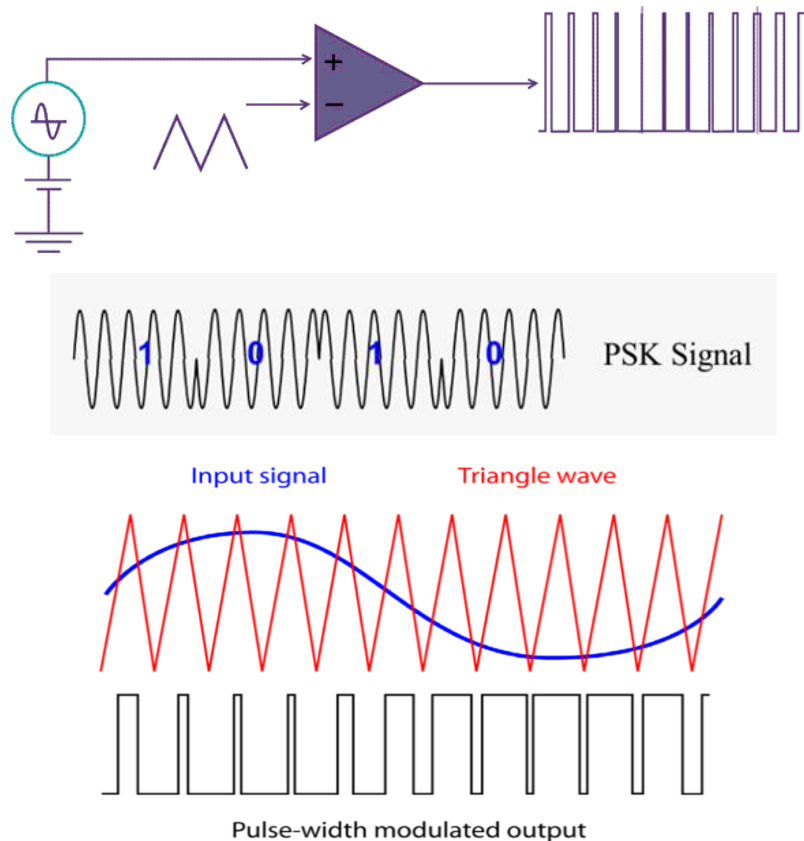
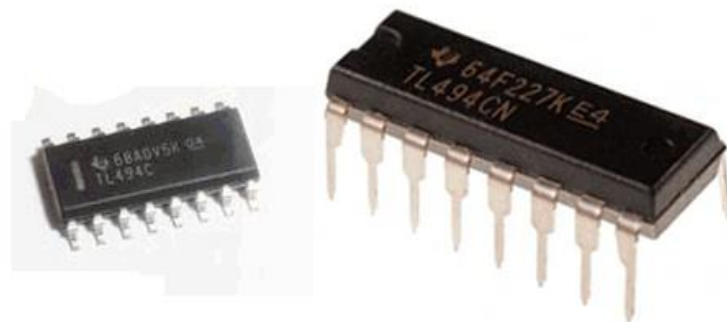


Рис. 4.2. Структурна схема та принцип роботи ШІМ-модулятора

Виходячи з умов завдання вибираємо ШІМ-модулятор типу TL494.

TL494 (Texas Instruments) – це найпоширеніший ШІМ-контролер, на базі якого створювалася основна маса комп'ютерних блоків живлення, силові частини різних побутових приладів та радіотехнічних пристроїв [14].



Структурна схема ШІМ-модулятора TL494 приведена на рис.4.3.

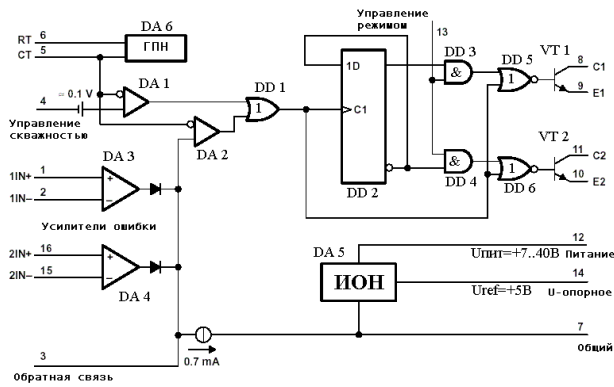


Рис. 4.3. Структурна схема ШІМ-модулятора

У її складі є:

- генератор пилкоподібної напруги (ДПН);
- компаратор регулювання мертвого часу (DA1);
- компаратор регулювання ШІМ (DA2);
- підсилювач помилки 1 (DA3), використовується в основному за напругою;
- підсилювач помилки 2 (DA4), використовується в основному сигналу обмеження струму;
- стабільне джерело опорної напруги (ІОН) на 5В із зовнішнім виведенням 14;
- Схема управління роботою вихідного каскаду.

Рекомендовані робочі параметри.

| Параметри | Мін. | Макс. | Од. вим. |
|---------------------------------------|------|--------------|----------|
| VCC Напруга живлення | 7 | 40 | В |
| VI Напруга на вході підсилювача | -0,3 | $V_{CC} - 2$ | В |
| VO Напруга на колекторі | | 40 | В |
| Струм колектора (кожного транзистора) | | 200 | мА |
| Струм зворотного зв'язку | | 0,3 | мА |
| fOSC Частота генератора | 1 | 300 | кГц |
| CT Ємність конденсатора генератора | 0,47 | 10000 | нФ |
| RT Опір резистора генератора | 1,8 | 500 | кОм |
| TA Робоча температура TL494C | 0 | 70 | °C |
| | -40 | 85 | °C |

Розташування та призначення виводів мікросхеми показано на рис.4.4 [8].



Рис. 4.4. Розташування виводів мікросхеми ШІМ-модулятора

Вивід 1. Не інвертуючий (позитивний) вхід підсилювача помилки 1.

Якщо вхідна напруга на ньому буде нижчою, ніж напруга на виведенні 2, то на виході цього підсилювача помилки 1, напруги не буде (вихід матиме низький рівень) і він не буде впливати на ширину (скважність) вихідних імпульсів.

Якщо на цьому висновку напруга буде вищою, ніж на виведенні 2, то на виході цього підсилювача 1, з'явиться напруга (вихід підсилювача 1, матиме високий рівень) і ширина (шпаруватість) вихідних імпульсів буде зменшуватися тим більше, чим вище вихідна напруга цього підсилювача (Максимум 3,3 вольт).

Вивід 2. Це інвертуючий (негативний) вхід підсилювача сигналу 1 помилки.

Якщо вхідна напруга на цьому висновку вище, ніж на виведенні 1, на виході підсилювача помилки напруги не буде (вихід матиме низький рівень) і він не буде впливати на ширину (шпаровість) вихідних імпульсів.

Якщо напруга на цьому виводі нижче, ніж на виведенні 1, вихід підсилювача матиме високий рівень.

Підсилювач помилки, це звичайний ОУ з коефіцієнтом посилення порядку = 70..95дБ за постійною напругою ($K_u = 1$ на частоті 350 кГц). Діапазон вхідної напруги ОУ простягається від -0.3В і до напруги живлення,

мінус 2В. Тобто максимальна вхідна напруга має бути нижчою за напругу живлення мінімум на два вольти.

Вивід 3. Це виходи підсилювачів помилки 1 і 2, з'єднаних із цим висновком через діоди (схема АБО). Якщо напруга на виході будь-якого підсилювача змінюється з низького на високий рівень, то на виведенні 3 воно також переходить у високий.

Якщо напруга на цьому висновку перевищить 3,3, то імпульси на виході мікросхеми пропадають (нульова шпаруватість).

Якщо напруга на цьому виведенні близько до 0, тоді тривалість вихідних імпульсів (шпаруватість) буде максимальна.

Вивід 3 зазвичай використовується для забезпечення ОС підсилювачів, але якщо це необхідно, вивід 3 може бути використаний і в якості вхідного, для забезпечення зміни ширини імпульсів.

Якщо напруга на ньому висока ($U > \sim 3,5$), то імпульси на виході МС будуть відсутні. Блок живлення не запусниться за жодних обставин.

Вивід 4. Він управляє діапазоном зміни "мертвого" часу (англ. Dead-Time Control), в принципі це та сама шпаруватість.

Якщо напруга на ньому буде близько до 0, то на виході мікросхеми будуть, як мінімально можливі, так і максимальні по ширині імпульси, що може задаватися іншими вхідними сигналами (підсилювачі помилок, висновок 3).

Якщо напруга на цьому висновку буде близько 1,5, то ширина вихідних імпульсів буде в районі 50% від їх максимальної ширини.

Якщо напруга на цьому висновку перевищить 3,3, то імпульси на виході МС будуть відсутні. Блок живлення не запусниться за жодних обставин.

Але варто не забувати, що при збільшенні "мертвого" часу діапазон регулювання ШІМ буде зменшуватися.

Змінюючи напругу на виведенні 4, можна задавати фіксовану ширину "мертвого" часу (R-R дільником), здійснити в БП режим м'якого старту (R-C ланцюжком), забезпечити дистанційне вимкнення МС (ключ), а також можна використовувати цей висновок, як лінійний вхід, що управляє.

Давайте розглянемо (для тих, хто не знає), що таке "мертве" час і для чого воно потрібне.

При роботі двотактної схеми БП імпульси по черзі подаються з виходів мікросхеми на бази (затвори) вихідних транзисторів. Так як будь-який транзистор - інерційний елемент, він не може миттєво закритися (відкритися) при знятті (подачі) сигналу з бази (затвора) вихідного транзистора. І якщо на вихідні транзистори подавати імпульси без "мертвого" часу (тобто з одного імпульсу зняти і на другий відразу подати), може наступити такий момент, коли один транзистор не встигне закритися, а другий вже відкрився. Тоді весь струм (називається наскрізний струм) потече через обидва відкритих транзистори минаючи навантаження (обмотку трансформатора), і оскільки він ні чим не буде обмежений, вихідні транзистори миттєво вийдуть з ладу.

Щоб таке не сталося, необхідно після закінчення одного імпульсу і до початку наступного - пройшов якийсь певний час, достатній для надійного закриття вихідного транзистора, з входу якого знятий керуючий сигнал.

Цей час і називається "мертвим" часом.

Так, ще якщо подивитися малюнок зі складом мікросхеми, то бачимо, що вивід 4 з'єднаний з входом компаратора регулювання мертвим часом (DA1) через джерело напруги, величиною 0,1-0,12 В. Для чого це зроблено?

Це якраз і зроблено для того, щоб максимальна ширина (скважність) вихідних імпульсів ніколи не дорівнювала 100%, для забезпечення безпечної роботи вихідних (вихідного) транзисторів.

Тобто якщо "посадити" виведення 4 на загальний провід, то на вході компаратора DA1 все одно не буде нульової напруги, а буде напруга цієї величини (0,1-0,12 В) і імпульси з генератора пилкоподібної напруги (ГПН) з'являться на виході мікросхеми тільки тоді, коли їхня амплітуда на виведенні 5, перевищить цю напругу. Тобто мікросхема має фіксований максимальний поріг шпаруватості вихідних імпульсів, який не перевищить для одноктного режиму роботи вихідного каскаду 95-96%, та для двотактного режиму роботи вихідного каскаду – 47,5-48%.

Вивід 5. Це висновок ГПН, він призначений для підключення до нього конденсатора C_t , що задає час, другий кінець якого приєднується до загального проводу. Місткість його вибирається зазвичай від 0,01 мкФ до 0,1 мкФ, залежно від вихідної частоти ГПН імпульсів ШІМ-контролера. Як правило, тут використовуються конденсатори високої якості. Вихідну частоту ДПН можна контролювати на цьому виводі. Розмах вихідної напруги генератора (амплітуда вихідних імпульсів)десь у районі 3-х вольт.

Вивід 6. Теж вивід ДПН, призначений для підключення до нього резистора R_t , що вчасно задає, другий кінець якого приєднується до загального проводу.

Величини R і C визначають вихідну частоту ГПН і розраховуються за формулою для одноктного режиму роботи;

$$F_{\text{гпн}} = 1/(R * C),$$

де F , R , C – кГц, ком, мкФ.

Вивід 7. Він приєднується до загального дроту схеми пристрою на ШІМ-контролері.

Вивід 8. У складі мікросхеми є вихідний каскад із двома вихідними транзисторами, які є її вихідними ключами. Виводи колекторів та емітерів цих транзисторів вільні, і тому залежно від необхідності, ці транзистори можна включати у схему для роботи як із загальним емітером, так і із загальним колектором.

Залежно від напруги на виводі 13 цей вихідний каскад може працювати як в двотактному режимі роботи, так і в одноктному. В одноктному режимі роботи ці транзистори можна з'єднувати паралельно збільшення струму навантаження, що зазвичай роблять.

Вивід 9. Це вивід емітера транзистора 1.

Вивід 10. Це вивід емітера транзистора 2.

Вивід 11. Це колектор транзистора 2.

Вивід 12. До цього вивіду приєднується "плюс" джерела живлення TL494CN.

Вивід 13. Це виведення режиму роботи вихідного каскаду. Якщо цей вивід підключити до спільного проводу, вихідний каскад працюватиме в одноканальному режимі. Вихідні сигнали на виводах транзисторних ключів будуть однаковими.

Якщо подати цей вивід напруга +5 (з'єднати між собою виводами 13 і 14), то вихідні ключі працюватимуть у двоканальному режимі. Вихідні сигнали на виводах транзисторних ключів будуть протифазними і частота вихідних імпульсів буде вдвічі меншою.

Вивід 14. Це вихід стабільного джерела опорної напруги (ІОН), з вихідною напругою +5 і вихідним струмом до 10 мА, яке може бути використане як опорне для порівняння в підсилювачах помилки, і в інших цілях.

Вивід 15. Він працює так само, як і вивід 2. Якщо другий підсилювач помилки не використовується, то вивід 15 просто підключають до 14-го виводу (опорна напруга +5).

Вивід 16. Він працює так само, як і вивід 1. Якщо другий підсилювач помилки не використовується, його зазвичай підключають до загального проводу (вивід 7).

З виводом 15, підключеним до +5 і виводом 16, підключеним до загального дроту, вихідна напруга другого підсилювача відсутня, тому він не впливає на роботу мікросхеми.

Принцип роботи мікросхеми.

При типовому включенні мікросхеми та подачі на неї живлення (мінус на вивід 7, плюс на вивід 12), ГПН починає виробляти пілкоподібні імпульси, амплітудою близько 3-х вольт, частота яких залежить від підключених С і R до виводів 5 і 6 мікросхеми.

Якщо величина керуючих сигналів (на виводі 3 і 4) менше 3-х вольт, то на вихідних ключах мікросхеми з'являються прямокутні імпульси, ширина яких залежить від величини керуючих сигналів на виводі 3 і 4.

Тобто в мікросхемі йде порівняння позитивної пілкоподібної напруги з конденсатора C_t (C1) з будь-яким із двох керуючих сигналів.

Логічні схеми управління вихідними транзисторами VT1 і VT2 відкривають їх тільки тоді, коли напруга пилкоподібних імпульсів вище сигналів управління. І чим більша ця різниця, тим ширший вихідний імпульс (більше шпаруватість).

Таким чином, збільшення або зменшення величини якогось керуючого сигналу, викликає відповідно лінійне зменшення або збільшення ширини імпульсів напруги на виходах мікросхеми[9].

Як керуючі сигнали, як вже було сказано вище, може бути використане напруга з виводу 4 (управління «мертвим часом»), входи підсилювачів помилки або вхід сигналу зворотного зв'язку безпосередньо з виводу 3.

В робочому режимі схема ШІМ-модулятора приведена на рис. 4.5.

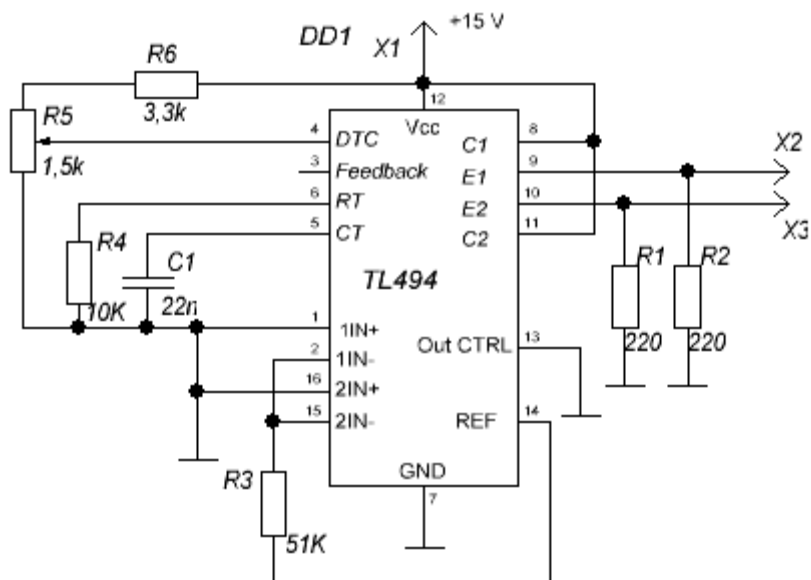


Рис. 4.5. Принципова електрична схема ШІМ-модулятора

Вибір драйвера вихідних транзисторів.

Для збалансованої взаємодії між керуючою схемою (ШІМ-модулятором) та вихідними каскадами підсилювача потужності призначені потужні високошвидкісні драйвери MOSFET-транзисторів.

Драйвери мають високі вихідні струми, малі тривалості фронту, спаду, затримки та інші особливості, що дозволяють працювати вихідні транзистори у ключовому режимі. Драйвер один зовнішній висновок (у двотактних схемах два), який відноситься до обов'язкових. Він може бути як попереднім

імпульсним підсилювачем, так безпосередньо ключовим елементом у складі імпульсного джерела живлення [10].

Як керований прилад у силових схемах різного призначення можуть застосовуватися біполярні транзистори, МОП – транзистори та прилади тригерного типу (тиристри, симістри). Вимоги до драйвера, що здійснює оптимальне управління в кожному з цих випадків різні. Драйвер біполярного транзистора повинен керувати струмом бази при включенні та забезпечувати розсмоктування неосновних носіїв у базі на етапі вимкнення. Максимальні значення струму управління при цьому мало відрізняються від усереднених відповідному інтервалі. МОП – транзистор керується напругою, однак на початку інтервалів увімкнення та вимкнення драйвер повинен пропускати великі імпульсні струми заряду та розряду ємностей приладу. Прилади тригерного типу вимагають формування короткого імпульсу струму тільки на початку інтервалу включення, оскільки вимкнення (комутація) у найбільш поширених приладах відбувається по основним, а не керуючим електродам. Всі ці вимоги в тій чи іншій мірі повинні задовольняти відповідні драйвери.

В даний час як силові ключі великої і середньої потужності застосовуються в основному MOSFET і IGBT транзистори. Якщо розглядати ці транзистори як навантаження для схеми їх управління, то вони є конденсаторами з ємністю в тисячі пікофарад. Для відкриття транзистора, цю ємність необхідно зарядити, а при закритті - розрядити, і якнайшвидше. Зробити це потрібно не тільки для того, щоб транзистор встигав працювати на високих частотах. Чим вище напруга на затворі транзистора, тим менше опору каналу у MOSFET або менше напруга насичення колектор-емітер IGBT транзисторів. Порогове значення напруги відкриття транзисторів зазвичай становить 2 - 4 вольти, а максимальне при якому транзистор повністю відкритий 10-15 вольт. Тому слід подавати напругу 10-15 вольт. Але навіть у такому разі ємність затвора заряджається не відразу і якийсь час транзистор працює на нелінійній ділянці своєї характеристики з великим опором каналу, що призводить до великого падіння напруги на транзисторі та його надмірного нагрівання. Це так зване проявлення ефекту Міллера [10].

Для підсилювача, що розробляється, вибираємо драйвер типу LM27222.
Структурна схема драйвера приведена на рис. 4.6.

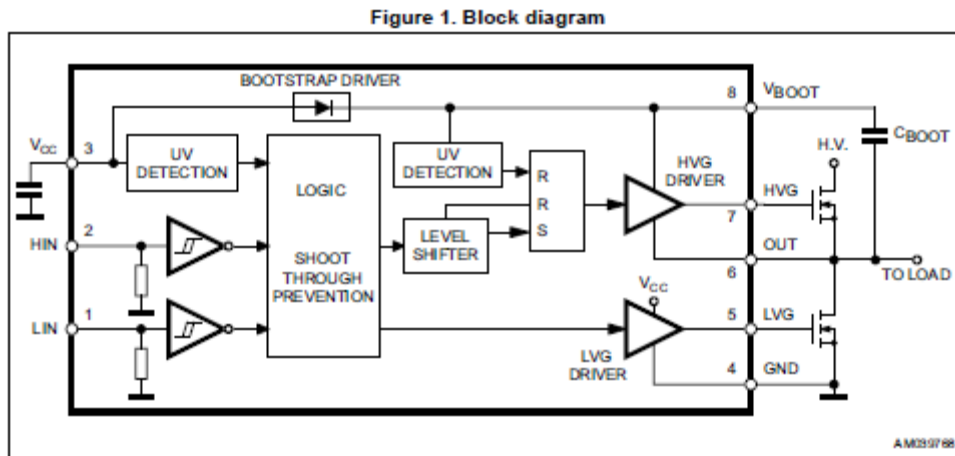


Рис. 4.6. Структурна схема драйвера LM27222

LM27222 - це двоканальний драйвер MOSFET для керування MOSFET у двотактних конфігураціях, як зазвичай використовується в електротехнічних та радіотехнічних пристроях. LM27222 узгоджує вихід з ШІМ- контролера і забезпечує належне синхронізацію та рівні запуску силового каскаду MOSFET, а також адаптивний захист від пробую транзисторів, запобігає пошкодженню та ефективно зменшує прохідні струми. Адаптивна схема захисту від пробую також зменшується мертвий час до 10 нс, що забезпечує найвищу операційну ефективність.

Піковий струм джерела і спаду для кожного драйвера LM27222 приблизно 3 А і 4,5 А відповідно з $V_{ж}=5В$. Продуктивність системи також покращується за рахунок збереження затримок поширення до 8 нс. Мінімальнийширина вихідного імпульсу, реалізована на виході МОП-транзисторів, дорівнює 30 нс Це забезпечує високі робочі частоти.



Рис. 4.7. Зовнішній вигляд мікросхеми драйвера LM27222

Вибір вихідних транзисторів.

Вихідний каскад складається з двох ідентичних N MOSFET транзисторів T1 та T2 та роздільних конденсаторів.

Виходячи з технічного завдання по робочій частоті та вихідній потужності вибираємо MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors), типуFDP3651U з наступними параметрами:

Максимальна потужність, що розсіюється (Pd): 255 W

Гранично допустима напруга сток-витік |U_{ds}|: 100 V

Гранично допустима напруга затвор-витік | U_{gs} |: 20 V

Порогова напруга включення | U_{gs} (th) |: 5.5 V

Максимально допустимий постійний струм стоку | Id |: 80 A

Максимальна температура каналу (T_j): 175 °C

агальний заряд затвора (Q_g): 49 nC

Опір сток-витік відкритого транзистора (R_{ds}): 0.018 Ом

Принципова електрична схема підсилювача потужності має вигляд, приведений на рис.4.8.

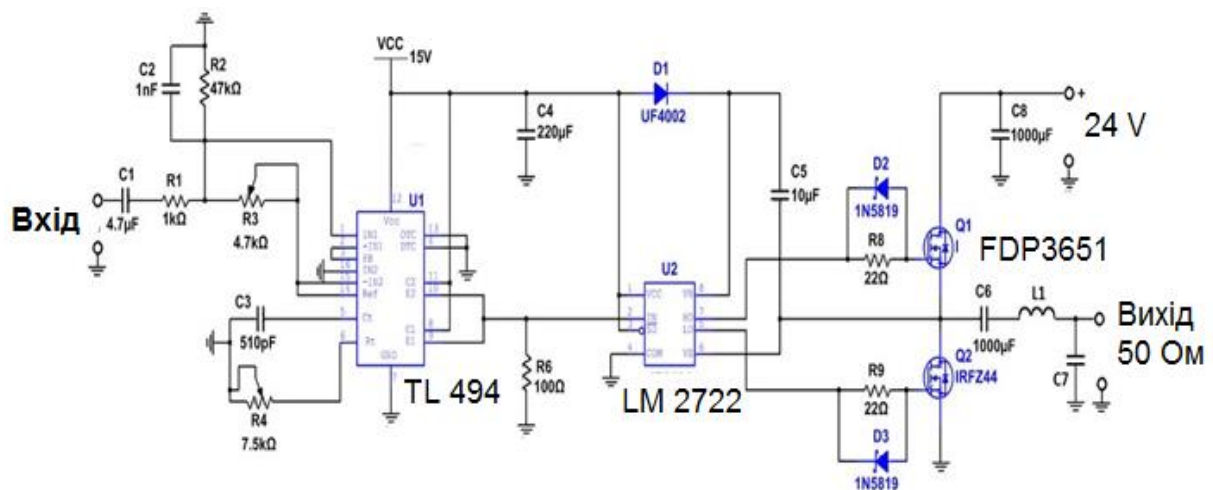


Рис. 4.8. Принципова електрична схема підсилювача потужності класу D.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4

1. У розділі розроблено структурну та принципову електричну схеми підсилювача потужності класу D.

2. Проведено розрахунок та виконано вибір схеми ШІМ- модулятора та розраховано і побудовано принципову електричну схему ШІМ –модулятора та драйвера вихідного каскаду.

3. Проведено розрахунок та виконано вибір схеми вихідного каскаду з урахуванням максимального значення робочої частоти та вихідної потужності.

ВИСНОВКИ

1. Особливість сучасних цифрових передавачів полягає в тому, що формування радіосигналу виконується програмними способами. Це означає, що енергетичні параметри передавача визначаються в основному тільки вихідним підсилювачем потужності. Актуальною задачею при цьому є необхідність розробки генераторів та підсилювачів сигналу з високим коефіцієнтом корисної дії.

2. Показано, що перехід до широкого використання цифрових сигналів дає змогу будувати підсилювачі з високим коефіцієнтом корисної дії за рахунок реалізації в підсилювачах потужності ключових режимів роботи.

3. Розроблений вихідний підсилювач потужності класу D має втрати потужності у кілька разів менші порівняно з аналогічними підсилювачами класу C у всьому діапазоні вихідних потужностей. Найбільший виграш виходить за середньої вихідної потужності. Коефіцієнт корисної дії підсилювача класу D у 1,5..2,5 рази вище, ніж у підсилювача класу C і становить 92....96%.

4. Потужність, що розсіюється на колекторі транзистора підсилювача класу D в 9 разів менша в порівнянні з режимами A та у 4 рази менша в порівнянні з класом C.

Це значно зменшує масогабаритні характеристики підсилювача класу D за рахунок значного спрощення системи охолодження транзисторів вихідного каскаду.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Радіопередавальні пристрої: підручник для вузів/В.В. Шахгільдян та ін; За ред. В.В. Шахгільдяна. - М.: Радіо і зв'язок, 2003. - 596 с.
2. В.І.Каганов. Транзисторні радіопередавачі. - М.: Енергія, 1976. - 448 с.
3. Проектування радіопередавальних пристроїв. Навч. посібник для вузів/В.В. Шахгільдян та ін; За ред. В.В. Шахгільдяна. - М.: Радіо і зв'язок, 1993. - 512 с.
4. Дігтяр Г.А. Пристрої генерування та формування сигналів: навч. посібник. Вид-во НДТУ, 2007. - 998 с.
5. Громорушкін В.М. Підвищення ККД ключових підсилювачів потужності // Широкопasmові радіотехнічні ланцюги та пристрої ВЧ та НВЧ. Міжвузівський збірник наукових праць. - НЕТІ, 1987. - С. 60-63.
6. Абрамова Є.С. Дослідження схем резонансних підсилювачів високої частоти у режимі класу D. // Сучасні проблеми науки та освіти: науковий журнал. 2014. - №6.
7. Сокал О. Клас D- новий клас високоефективних односторонніх імпульсних підсилювачів потужності, що настроюються, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-10, pp. 168-176, June 2005.
8. Абрамова, Є.С. Підсилювачі потужності класу «D» із резистивним навантаженням. // Сучасні проблеми телекомунікацій: матеріали наук.-техн. конф. - Новосибірськ: Сиб. держ. ун-т телекомунікацій та інформатики, 2017. - С. 240 - 241. 88.
9. Абрамова Є.С., А.М. Міхеєнко. Сучасні методи підвищення енергетичної ефективності передавачів цифрового радіомовлення. // Сучасні проблеми телекомунікацій: матеріали наук.-техн. конф. - Новосибірськ: Сиб. держ. ун-т телекомунікацій та інформатики, 2017. - С. 241 - 242.
10. Кауфман М., Сідмаї А.Г. Практичний посібник із розрахунків схем в електроніці: Довідник. У 2-х т. Т. 1: пров. з англ. / За ред. Ф.М. Покровського. - М: Енергоатоміздат, 1991. - 368 с.: іл.

11. Голуб В. ШИМ-модулятори. - Електронні компоненти - Україна, 2007, № 5/6, с. 48-56.

12. Голуб В. Сигма-дельта модулятори та АЦП. - Електронні компоненти - Україна, 2010, № 5/6, с. 43-52.

13. Direct Digital Pulse Width Modulation for Class D Amplifiers Master Thesis performed in Electronic Devices at the Department of Electrical Engineering, Linköping University, Sweden by Stefan Stark LiTH-ISY-EX--07/3864--SE Linköping 2007.

14. <http://www.google.com.ua/url?sa=t&rct=j&q=%D0%B0%D1%84%D1%82%D0%B0%D1%80%20ucdj>

15. <http://www.classd.fromru.com/circuits/ucd1.html>.