

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
КОНОТОПСЬКИЙ ІНСТИТУТ  
Центр заочної та дистанційної форми навчання

Кафедра електронних  
приладів і автоматики

Кваліфікаційна робота бакалавра

**РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПІДСИЛЮВАЧА  
ПОТУЖНОСТІ**

Студента гр. ЕІз-71к

А.П.Мельника

Науковий керівник,  
викладач

О.І. Федчун

Конотоп 2021

## РЕФЕРАТ

Об'єктом дослідження даної кваліфікаційної роботи є підсилювач потужності.

Мета роботи полягає у розробці та дослідженні характеристик підсилювача потужності.

У результаті проведених досліджень було обрано та розраховано схему підсилювача змінного сигналу на основі операційного підсилювача з кінцевим каскадом на біполярних транзисторах, що працює від джерела напруги з ЕРС генератора  $E_G = 0.5$  мВ і вихідним опором  $R_G$ . Підсилювач має диференціальний вхід і безтрансформаторний вихід з вихідним напругою  $U_{\text{вих.макс}}$ . Схема працює на навантаження з опором  $R_H$ , зашунтовану конденсатором  $C_H$ . У схемі передбачили плавне регулювання посилення від 0 до  $U_{\text{вих.макс}}$ . Коефіцієнт частотних спотворень на граничних частотах  $f_H$  і  $f_B$  не повинен перевищує заданих значень  $M_H$  і  $M_B$ .

Робота викладена на 39 сторінках, у тому числі включає 14 рисунків, 4 таблиць, список цитованої літератури із 21 джерела.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ГРАНИЧНА ЧАСТОТА, КОЕФІЦІЄНТ ЧАСТОТНИХ СПОТВОРЕНЬ, БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ, КІНЦЕВИЙ КАСКАД.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	4
<b>РОЗДІЛ 1 ХАРАКТЕРИСТИКИ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ</b> .....	5
1.1. Режими роботи.....	5
1.2. Класифікація та характеристики.....	8
<b>РОЗДІЛ 2 РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ</b> .....	16
2.1. Вибір схеми підсилювача.....	16
2.2. Вибір транзисторів.....	20
2.3. Розрахунок схеми бустера напруги керуючого по ланцюгам живлення.....	23
2.4. Побудова сімейства вихідних вольт-амперних характеристик.....	27
<b>РОЗДІЛ 3 ЗАСТОСУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ</b> .....	32
3.1. Цифровий імпульсний підсилювач потужності DSPA.....	32
3.2. Системи симуляції з великим ефектом пам'яті.....	34
<b>ВИСНОВКИ</b> .....	37
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ</b> .....	38

## ВСТУП

У наш час однією із самих швидко розвиваючих і перспективних галузей науки та техніки є електроніка. Зараз практично неможливо знайти яку-небудь галузь промисловості у якій би не використовувалися електронні вимірювальні прилади, пристрої автоматики й обчислювальної техніки. Але всього цього не було б без винаходу напівпровідних пристроїв, у тому числі транзисторів і діодів, які є тими елементарними цеглинками, з яких і будується сучасний будинок електроніки. [1] Спочатку, транзистор був розроблений саме як підсилювальний прилад, покликаний замінити громіздкі електронні лампи, а вже пізніше став використовуватись як основний елемент логічних схем. З тих пір практично всі електронні підсилювачі виконуються на основі транзисторів.

Пристрій, призначений для підсилення вхідного сигналу за рахунок енергії джерел живлення називається підсилювачем. Важливим типом підсилювача є підсилювач потужності. Будучи або самостійними пристроями, або частиною більш складних апаратів, підсилювачі знайшли широке застосування в радіомовленні, звуковому кіно, техніці звукозапису, телебаченні, радіолокації й радіонавігації, ядерній фізиці, медицині й біології, системах автоматики й т.д. [2] У даному курсовому проекті зроблений розрахунок підсилювача потужності на транзисторах і мікросхемі.

Однією з проблем при побудові підсилювачів потужності є забезпечення узгодження між вихідним опором транзистора й опором навантаження. Друга проблема полягає в забезпеченні економічного режиму роботи транзистора, при якому за відсутності сигналу від джерела живлення споживалась би мінімальна енергія [3]. Першу проблему вирішують вибором схеми побудови каскадів, другу — вибором режиму транзистора і положення РТ на його динамічній ВАХ.

Отже, метою даної кваліфікаційної роботи є розробка та дослідження характеристик підсилювача потужності.

# 1 РОЗДІЛ

## ХАРАКТЕРИСТИКА ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ

### 1.1. Режим роботи

Режим роботи підсилювача визначається положенням робочої точки на характеристиці прямої передачі по струму підсилювального приладу, ним може бути як біполярний так і польовий транзистор. [4] Досить часто режим роботи підсилювача, називають класом роботи. Вибір робочої точки дуже вагово впливає на основні характеристики підсилювача, а точніше коефіцієнт підсилення, нелінійні спотворення, ККД.

Про цю конфігурацію було написано багато, хоча більшість питань, зазвичай пропускається із виду, саме тому в даній роботі буде розглянуто лиш деякі аспекти, які для багато де вже зустрічалися. На рис. 1.1 показано умовну схему типового підсилювача потужності звукових частот, вона є стандартною. Важливою перевагою схеми є те, що принцип її роботи дуже простий та зрозумілий, тому зібрати працездатний пристрій по даній схемі зможе будь-хто.

Вхідний диференціальний каскад (транзистори T2 і T3) здійснює одну з небагатьох форм нейтралізації спотворень, яких можна досягнути без додаткового підлаштування параметрів схеми або підбору її елементів. Справа в тому, що коефіцієнт передачі диференціального каскаду визначається саме принципом роботи транзисторів, а не ступенем збігу їх параметрів (таких як коефіцієнт передачі струму бази) які, як відомо можуть варіюватися в дуже широких межах. [5] Перший каскад працює в якості перетворювача «вхідний диференціальний струм – вихідний струм».

Напруга на вході другого каскаду (транзистор T4) зазвичай складає декілька мілівольт і має форму спотвореного трикутника. Але насправді

вхідною величиною другого каскаду є не напруга, а струм. Даний каскад перетворює струмовий сигнал на виході диференціального каскаду в вихідну напругу, яка подається на емітерні повторювачі кінцевого каскаду. Експоненціальний закон, який пов'язує струм колектора транзистора з другого каскаду з напругою на його базі, згладжується впливом диференціального каскаду. Нелінійність навантаження на низьких частотах компенсується загальним від'ємним зворотнім зв'язком, а на високих – дією місцевого зворотного зв'язку, створеною база-колекторний конденсатором  $C_k$  транзистора Т4.

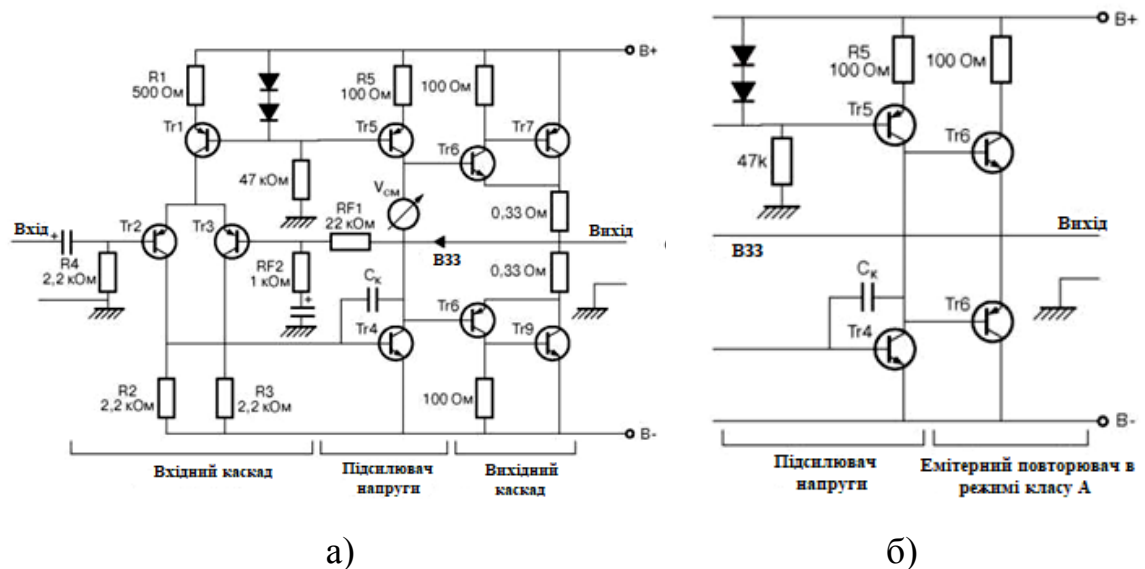


Рис. 1.1. Типовий підсилювач звукової частоти [5]:

а) з вихідним каскадом класу В; б) модель вихідного каскаду

Корекція основного полюса, визначеного дією ефекту Міллера, в даній схемі виконана дуже вишукано. При підвищенні частоти підсилюючого сигналу збільшується вплив конденсатора  $C_k$  і зменшується дія від'ємного зворотного зв'язку. Так як каскад містить єдиний транзистор, який забезпечує підсилення,

то можна використати від'ємний зворотній зв'язок довільної глибини і при цьому не виникає проблем зі стабільністю роботи підсилювача. В області низьких частот коефіцієнт підсилення при розімкнутому від'ємному зворотньому зв'язку, майже постійний на високих частотах (вище частоті основного полюса) його спад складає 6 дБ на октаву. [6] Якщо враховувати, що коефіцієнт підсилення кінцевого каскаду дорівнює одиниці, то коефіцієнт підсилення по напрузі всієї схеми, зображено на рис. 1.1, в області низьких частот складає:

$$G_{НЧ} = g_m \cdot \beta \cdot R_C \quad (1.1)$$

де  $g_m$  – коефіцієнт передачі першого каскаду;

$R_C$  – опір в ланцюзі колектора транзистора Т4;

$\beta$  – коефіцієнт передачі струма бази данного транзистора.

Величина  $G$  може змінюватися в широких межах, оскільки один із головних її значення параметрів – коефіцієнт транзистора Т4 - точно не визначено. Але це не так страшно, головне, щоб значення  $G$  було достатньо великим. Чим більше дана величина  $G$ , тим глибше може бути від'ємний зворотній зв'язок і тим більша лінійність підсилення може бути отримана. Коефіцієнт підсилення  $G$  може бути збільшено або підвищенням номінала резистора  $R_C$ , який встановлено в ланцюзі колектора транзистора Т4, або використанням замість резистора активного навантаження, тобто, джерела струма, який як відомо в ідеалі володіє безкінечним диференціальний опором. [7]

Коефіцієнт підсилення схеми на високих частотах визначається співвідношенням:

$$G_{ВЧ} = g_m / (\omega \cdot C_K) \quad (1.2)$$

де  $C_K$  – ємність конденсатора, між базою і колектором транзистора Т4.

$$\omega = 2 \pi f; f - \text{частота, Гц};$$

Частота основного полюса знаходиться за формулою:

$$P1=1/(\omega \cdot C_K \cdot \beta \cdot R_C) \quad (1.3)$$

В області високих частот спотворення підсилювального сигналу зростає, так як при збільшенні лінеаризуючої дії конденсатора  $C_K$  проте глибина загального зворотного зв'язку, доступна для лінеаризації вхідного і кінцевого каскаду, спадає зі швидкістю 6 дБ на октаву. [8] Уявімо, що  $G_{ВЧ}$  складає N дБ на частоті 20 кГц і підсилювач зберігає стабільність роботи при заданому опорі навантаження і звичайному розбросі параметрів елементів. Значення  $G_{ВЧ}$ , величина спотворень на високих частотах і межа стабільності визначаються в основному тільки коефіцієнтом передачі  $g_m$  першого каскаду і ємністю конденсатора  $C_K$ , більшість інших елементів схеми не створюють ніякого впливу на перераховані параметри.

## 1.2. Класифікація та характеристики

Підсилювачі класифікуються на класи за їх конструкцією та експлуатаційними характеристиками, але не всі підсилювачі однакові, і існує чітка різниця між способом налаштування та роботою їх вихідних каскадів. Основними робочими характеристиками ідеального підсилювача є: лінійність, посилення сигналу, ефективність та вихідна потужність, але в реальних підсилювачах між цими різними характеристиками завжди існує компроміс. Як правило, великі підсилювачі сигналу або потужності використовуються на вихідних каскадах систем підсилювачів звуку для навантаження гучномовця. Типовий гучномовець має опір від 4 Ом до 8 Ом, отже, підсилювач потужності



повинен забезпечувати подачу високих пікових струмів, необхідних для керування низькоомним динаміком. [9]

Одним із методів, що використовується для розрізнення електричних характеристик різних типів підсилювачів, є "клас", і як такі підсилювачі класифікуються відповідно до їх конфігурації схеми та способу роботи. Тоді

Класи підсилювачів - це термін, що використовується для розмежування різних типів підсилювачів. Класи підсилювачів представляють величину вихідного сигналу, яка змінюється в межах схеми підсилювача протягом одного циклу роботи при збудженні синусоїдальним вхідним сигналом.

При визначенні класу підсилювача, часто користуються ідеалізованою статичною характеристикою підсилювального пристрою, при цьому реальна характеристика (прохідна) замінюється кусочно-лінійною апроксимацією, так як наведено на Рис. 2.1.

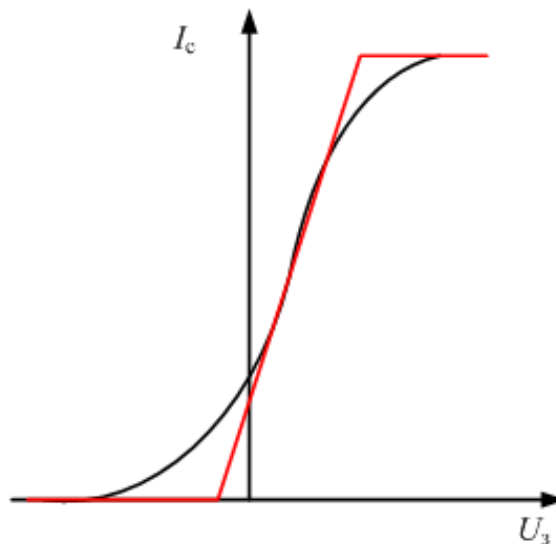


Рис. 1.2. Ідеалізована статична характеристика підсилювального пристрою

[9]

В залежності від положення робочої точки, яка знаходиться на характеристиці прямої передачі підсилювального пристрою і формування

струму колектору (анод, стік) існують основні види аналогових (струмових) режимів:

1. Підсилювач класу А – робоча точка вибирається саме в середині лінійної ділянки статичної характеристики.
2. Підсилювач класу В – робоча точка вибирається саме на початку лінійної ділянки статичної характеристики.

Особливості підсилення сигналу в підсилювачах таких класів ілюструються наступними рисунками (Рис. 2.3).

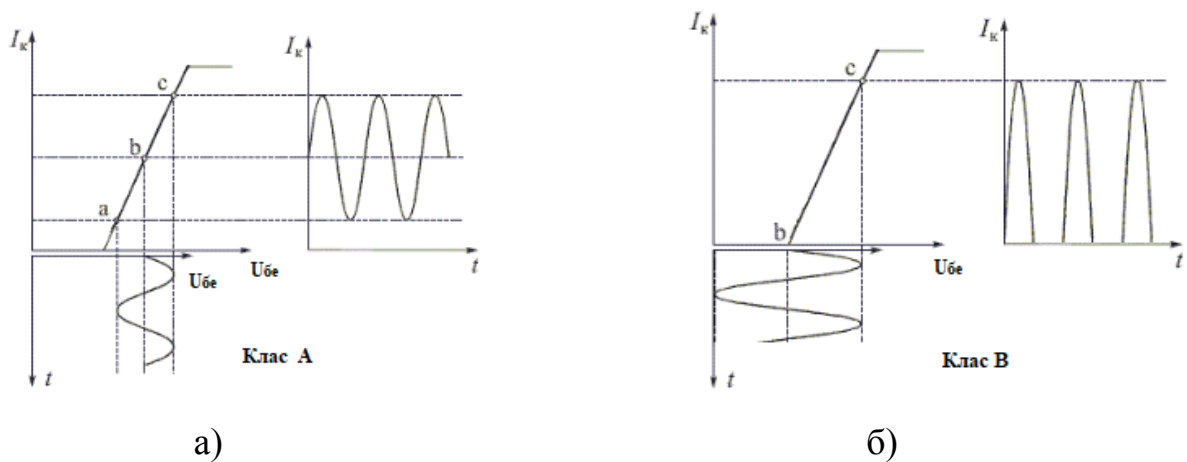


Рис. 1.3. Положення робочої точки в [10]

а) підсилювачах класу А; б) підсилювачах класу В

На Рис. 2.3 приведені часові діаграми вихідного струму транзистора в залежності від положення робочої точки, при надходженні на вхід синусоїдального сигналу. Із даних діаграм видно, що підсилювач класу В має більшу нелінійність і для її усунення застосовується фільтрація вихідного сигналу або застосовуються двухтактні схеми.

Класифікація підсилювачів варіюється від цілком лінійної роботи (для використання при посиленні сигналу високої точності) з дуже низькою ефективністю до цілком нелінійної (де достовірне відтворення сигналу не так

важливо), але з набагато більшою ефективністю, тоді як інші є компромісом між ними. [10] Класи підсилювачів в основному об'єднані в дві основні групи (Рис. 2.4), перші - це класично керовані підсилювачі кута провідності, що утворюють найбільш поширені класи підсилювачів А, В, АВ і С, які визначаються довжиною їх стану провідності на деякій частині вихідного сигналу, таким чином, що транзистор на вихідному каскаді працює десь між тим, як “повністю ввімкнутий” та “повністю вимкнутий”. Другий набір підсилювачів - це нові, так звані, «комутаційні» підсилювачі класів D, E, F, G, S, T тощо, які використовують цифрові схеми та широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ) для постійного перемикання сигналу між «повністю УВІМКНЕНО ”та“ повністю ВИМКНЕНО ”, що сильно виводить вихід у зони насичення та відсічення транзисторів.

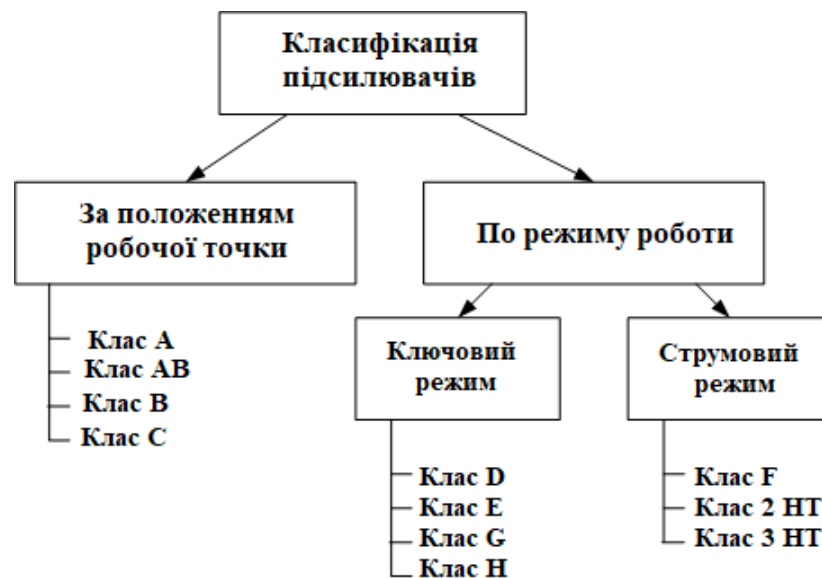


Рис. 1.4. Класифікація підсилювачів [10]

Найчастіше побудовані класи підсилювачів - це ті, які використовуються як підсилювачі звуку, головним чином класу А, В, АВ і С, і, щоб все було простіше, саме на ці типи підсилювачів ми розглянемо тут більш докладно.

Підсилювачі класу А - найпоширеніший тип топології підсилювача, оскільки вони використовують лише один вихідний комутуючий транзистор (біполярний, транзисторний транзистор, IGBT тощо) в конструкції підсилювача. Цей єдиний вихідний транзистор зміщений навколо точки Q в середині своєї навантажувальної лінії, і тому ніколи не вводиться в його межі відрізу або насичення, що дозволяє йому проводити струм протягом повних 360 градусів вхідного циклу. Тоді вихідний транзистор топології класу А ніколи не вимикається, що є одним з основних його недоліків.

Підсилювачі класу "А" вважаються найкращим класом конструкції підсилювача завдяки, в основному, своїй чудовій лінійності, високому коефіцієнту посилення та низькому рівню спотворень сигналу при правильній розробці. Незважаючи на те, що вони рідко використовуються в додатках підсилювачів високої потужності через міркування щодо теплового джерела живлення, підсилювачі класу А, мабуть, є найкращим звучанням серед усіх класів підсилювачів, згаданих тут, і як такі використовуються у конструкціях підсилювачів високої точності. [11]

Підсилювачі класу В були винайдені як рішення проблем ефективності та нагрівання, пов'язаних з попереднім підсилювачем класу А. Базовий підсилювач класу В використовує два додаткові транзистори, або біполярні FET, для кожної половини сигналу, а його вихідний каскад сконфігурований у схемі типу "push-pull", так що кожен транзисторний пристрій посилює лише половину вихідної форми сигналу. В підсилювачі класу В відсутній струм зміщення основи постійного струму, оскільки його струм спокою дорівнює нулю, тому потужність постійного струму невелика, а отже, його ефективність набагато

вища, ніж у підсилювача класу А. Однак ціна, яку платять за підвищення ефективності, полягає в лінійності комутаційного пристрою.

Підсилювач класу АВ Як впливає з назви, підсилювач класу АВ являє собою комбінацію підсилювачів типу “Class A” і “Class B”, які ми розглядали вище. Класифікація підсилювача АВ на даний час є одним із найпоширеніших типів конструкції підсилювача звукової потужності. Підсилювач класу АВ є різновидом підсилювача класу В, як описано вище, за винятком того, що обом пристроям дозволено проводити одночасно навколо точки перехрещення сигналів, усуваючи проблеми спотворення кросовера попереднього підсилювача класу В. Два транзистори мають дуже малу напругу зміщення, як правило, від 5 до 10% струму спокою, щоб змістити транзистори трохи вище його точки відключення. Тоді провідний пристрій, будь-який з біполярних транзисторів, буде ввімкнено протягом більш ніж одного напівцикла, але набагато менше, ніж один повний цикл вхідного сигналу. [12] Отже, у конструкції підсилювача класу АВ кожен з двотактних транзисторів проводить трохи більше половини циклу провідності в класі В, але набагато менше, ніж повний цикл провідності класу А. Іншими словами, кут провідності підсилювача класу АВ становить десь між  $180^\circ$  і  $360^\circ$  залежно від обраної точки зміщення, як показано.

Отже, підсилювач класу АВ є хорошим компромісом між класом А та класом В з точки зору ефективності та лінійності, а ефективність перетворення досягає приблизно від 50% до 60%.

Підсилювач класу С Конструкція підсилювача класу С має найбільшу ефективність, але найнижчу лінійність класів підсилювачів, згаданих тут. Попередні класи, А, В і АВ вважаються лінійними підсилювачами, оскільки амплітуда та фаза вихідних сигналів лінійно пов'язані з амплітудою та фазою вхідних сигналів. Однак підсилювач класу С сильно упереджений, так що вихідний струм дорівнює нулю протягом більше половини вхідного

синусоїдального сигнального циклу з транзистором на холостому ходу в точці відсічення. Іншими словами, кут провідності транзистора значно менше 180 градусів і, як правило, становить близько 90 градусів.

Незважаючи на те, що ця форма транзисторного зміщення дає значно покращений коефіцієнт корисної дії підсилювача приблизно на 80%, вона створює дуже сильні спотворення вихідного сигналу. Тому підсилювачі класу С не придатний для використання в якості підсилювачів звуку. Отже, ми побачили, що робоча точка спокою постійного струму підсилювача визначає класифікацію підсилювача. Встановивши положення точки на половині шляху на лінії навантаження кривої характеристик підсилювачів, підсилювач буде працювати як підсилювач класу А. Переміщуючи точку нижче по лінії навантаження, підсилювач змінюється на підсилювач класу АВ, В або С.

Окрім підсилювачів звуку, існує ряд високоефективних класів підсилювачів, що стосуються конструкцій підсилювачів, що перемикаються, які використовують різні техніки перемикання для зменшення втрат потужності та підвищення ефективності. Деякі конструкції класів підсилювачів, перелічені нижче, використовують RLC-резонатори або кілька напруг джерела живлення для зменшення втрат потужності, або є цифровими підсилювачами типу DSP (цифрова обробка сигналів), які використовують методи комутації широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). [13]

Інші поширені класи підсилювачів Підсилювач класу D - Підсилювач звуку класу D в основному є нелінійним комутаційним підсилювачем або ШІМ-підсилювачем. Підсилювачі класу D теоретично можуть досягти 100% ефективності, оскільки протягом періоду циклу немає періоду, коли форми напруги та струму перекриваються, оскільки струм подається лише через транзистор, який увімкнений.

Підсилювач класу F - підвищують ефективність і вихідну потужність за допомогою гармонічних резонаторів у вихідній мережі для формування вихідного сигналу в квадратну хвилю. Підсилювачі класу F здатні забезпечувати високу ефективність понад 90%, якщо використовується нескінченна гармонічна настройка.

Підсилювач класу G - Клас G пропонує вдосконалення базової конструкції підсилювача АВ класу. Клас G використовує безліч напрямних джерел живлення різної напруги і автоматично перемикається між ними в процесі зміни вхідного сигналу. Це постійне перемикання зменшує середнє споживання енергії і, отже, втрати потужності, спричинені витраченим теплом.

Підсилювач класу I - підсилювач класу I має два набори додаткових вихідних комутаційних пристроїв, розташованих у паралельній двотактній конфігурації з обома наборами комутаційних пристроїв, що дискретизують одну і ту ж форму сигналу входу.

Один пристрій перемикає позитивну половину сигналу, тоді як інший - негативну половину, подібно до підсилювача класу B. Якщо вхідний сигнал не застосовується або коли сигнал досягає нульової точки перетину, комутаційні пристрої одночасно вмикаються і вимикаються, а робочий цикл ШІМ 50% відмінює будь-які високочастотні сигнали. [14]

Підсилювач класу S - підсилювач потужності класу S - це нелінійний підсилювач в режимі комутації, подібний за роботою до підсилювача класу D. Підсилювач класу S перетворює аналогові вхідні сигнали в цифрові імпульси прямокутної хвилі за допомогою дельта-сигма-модулятора і підсилює їх, щоб збільшити вихідну потужність

## РОЗДІЛ 2

### РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ

У даній роботі буде виконаний розрахунок підсилювача потужності за наступними вихідними даними:

- Вихідна максимальна напруга  $U_{ВИХ\max} = 25V$ ;
- Опір навантаження  $R_H = 240 \text{ Ом}$ ;
- Вихідний опір  $R_{\Gamma} = 5,6 \text{ кОм}$ ;
- Джерело живлення з ЕРС генератора  $E_{\Gamma} = 0,5 \text{ мВ}$ ;
- Конденсатор  $C_H = 47 \text{ пФ}$ ;
- Граничні частоти  $f_H = 75 \text{ Гц}$  та  $f_B = 9,2 \text{ кГц}$ ;
- Діапазоні температур  $-25 \dots +60^{\circ}\text{C}$ ;
- Коефіцієнт нелінійних спотворень не повинен бути більше 1%;
- Підсилювач має диференціальний вхід і безтрансформаторний вихід;
- Задані значення  $M_H$  та  $M_B = 3,1 \text{ дБ}$ .

#### 2.1. Вибір схеми підсилювача

Підсилювач потужності, наведений на Рис. 2.1 керується операційним підсилювачем, а струм, який споживається вихідним каскадом підсилювача, працює в режимі АВ і є пропорційним величині вихідного сигналу, саме тому його можна використовувати для керування потужного кінцевого каскаду. Завдяки, підключеному до виходу операційного підсилювача резистора  $R_5$  маленького номіналу ( $R_5 = 0,5R_{H \min}$ ) через кінцевий каскад, в ланцюзі живлення протікає струм, який керує колекторним струмом транзисторів  $T_3, T_4$  які підключені за схемою СБ. Саме це дозволяє при незначних опорах резисторів, в колекторних ланцюгах  $R_3, R_4$  отримати значну по величині напругу, яка



керуватиме потужними вихідними транзисторами  $T_1, T_2$ , підключеними за схемою СЕ. При використанні бустера напруги вихідна напруга операційного підсилювача обмежена і не досягає максимальної величини. Дана схема має наступні переваги:

- Менше значення нелінійних спотворень, так як каскад підключений за схемою зі СБ, має більш лінійні характеристики;
- Частотні властивості транзисторів  $T_3$  та  $T_4$  майже не впливають на полосу пропускання; [15]
- Операційний підсилювач в схемі наведеній на Рис. 2.1 краще захищений від короткого замикання напруги бустера і пробую кінцевих транзисторів;
- Дуже спрощується схема за відсутності двох діодів зміщення.

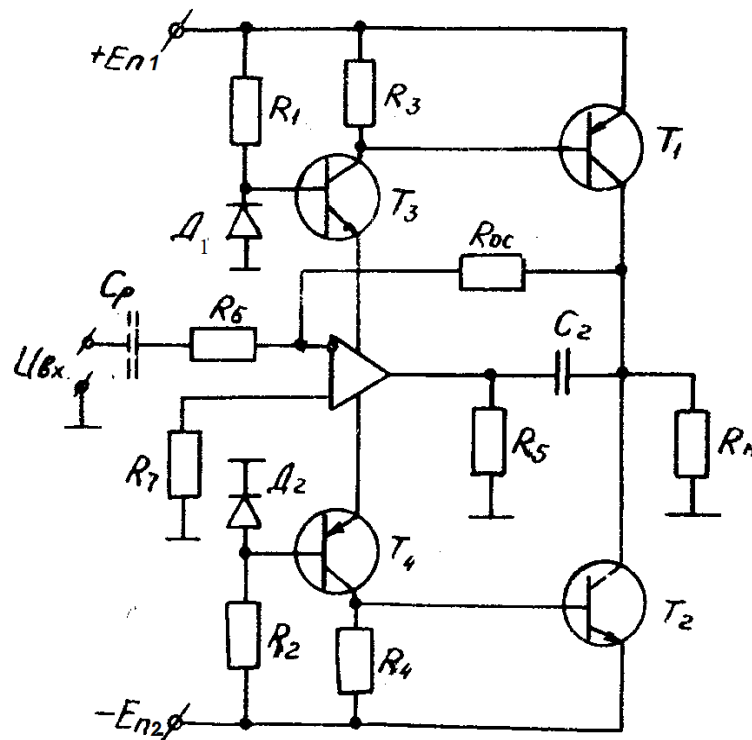


Рис.2.1. Підсилювача змінного сигналу на основі операційного підсилювачах кінцевим каскадом на біполярних транзисторах [15]

Спочатку знаходимо вихідний струм або струм напруги:

$$I_{\text{вих.мах.}} = \frac{U_{\text{вих.мах.}}}{R_H} = \frac{25}{240} = 104,2 \text{ (мА)}, \text{ де } U_{\text{вих.мах}} = U_H \quad (2.1)$$

Визначаємо струм генератора:

$$I_G = \frac{E_G}{R_G} = \frac{0,5 * 10^{-3}}{5,6 * 10^3} = 0,0893 \text{ (мкА)} \quad (2.2)$$

Розраховуємо коефіцієнт підсилення по струму:

$$K_I = \frac{I_{\text{вих.мах.}}}{I_G} = \frac{104,2 * 10^{-3}}{0,0893 * 10^{-6}} = 1166,9 * 10^3 \quad (2.3)$$

Знаходимо необхідний коефіцієнт підсилення за напругою  $K_{U_G}$  :

$$K_{U_G} = \frac{U_{\text{вих.мах.}}}{E_G} = \frac{25}{0,5 * 10^{-3}} = 50 * 10^3 \quad (2.4)$$

Потужність сигналу при навантаженні, знаходиться:

$$P_H = \frac{U_H^2}{2R_H} = \frac{25^2}{2 * 240} = 1,3021 \text{ (Вт)} \quad (2.5)$$

Коефіцієнт передачі по потужності:

$$K_P = K_U \cdot K_I = 50 * 10^3 * 1166,9 * 10^3 = 58345 * 10^6 \quad (2.6)$$

Перерахуємо отримані величини в дБ із умови, що  $1\text{дБ} = 20 \lg K$  і отримаємо:

$$K_{U_{r(\text{дБ})}} = 20 \cdot \lg(50000) = 94(\text{дБ}), K_{I(\text{дБ})} = 20 \cdot \lg(1166900) = 121.3(\text{дБ}),$$

$$K_{P(\text{дБ})} = 10 \cdot \lg \cdot K_U \cdot K_I = 10 \cdot \lg(50000 \cdot 1166900) = 107,7(\text{дБ}) \quad (2.7)$$

Виходячи з умови, що на один каскад підсилення приймається 20-40 (дБ), приймається  $K_{u_i} = 32\text{дБ}$  близьке до максимального значення і знаходиться необхідне число каскадів  $N$  даної схеми:

$$N = \frac{K_{U(\text{дБ})}}{K_{U_i(\text{дБ})}} = \frac{94}{30} = 2,9375 \quad (2.8)$$

Отриманий результат округляємо в сторону більшого значення, отже, приймаємо число каскадів схеми підсилювача потужності  $N=3$ .

Схема включення вхідного каскаду обирається в залежності від заданого джерела сигналу та фазових відношень між вхідним та вихідним сигналами. Даний каскад забезпечує погодження підсилювача з джерелом сигналу. Згідно з завданням, вихідний каскад підсилювача потужності має диференційний вхід, який наведено на Рис. 2.2.

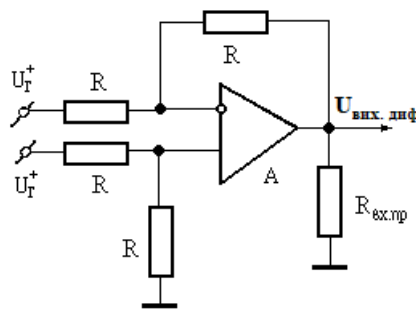


Рис. 2.2. Схема вхідного диференційного каскаду [15]

Схеми проміжних каскадів виконані на операційних підсилювачах, і є підсилювачами з глибоким зворонтом зв'язком. Варіант даної схеми наведено на

Рис. 2.3.

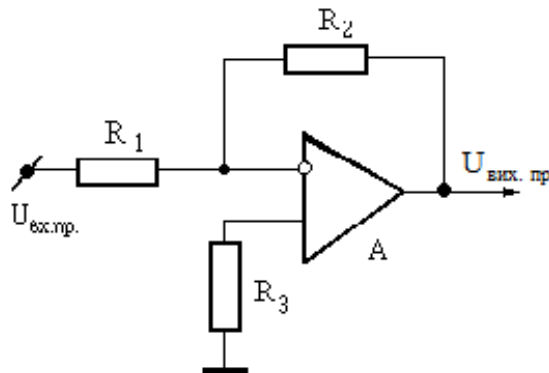


Рис. 2.3. Схема проміжного каскаду [15]

Вихідний (кінцевий каскад) виконаний за схемою бустера напруги або струму, елемент зворотного зв'язку дозволяє забезпечити необхідне підсилення. За рахунок введення від'ємного зворотного зв'язку покращується коефіцієнт нелінійних спотворень.

## 2.2. Вибір транзисторів

Напруга джерела живлення знаходиться з умови:

$$E_{II} = U_H + U_{кэ.мин} = 25 + 4 = 29, \text{ зазвичай } U_{кэ.мин} \approx 3 \div 4 \text{ (В)} \quad (2.9)$$

Зі списку номінальних значень напруги джерела постійного живлення обирається необхідне значення та приймається величина  $E_n=30\text{(В)}$ .

Розрахуємо потужність, яка споживається кінцевим каскадом:

$$P_{u.n.} = 2E_n \cdot I_{к.ср} \quad (2.10)$$

де  $I_{к.ср}$  – середній струм транзисторів при максимальній амплітуді.

$$I_{к.ср} = \frac{I_{к.маx}}{\pi} \approx \frac{I_H}{\pi} = \frac{104,2}{3,14} = 33,2 \text{ (мА)} \quad (2.11)$$

Визначаємо значення потужності  $P_{u.n.}$  (Вт):

$$P_{u.n.} = 2E_n \cdot I_{к.ср} = 2 * 30 * 33,2 * 10^{-3} = 1,992 \text{ (Вт)} \quad (2.12)$$

Розрахуємо потужність, яка розсіюється на колекторі транзистора вихідного ланцюга:

$$P_k = \frac{P_{ИП.} - P_{вых.}}{2} = \frac{1,992 - 1,3025}{2} = 0,34475 \quad (2.13)$$

$$\text{Якщо } P_{вых.} = \frac{U_{вых.маx} \cdot I_H}{2} = \frac{25 * 104,2 * 10^{-3}}{2} = 1,3025 \text{ (Вт)} \quad (2.14)$$

При цьому ми знаємо, що :  $P_{к1} = P_{к2} = P_k$

Обираємо пару комплементарних транзисторів Т<sub>3</sub>, Т<sub>4</sub> середньої потужності, які повинні задовольнити наступні умови:

- a.  $I_{к1маx} = I_{к2маx} = I_H < I_{кдоп}$  (104,2 мА < 0,3А)
- b.  $U_{кэдоп} \geq 2E_n$  (80 В > 60 В)
- c.  $P_{к1} = P_{к2} \leq P_{кдоп}$  (0,34475 Вт < 0,5 Вт)
- d.  $f_B < f_{B1} = f_{B2}$  (9,2 кГц < 5000 кГц)

де  $I_{к доп}$ ,  $U_{кэ доп}$ ,  $f_B$  – проміжні параметри транзисторів.

На основі даних умов обирається пара комплементарних транзисторів

КТ502Б и КТ503Б, які мають наступні параметри (Таблиця 2.1)

Таблиця 2.1

**Параметри обраних транзисторів**

Тип транзистора		$I_{к.доп.}$ (А)	$U_{кэ.доп.}$ (В)	$P_{к.доп.}$ (Вт)	$f_{\beta}$ (МГц)	$h_{21э}$ від – до
р-п-р	п-п-п					
КТ502Б	КТ503Б	0.3	25-80	0.5	5	15-480

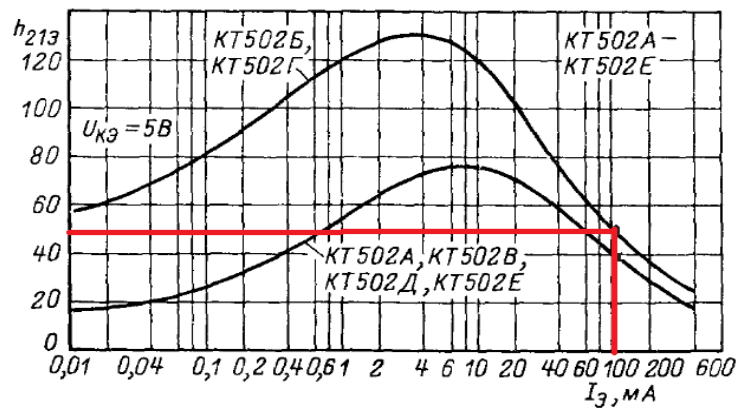


Рис. 2.4. Залежність статичного коефіцієнту передачі струму від струму емітера(КТ502Б р-п-р типу) [15]

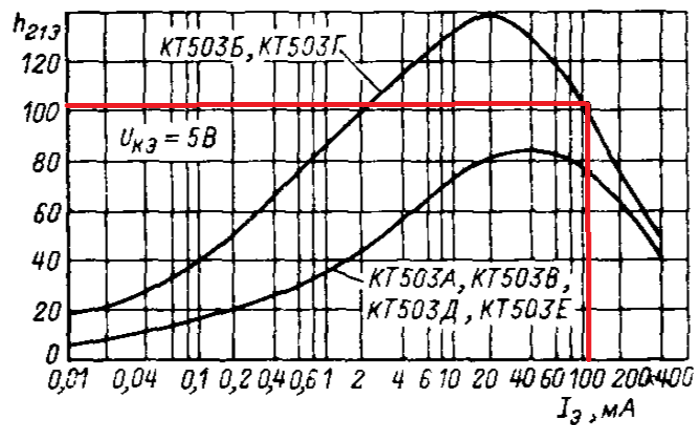


Рис .2.5. Залежність статичного коефіцієнту передачі струму від струму емітера(КТ502Б  $n - p - n$  типу) [15]

### 2.3. Розрахунок схеми бустера напруги керуючого ланцюгами живлення операційного підсилювача

Опір резистора  $R_7$  обирається із умови максимального струму , який споживається операційним підсилювачем  $R_7 \cong 0.5R_{n.min.OY} = 0,5 * 5 * 10^3 = 2,5(кОм)$ . Знайдемо струм через транзистори  $VT_3, VT_4$  :

$$I_{к.3,4.max} = I_H + I_{K.min} = 104,2 + 1 = 105,2 (mA) \quad (2.15)$$

де стум  $I_{K.min}$  зазвичай дорівнює 1 мА в класі підсилювача АВ.

Напруга на базах транзисторів  $VT_1, VT_2$  задається параметричними стабілізаторами  $R_1 VDI$  ,  $R_2 VD2$  і визначається обраними стабілітронами або світлодіодами. Зазвичай значення напруги на діоді становить 0,7 В.

Опір резисторів  $R_5, R_6$  обирається із умови забезпечення режиму АВ в транзисторах вихідного ланцюга:

$$R_{5,6} = \frac{0.7B}{I_{к3,4}} = \frac{0,7}{105,2 * 10^{-3}} = 6,65(Ом) \quad (2.16)$$

Приймається мінімальне значення опру  $R_5 = R_6 = 6.8(Ом)$ .

Потужність, що розсіюється кожним із транзисторів  $T_1, T_2$ , дорівнює:

$$P_{к} = (E_n - U_{un.OY}) \cdot (I_{номреб.OY} + I_{б.3,4,max}) =$$

$$= (30 - 12) * (10,2 + 1,02) * 10^{-3} = 0,202 (\text{Вт}) \quad (2.17)$$

На основі проведених розрахунків обираємо пару комплементарних транзисторів  $VT_1, VT_2$ , що задовільняють наступні вимоги:

- a.  $I_{к.доп} > I_{потреб.ОУ} + I_{б.3,4} \quad \{0,1(\text{А}) > 0,01122(\text{А})\}$
- b.  $U_{кэ.доп} > E_n \quad \{50(\text{В}) > 30(\text{В})\}$
- c.  $P_{кдоп} > P_k \quad \{0,25(\text{Вт}) > 0,202(\text{Вт})\}$
- d.  $f_{3,4} > f_с \quad \{100(\text{МГц}) > 9,2(\text{кГц})\}$

Примаємо транзистори малої потужності, їх параметри наведені нижче:

Таблиця 2.2

### Параметри транзисторів

Тип транзистора		$I_{к.доп.}$	$U_{кэ.доп.}$	$P_{к.доп.}$	$f_{\beta}$	$h_{21Э}$
р-п-р	п-р-п	(А)	(В)	(Вт)	(МГц)	від – до
КТ3107А	КТ3102А	0.1	50	0.25	100	100-1000

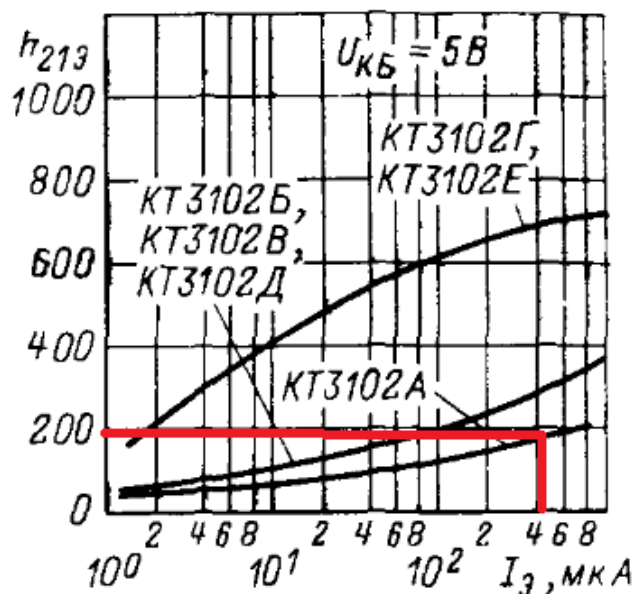




Рис.2.6 . Графік залежності коефіцієнту передачі від струму колектору для транзистора КТ3102(n-p-n типу) [15]

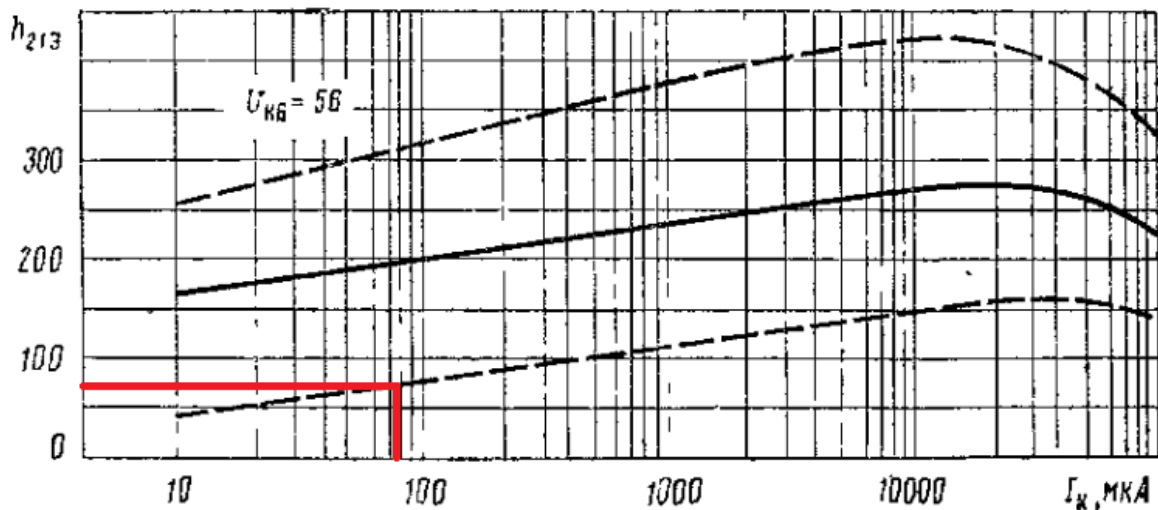


Рис.2.7. Графік залежності коефіцієнту передачі від струму колектору для транзистора КТ3107(p-n-p типу) [15]

Опір резистора  $R_1$  бустера напруги залежить від вхідного струму операційного підсилювача та залежить від вхідного струму операційного підсилювача та знаходиться із виразу:  $R_1 \leq \frac{U_{ex.max}}{10 \cdot I_{ex.OV}}$  наступним чином.

Оскільки, коефіцієнт підсилення вихідного каскаду лежить в межах 3 – 5 , отже, приймаємо  $K_{u.UM} = 4$ .

Тоді  $U_{ex.max} = \frac{U_{вих}}{K_{u.UM}} \frac{25}{4} = 6,25V$  і з урахуванням вхідного струму

операційного підсилювача  $I_{ex. On}$  знаходиться ліпів резистора  $R_1$

$$= \frac{6,25}{10 * 10000 * 10^{-9}} = 62,5(кОм).$$

Знайдене значення опору може мати більше значення, з урахуванням умови, що для операційного підсилювача, виготовленого вітчизняною промисловістю, цей опір лежить в межах (5 ÷ 10) (кОм), приймається

номінальне значення опору резистора  $R_1=10(\text{кОм})$ .

Тоді з урахуванням місцевого зворотного зв'язку в схемі вихідного каскаду знайдемо опір  $R_8$  згідно формули:

$$R_8 = K_{U.VM} \cdot R_1 = 4 * 10 = 40 (\text{кОм}) \quad (2.18)$$

Приймаємо номінальне значення опору 43 кОм .

Розрахуємо опір резистора  $R_3$ :

$$R_3 = R_1 \parallel R_8 = \frac{R_1 * R_8}{R_1 + R_8} = \frac{43 * 10}{43 + 10} = 8,11 (\text{кОм}) \quad (2.19)$$

Приймаємо номінальне значення опору  $R_3=8,2(\text{кОм})$ .

Діоди VD1 та VD2 обираємо за умовами:

$$I_{CT.max} - I_{CT.min} \geq I_{\delta.3.4},$$

де  $I_{\delta.1.2}$  - стум бази транзисторів  $VT_1, VT_2$ .

$$I_{\delta 1,2} = \frac{I_{\kappa 1,2}}{\beta_{1,2} \text{ при } \rightarrow I_{\delta} = I_{\kappa}} = \frac{105,2 * 10^{-3}}{167} = 0,63 (\text{мА}) \quad (2.20)$$

де  $I_{CT.max}$ ,  $I_{CT.min}$  - допустимі діапазони зміни струму стабілітрона.

Обираємо стабілітрони КС139А, що мають:

$$- I_{cm} = 10(\text{мА}), I_{cm \min} = 3(\text{мА}), I_{cm \max} = 70(\text{мА})$$

$$- U_{cm} = 3,9(\text{В})$$

Опір резисторів  $R_2$  та  $R_4$  знаходиться:

$$R_2 = R_4 = \frac{E_{II} - U_{III.OV}}{I_{CT.min} + I_{B3.4}} = \frac{30 - 12}{3 * 10^{-3} + 0,63 * 10^{-3}} = 4,96 \text{ (кОм)} \quad (2.21)$$

та приймається в залежності з номінальним значенням опорів  $R_2 = R_4 = 5,1 \text{ (кОм)}$ .

Конденсатор  $C_1$  слугує для корекції частотної характеристики бустера та обирається із виразу:

$$C_1 \geq \frac{\tau_B}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{вых.OV}},$$

де  $\beta_1$  один із параметрів транзистора вихідного каскаду операційного підсилювача (зазвичай 120 – 150),

$\beta_2$  приймається для транзисторів  $VT_1, VT_2$  при  $I_K = I_H$  для  $VT_{1,2}$ .

$\tau_B$  - постійна часу в області верхніх частот.

$$\tau_B = \frac{1}{2\pi f_B} = \frac{1}{2 * 3,14 * 9,2 * 10^3} = 0,017 * 10^{-3} \text{ c} \quad (2.22)$$

$$C_1 \geq \frac{\tau_B}{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_{вых.OV}} = \frac{0,017 * 10^{-3}}{135 * 167 * 1000} = 0,754(n\Phi) \quad (2.23)$$

Після розрахунків приймається конденсатор, що має ємність номінального значення  $C_1 = 0,8(n\Phi)$ .

## 2.4 Побудова сімейства вихідних вольт-амперних характеристик

Проведемо побудову сімейства вихідних вольт-амперних характеристик кінцевого каскаду, вони будуються за допомогою залежності коефіцієнта

передачі струму одного із транзисторів вихідного ланцюга від струму колектора або струму емітера. Графік залежності  $\beta = f(I_k)$  або  $\beta = f(I_3)$ .

Для побудови даних характеристик спочатку знаходимо значення коефіцієнтів  $\beta$  або  $h_{213}$  для кожного із значень прийнятих струмів, зазвичай приймається 6 – 8 значень струмів. [16] Виходячи із наведених величин  $h_{213i}$  при  $i$ -ом значенні струму визначаємо значення струмів бази  $I_{6i} = \frac{I_{3i}}{h_{213i}}$ . Всі значення наведені в таблиці 2.3 .

Таблиця 2.3 .

**Значення струмів бази**

$I_3$ (мА)	$h_{213}$	$I_{6i}$ (мкА)
1	88	11.36
10	133	75.18
20	140	142.85
40	130	307.7
60	118	508.5
100	104	961.54
104.2	102	1021.56

Під кутом нахилу до осі абсцис через початок координат проводимо лінію критичних режимів (Рис. 2.8. ).

Виконаємо розрахунок нахилу вольт-амперних характеристик (Таблиця 2.3).  $\Delta U_{к3} = 40$ (В) приймаємо  $r_{кб} = 700$ (кОм). Знаходимо приріст колекторного струму з урахуванням виразу  $r_{к3} = \frac{\Delta U_{к3}}{\Delta I_k}$ . С та  $r_{к3i} = \frac{r_{кб}}{1 + \beta_i}$ , отримані значення  $\Delta I_k$  заносимо до Таблиці 2.4.

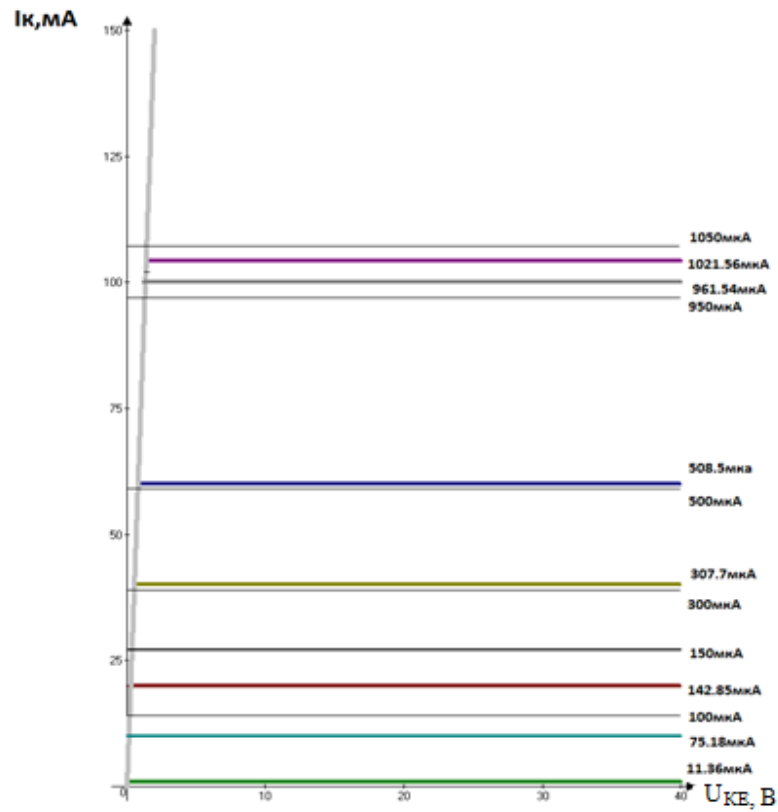


Рис. 2.8. Апроксимація до побудови вихідних вольт-амперних характеристик [16]

Таблиця 2.4

**Приріст колекторного струму**

$I_{Bi}$ (мкА)	$I_k$ (мА)	$h_{21э}$	$\Delta I_k$ (мА)
11.36	1	88	5.09
100	14	135	7.71
150	27	137	7.89
300	39	131	7.54
500	59	119	6.86
950	97	104	6
1020	104.2	102	5.88
1050	105	100	5.77

Відкладаючи значення напруги живлення на осі абсцис, проводимо навантажувальну лінію, кут нахилу якої залежить від величини опору навантаження. Початковий струм колектора приймаємо 1 мА, для цього струму знаходимо значення  $I_{б.min}$ . Сімейство вольт-амперних характеристик транзистора наведено на Рис.2.9.

Побудова сімейства вольт-амперних характеристик транзистора кінцевого каскаду, знадобиться нам для оцінки підсилювальних властивостей вихідних ланцюгів схеми та для розрахунку нелінійних спотворень.

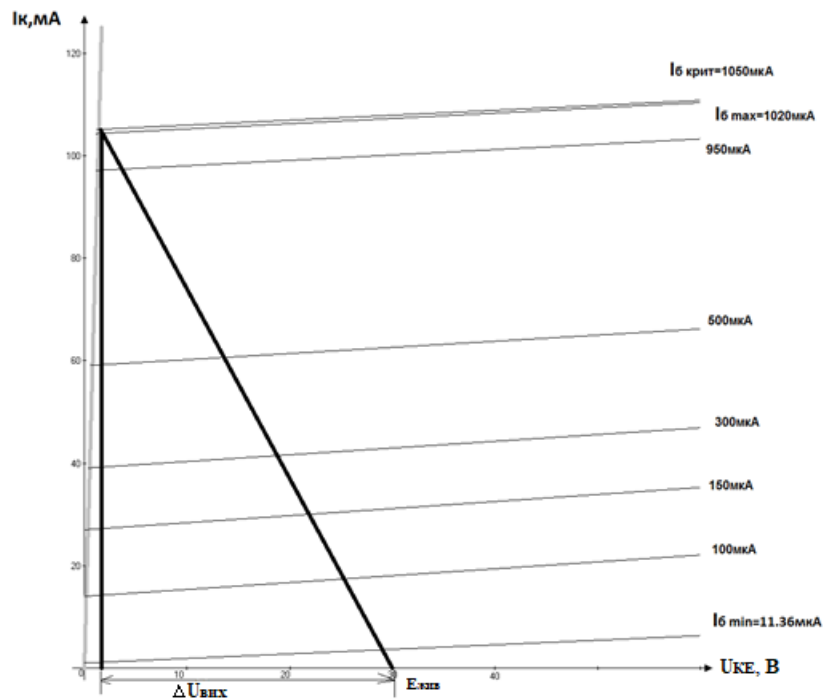


Рис. 2.9. Сімейство вольт-амперних характеристик транзистора [16]

За допомогою вхідних та вихідних характеристик графічним способом визначаємо коефіцієнт підсилення.

$$K_{U_{ггpa}} = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \frac{28}{0,22} = 127,27 \quad (2.24)$$

де  $\Delta U_{\text{вих}}$ ,  $\Delta U_{\text{вх}}$  визначаються із графіків 2.9 та 2.10.

На Рис. 2.10 наведено вхідну характеристику потужних транзисторів вихідного ланцюга, з якого знайдемо значення струмів бази  $I_{\text{б.мін}} = 11,76(\text{мкА})$  та  $I_{\text{б.макс}} = 1020(\text{мкА})$ , які визначають  $\Delta U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{бэ}} = 0,22(\text{В})$  для забезпечення вихідної напруги  $\Delta U_{\text{вих}}$ .

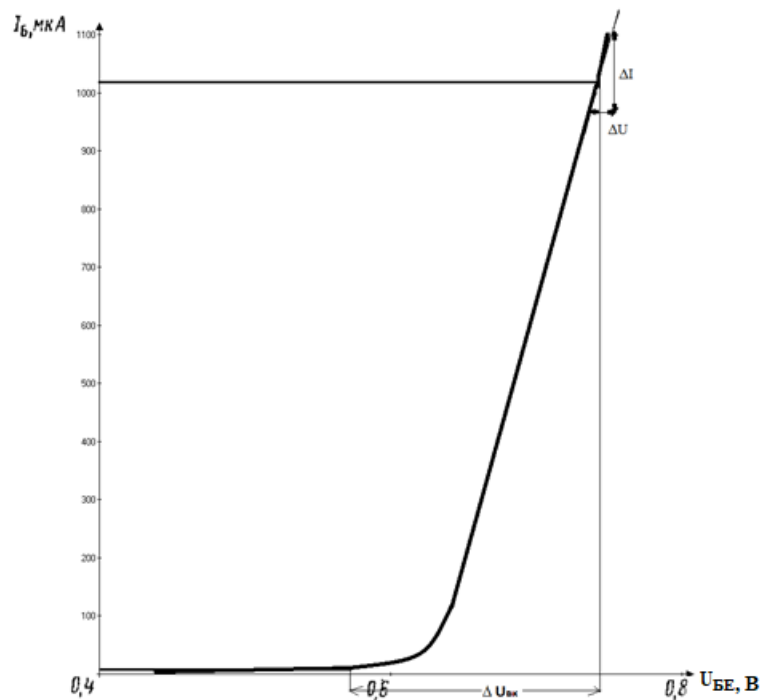


Рис.2.10. Вхідна характеристика транзистора [16]

Отже, оскільки в даній роботі ми обрали пару комплементарних транзисторів КТ502Б і КТ503Б, але для модернізації даного приладу, пропонується використати аналоги вище вказаних транзисторів, а саме MPSA56 та 2SC2240 що мають кращі параметри та широко розповсюджені на ринку.

## РОЗДІЛ 3

### ЗАСТОСУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ

#### 3.1. Цифровий імпульсний підсилювач потужності DSPA

Підсилювач потужності є ключовим компонентом магнітних підшипникових систем з його точністю характеристики мають вирішальний вплив на загальну ефективність. Проаналізувавши фактори з формування точних характеристик типового цифрового імпульсного підсилювача потужності під дворівневою модуляцією, виявилось, що властиві пульсації характеристика та точність струму виявлення - це основні межі. [16] Зв'язок між властивою характеристикою пульсації та її основними факторами впливу, такі як напруга шини, частота модуляції та константи. Придушуючи аналогові шуми і дрейф в ланцюзі виявлення струму та калібрує аналого-цифровий перетворювач, точність характеристики поточної схеми виявлення були ефективно покращені, щоб уникнути перетворення домінуючим фактором формування точних характеристик, точність вихідного струму визначається властивою пульсаційною характеристикою. Експериментальні результати показують, що пульсація вихідного струму дуже близька до властивої пульсації характерна, якщо точність схеми виявлення струму досить висока.

Магнітно-левітовані виконавчі механізми, переваги яких відсутні механічний контакт, відсутність зносу, змащення та контроль несучі характеристики, є вирішальними компонентами обладнання, такого як турбінна машина, вакуумний насос, найвищі виробничі потужності та гіроскоп управління ставленням космічних кораблів. Типовими формами магнітно-левітованих виконавчих механізмів є MLPA (магнітно-левітовані площинні приводи), широко використовується в надточній точності 6 градусів свободи



(DOF) етап для площинного руху, тоді як магнітні підшипники - це інші форми магнітооздоблення виконавчі механізми для застосування обертального руху. Підсилювач потужності є частиною перетворення енергії активної магнітно-лєвітованої системи, яка забезпечує необхідний струм в електромагнітній котушці для генерації бажаних електромагнітних сил. Точність характеристик є вирішальними показниками ефективності підсилювача. [17] Його недостатня точність зростає нелінійність в системі магнітних підшипників, чим викликають незбалансовані електромагнітні зусилля і механічну вібрацію ротора, в результаті нестабільності швидкісного ротора, який буде поза контрольованим діапазоном.

Підсилювач потужності в системі магнітних підшипників можна розглядати як поточна система контролю відстеження та DSPA (цифровий імпульсний підсилювач потужності) є найпоширенішою формою. Порівняно з аналоговим управлінням, цифрове управління забезпечує багато переваг, таких як здатність зменшуватися порушення в аналогових сигналах і для роботи більш складна арифметика, більша стійкість проти старіння та зміни навколишнього середовища. Однак цифрове управління призводить до притаманних затримок часу і занадто великого фазового зсуву, або, навіть загрожує стабільності системи. Крім того, нелінійні фактори, такі як імпульсна модуляція ширини (ШІМ), перемикування та затримка в силовій пристрої, а також шум і дрейф в аналогових пристроях, ускладнюють встановлення точної моделі DSPA. Деякі стратегії управління, наприклад, контроль за загиблими, прогностичний контроль та повторюваний контроль були запропоновані для компенсації затримки в цифровому замкнутому циклі і майже досягають нуля. Однак стратегії контролю вище, чутливі до змін параметрів системи, що означає, що невизначеність у моделі буде спричинитися невизначеністю у результатах

виробництва, створюючи загрозу загальну стабільність, особливо для систем із надлишковими несучими конструкціями.

На точні характеристики DSPA можуть впливати багато факторів, таких як напруга шини, константа котушки, частота модуляції, частота дискретизації та коефіцієнти в поточному контролері та деякі підходи моделювання, які допоможуть провести їх аналіз. Електромагнітну силу можна лінеаризувати коли похибка положення ротора зберігається у відносно невеликому діапазоні, де DSPA може бути еквівалентним до пропорційної складової, або згідно приблизної залежності між входом і виходом, ми можемо спростити систему підсилювача потужності до еквівалентної математичної моделі. Загалом зусиллями контролер може підтримувати поточну помилку відстеження в розумному діапазоні і відносно точна модель або вдосконалені стратегії управління можуть допомогти поліпшити помилки відстеження. [18]

Однак навіть при помилці відстеження в контролері - 1 цифровий LSB (найменш значущий біт), фактична поточна помилка все ще існує, і на неї можуть вплинути помилки з поточної схеми виявлення та модуляція. Отже, теоретичні підходи в даний час є недостатньо точними для опису характеристик точності DSPA.

### **3.2. Системи симуляції з великим ефектом пам'яті**

Підсилювач високої потужності класу АВ операція якого має значний ефект пам'яті та високу нелінійність. Звичайні дані АМ-АМ та АМ-РМ не може належним чином описати характеристики великих спотворень. Ми представляємо точну блокову модель підсилювача на основі характеристик передачі двох тонів. Налаштування вимірювання двох тонів описані характеристики передачі. Виміряне і змодельовані амплітудні та фазові дані двотонові гармоніки проти рівня вхідної потужності представлені. Ця

поведінкова модель буде дуже корисною для проектування лінеаризатора попереднього спотворення підсилювача великої потужності та для нелінійної системи симуляції з великим ефектом пам'яті. [19]

Поведінкова або математична модель влади підсилювачів було широко вивчено. Клас А підсилювач потужності, як правило, обробляється припущення про безпам'ятність (представлення АМ-АМ лише характеристики) або квазіпам'яті (складні представлення як АМ-АМ, так і АМ-РМ характеристики) система. Але характеристика та моделювання підсилювача дуже великої потужності з вихідною потужністю понад кілька сотень ват не повідомляється. Підсилювачі високої потужності класу Операції АВ або В, як правило, мають великий ефект пам'яті і сильна нелінійність. Передача одного тону характеристики не можуть належним чином виражати нелінійність цих потужних підсилювачів. В. Бош та ін. повідомлялося про випадок, коли попереднє спотворення лінеаризувалось підсилювач з покращеними характеристиками АМ-АМ та АМ-РМ не надав жодних доповнень до двотонна інтермодуляційна нелінійність. Отже, точна поведінкова модель, заснована на двох характеристика тону з інформацією про фазу повинна бути розвиненим.

Налаштування вимірювань показано на рис. 2. Це для налаштування потрібно багато вимірювальних приладів: два генератор тональних сигналів, векторний аналізатор мережі, а двохідний лічильник потужності та два аналізатори спектра. Еталонний генератор ІМ - це MESFET невеликої потужності HP ATF21186 і працює в дуже низькому центрі частота 750 кГц. На низьких частотах ефект пам'яті пристрою можна ігнорувати, оскільки його нелінійні ємності майже розімкнуті а затримка розповсюдження незначна. Отже, пристрій не має характеристик АМ-РМ і його основне, ІМ3 та ІМ5 не показують фазових змін із рівень вхідної потужності. Ця характеристика перевірена за допомогою моделювання гармонічного балансу в двох тонах за

допомогою модель великого сигналу пристрою. З показує результати цього моделювання. Фази фундаментальних, IM3 та IM5 постійні на вході рівень потужності до точки стиснення посилення 1 дБ. Фундаментальний та IM5 мають рівну фазу та IM3 становить  $180^\circ$  поза фазою, оскільки вольтерра третього порядку рядовий коефіцієнт ( $gm_3$ ) має негативний знак. Двотональний вхідний сигнал, який має інтервал між тонами 100 КГц, прослуховується до опорного шляху. Головний сигнал проходить через ступінчастий аттенюатор для введення регулювання рівня потужності, а потім підключається до живлення лічильник А для контролю вхідної потужності. [20] Основний підсилювач вихідний сигнал послаблюється і підключається до потужності.

Адекватно врахувати ефект пам'яті високим показує точність відносної фази еталону Генератор IM. Повна установка вимірювань та послідовність були описані. Для експерименту, ми застосували багатоступеневу велику потужність підсилювач з 500 Вт PEP і посиленням 44,5 дБ. Ми вимірювали відносні фази фундаментальної, IM3 та IM5. Вимірянні дані IM3 та IM5 дуже плавні та безперервні, і швидко змінюються залежно від потужності рівень наближається до насичення вихідної потужності. Вони вимірювали дві амплітуди та фази тону були змодельовані. Модель може точно представляти високі нелінійності та швидкі варіації фаз підсилювача АВ високого класу потужності. Вимірювання WCDMA та моделювання були проведені для перевірки. Вимірянні та змодельовані АСРР знаходяться в хороша згода. [21] Ця нелінійна поведінкова модель підсилювач великої потужності дуже корисний для проектування лінеалізатор попереднього спотворення та різні підсилювачі великої потужності.

## ВИСНОВКИ

1) Під час виконання даної кваліфікаційної роботи було обрано та розраховано схему підсилювача змінного сигналу на основі операційного підсилювача з кінцевим каскадом на біполярних транзисторах, що працює від джерела напруги з ЕРС генератора  $E_G = 0.5$  мВ і вихідним опором  $R_G$ . Підсилювач має диференціальний вхід і безтрансформаторний вихід з вихідною напругою  $U_{\text{вих.макс}}$ . Схема працює на навантаження з опором  $R_H$ , зашунтовану конденсатором  $C_H$ . У схемі передбачили плавне регулювання посилення від 0 до  $U_{\text{вих.макс}}$ . Коефіцієнт частотних спотворень на граничних частотах  $f_H$  і  $f_B$  не повинен перевищувати заданих значень  $M_H$  і  $M_B$ .

2) Підсилювач працює в діапазоні температур  $-25 \dots + 60$  °С. Коефіцієнт нелінійних спотворень не більше 1%. У схемі підсилювача не більше двох джерел живлення, для чого розраховуємо фільтри в ланцюгах живлення з коефіцієнтом пульсацій, який не перевищує 1,5%.

3) Проведено побудову сімейства вихідних вольт-амперних характеристик кінцевого каскаду, вони будуються за допомогою залежності коефіцієнта передачі струму одного із транзисторів вихідного ланцюга від струму колектора або струму емітера.

4) Отже, оскільки в даній роботі ми обрали пару комплементарних транзисторів КТ502Б і КТ503Б, але для модернізації даного приладу, пропонується використати аналоги вище вказаних транзисторів, а саме MPSA56 та 2SC2240 що мають кращі параметри та широко розповсюджені на ринку.

5) Підсилювачі знайшли широке застосування в радіомовленні, звуковому кіно, техніці звукозапису, телебаченні, радіолокації й радіонавігації, ядерній фізиці, медицині й біології, системах автоматики й т.д.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

### Література:

1. Петин Г. П. Аналоговая схемотехника. Учебник для вузов. — Р/Д.: ЮФИ, 2010.
2. Бессчетнова Л.В., Кузьмин Ю.И., Малинин С.И. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебное пособие. – СПб.:СЗТУ, 2001 – 128с.
3. Турута Е.Ф. 5000 современных микросхем УНЧ и их аналоги. Справочник. — СПб.: Наука и Техника, 2008. — 560 с.: ил
4. Дуглас Селф. Проектирование усилителей мощности звуковой частоты. Третье издание. – М.: ДМК Пресс, 2009. – 536 с.
5. Бабенко В.П., Изьюрова Г.И. Основы радиоэлектроники. Пособие по курсовому проектированию. М.: МИРЭА,-1985, - 68 с., ил.
6. Бабенко В.П., Изьюрова Г.И. ОУ в усилительных устройствах: Учеб. пособие /Моск. гос. ин-т радиотехники, электроники и автоматики (технический университет) – М., 1994. – 74 с.
7. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник / В.А. Аронов, А.В. Баюков, А.А. Зайцев и др. Под общей ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1985,- 904 с., ил.
8. Altium Designer./ Проектирование функциональных узлов РЭС на печатных платах - БХВ-Петербург,2010 г.
9. Брусницына Л.А. Степановских Е.И./Технология изготовления печатных плат,2015 г.
10. Петров В.П./Выполнение монтажа и сборки средней сложности и сложных узлов , блоков, приборов радиоэлектронной аппаратуры ,аппаратуры

проводной связи ,элементов узлов импульсной вычислительной техники.Академия,2014 г.

11. Петров В.П./Выполнение монтажа и сборки средней сложности и сложных узлов , блоков, приборов радиоэлектронной аппаратуры ,аппаратуры проводной связи , элементов узлов импульсной вычислительной техники. /Академия,2013 г.

12. Щупляк Н.М. Основи електроніки і мікроелектроніки: Навчальний посібник. – м.Дрогобич, 2012. – 217 с.

13. Бойко В. І., Гуржій А. М., Жуйков В. Я. та ін.. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. – К.: Вища школа, 2004. – 510 с.

14. Аналогова схемотехніка : навчальний посібник / О. М. Кобяков, М. М. Ляпа, В. М. Лисенко та ін. – Суми : СумДУ, 2007. – 209 с.

15. Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. Електроніка і мікросхемотехніка/ Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. – Київ: Каравела, 416 с.

16. Бессчетнова Л. В. Схемотехника аналоговых электронных устройств: письменные лекции / Л. В. Бессчетнова, Ю. В Кузьмин, С. И Малинин. – СПб. : СЗТУ, 2003. – 128 с.

17. Altium Designer./ Проектирование функциональных узлов РЭС на печатных платах - БХВ-Петербург,2010 г.

18. Брусницына Л.А. Степановских Е.И./Технология изготовления печатных плат,2015 г.

19. Петров В.П./Выполнение монтажа и сборки средней сложности и сложных узлов , блоков, приборов радиоэлектронной аппаратуры ,аппаратуры проводной связи ,элементов узлов импульсной вычислительной техники.Академия,2014 г.

20. Петров В.П./Выполнение монтажа и сборки средней сложности и сложных узлов , блоков, приборов радиоэлектронной аппаратуры ,аппаратуры проводной связи , элементов узлов импульсной вычислительной техники. /Академия,2013 г.

21. Wen P, Lu TW. Decoupling control of a twin rotor MIMO system using robust deadbeat control technique IET Control Theory Appl. 2008