

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ

Факультет інформаційних технологій та електроніки

(повне найменування факультету)

Кафедра _____ електронних апаратів _____

(повна назва кафедри)

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
до дипломного проекту (роботи)

освітньо-кваліфікаційного рівня _____ магістр _____

(бакалавр, спеціаліст, магістр)

спеціальність 171 «Електроніка» _____

(шифр і назва напрямку підготовки)

на тему

«ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ ЗВУКОВОЇ ЧАСТОТИ»

Виконав: студент групи ЕЛ-
22дм _____

Д.І. Мельник

Керівник _____

Ж.Г. Самойлова

Завідувач кафедри _____

Ю.Е. Паеранд

Рецензент _____

І.С. Тюндер

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ**

(повне найменування вищого навчального закладу)

Інститут, факультет, відділення інформаційних технологій та електроніки

Кафедра, циклова комісія Електронних апаратів

Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр

Спеціальність 171 «Електроніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ЕА

_____ Ю.Е.Паеранд

“ ____ ” _____ 2023 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ СТУДЕНТУ
Мельнику Дмитру Ігоревичу

1. Тема проекту: **Підсилювач потужності звукової частоти**

2. Керівник проекту: Самойлова Жанна Георгіївна, доцент, затверджені наказом вищого навчального закладу від 21.11.2023. р. № 52/14.04.

3. Строк подання студентом проекту 21 листопада 2023 р.

4. Вихідні дані до проекту:

4.1. Виріб ЕА- Підсилювач потужності звукової частоти

4.2. Схема електрична принципова.

4.3. Температура навколишнього повітря від +15 до +50°C; відносна вологість повітря 75% при температурі 30 °С, атмосферний тиск від 84 до 107 кПа.

4.4. Напряга живлення – 30±0,25 В, струм – не більше 5,0 А.; тип виробництва – дрібносерійне багатонаменклатурне

5. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

5.1. Вступ.

5.2. Аналітичний огляд аналогів проєктованого пристрою

5.3. Конструкторсько-технологічний аналіз технічного завдання.

5.3 Створення конструкції пристрою.

5.4. Загальні висновки по роботі

7. Дата видачі завдання _____ 10 жовтня 2023 року _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проектування	Строк виконання етапів	Примітка
1	Вивчення літератури з теми проекту	15.10.23	
2	Формування напрямів і задач дослідження	18.10.23	
3	Визначення методів і принципів проведення дослідження	21.10.23	
4	Дослідження та модулювання об'єктів або процесів	1.11.23	
5	Аналіз та узагальнення отриманих результатів	8.11.23	
6	Формування розділів роботи	11.11.23	
7	Оформлення пояснювальної записки та презентації	21.11.23	

Студент _____

Мельник Д.І.

Керівник проекту _____

Самойлова Ж.Г.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломного проекту містить:

79 сторінок , 41 рисуноків, 5 таблиць, 19 джерел, мова - українська.

ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ, ЗВУКОВА ЧАСТОТА,
ЕЛЕКТРОРАДІОЕЛЕМЕНТ, РЕЗИСТОР, КОНДЕНСАТОР, МІКРОСХЕМА,
ДРУКОВАНИЙ ПРОВІДНИК, МОНТАЖНИЙ ОТВІР, КОНТАКТНА
ПЛОЩАДКА, КОНСТРУКЦІЯ, ТРАСУВАННЯ, ОПЕРАЦІЙНИЙ
ПІДСИЛЮВАЧ

Об'єкт розробки – дослідження процесу розробки підсилювача потужності звукової частоти, топологічне проектування параметрів підсилювача потужності звукової частоти.

Мета роботи - дослідити процес розробки підсилювача потужності звукової частоти, спроектувати топологію плати підсилювача потужності звукової частоти на основі схеми електричної принципової відповідно до вимог технічного завдання та розрахувати показники безвідмовності.

Метод дослідження - теоретичний із застосуванням комп'ютерної техніки.

У дипломній роботі досліджені процеси розробки підсилювача потужності звукової частоти, розраховані показники безвідмовності та спроектована топологія плати підсилювача потужності звукової частоти на основі схеми електричної принципової. Проведені конструктивні розрахунки, розрахунки по постійному та змінному струму. Проаналізовані та узагальнені отримані результати. При моделюванні електричних параметрів використовувалась програма **ELECTRONICS WORKBENCH 5_12**.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД АНАЛОГІВ ПРОЕКТОВАНОГО ПРИСТРОЮ.....	9
1.1 Призначення та сфера застосування.....	9
1.2. Аналітичний огляд аналогів проектного пристрою.....	10
1.2.1.«Простий стереофонічний підсилювач потужності».....	10
1.2.2. "Підсилювач звукових частот (ПЗЧ) транзисторного приймача".....	11
1.2.3. "Підсилювач потужності звукової частоти класу "Hi-Fi" на TDA2030".....	11
1.2.4. «Підсилювач потужності звукової частоти».....	12
2.АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ.....	13
2.1. Аналіз структурної схеми.....	13
2.2. Аналіз схеми електричної принципової.....	14
2.3. Вибір елементної бази.....	16
3.РОЗРОБКА КОНСТРУКЦІЇ ПРИСТРОЮ.....	32
3.1. Вибір конструкції друкованої плати.....	32
3.2. Конструктивно-технологічний розрахунок друкарського монтажу.....	35
3.3 Визначення мінімальної ширини друкованих провідників.....	36
3.4 Визначення діаметрів контактних майданчиків.....	40
3.5. Розрахунок надійності.....	43
3.6. Розрахунок віброміцності.....	48
3.7. Розрахунок теплового режиму.....	49
3.8. Розрахунок електромагнітної сумісності.....	50

4.МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ ЗВУКОВОЇ ЧАСТОТИ.....	51
4.1. Операційні підсилювачі.....	51
4.2. Базові схеми включення операційних підсилювачів	61
4.3. Моделювання електричних параметрів операційного підсилювача в схемі проекту за допомогою програми Electronic Workbench.....	66
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ.....	72
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	73
Додаток А.....	75
Додаток В	77

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ПП - підсилювач потужності;

ЗЧ - звукова частота;

ЕРЕ - електрорадіоелемент;

ТЗ - технічне завдання;

ТУ - технічні умови;

НЕ - начіпний елемент;

ДП - друкована плата;

ІС - інтегральна схема;

РЕА - радіоелектронна апаратура;

УГП - умовне графічне позначення;

ОДП - одностороння друкована плата;

ОП – операційний підсилювач;

НЗЗ – негативний зворотній зв'язок;

КПСС - коефіцієнт пригнічення синфазного сигналу.

ВСТУП

В даний час у техніці повсюдно використовуються різноманітні підсилювальні пристрої. У кожному радіоприймачі, у кожному телевізорі, у комп'ютері та верстаті з числовим програмним керуванням є підсилювальні каскади.

Залежно від типу параметра, що підсилюється, підсилювальні пристрої діляться на підсилювачі струму, напруги і потужності.

У даній дипломній роботі розробляється підсилювач потужності (ПП) звукової частоти (ЗЧ) з урахуванням операційних підсилювачів (ОП). В ході виконання роботи було зроблено аналіз вихідних даних на предмет оптимального вибору структурної схеми та типу електронних компонентів, що входять до складу пристрою, розрахунок ланцюгів підсилювача та параметрів його компонентів та аналіз частотних характеристик отриманого пристрою.

Оптимізація вибору складових компонентів полягає в тому, що при проектуванні підсилювача слід використовувати такі елементи, щоб їх параметри забезпечували максимальну ефективність пристрою за заданими характеристиками, а також його економічність з точки зору витрати енергії живлення та собівартості компонентів, що входять до нього.

У ході виконання дипломної роботи було запропоновано схему підсилювача потужності звукової частоти.

Актуальність, теоретична та практична значущість проблеми, що вивчається, зумовили вибір теми дипломної роботи.

Об'єкт дослідження - підсилювач потужності звукової частоти.

Метою написання дипломної роботи полягає у розробці структурної схеми та технології регулювання та контролю підсилювача потужності звукової частоти.

Задум дослідження, його мета та завдання визначили структуру та зміст дипломної роботи

1.АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД АНАЛОГІВ ПРОЕКТОВАНОГО ПРИСТРОЮ

1.1 Призначення та сфера застосування

Описаний у цій роботі підсилювач звукової частоти (ЗЧ) призначений для радіоприймача, і він може бути використаний інших схожих пристроях. Використовується для посилення потужності в діапазоні 20...20000 Гц з мінімальним коефіцієнтом відсотком гармонік нелінійних спотворень. Конструкція підсилювача проста та надійна.

Технічні характеристики

Вихідна потужність, Вт	150
Коефіцієнт гармонік, не більше %	0,2
Діапазон частот, Гц	20...20000
ККД, %	68
Номінальна вхідна напруга, В	1
Вхідний опір, кОм	10
Характеристика надійності	
Середній час напрацювання на відмову, год	5000
Умови експлуатації	
Температура довкілля, ° С	-10...+50
Відносна вологість повітря за температури +20 0 С, %	до 90

1.2. Аналітичний огляд аналогів проектованого пристрою

1.2.1. «Простий стереофонічний підсилювач потужності».

У цій книзі (Б. С. Іванов - "На допомогу радіокухоль" - М: "Радіо і зв'язок", 1990 р.) розглядається простий стереофонічний підсилювач потужності (рисунок 1.1.). Він складається з однієї інтегральної мікросхеми та чотирьох потужних малогабаритних транзисторів. Основні параметри: номінальна вихідна потужність на навантаженні сягає 2 Вт у кожному каналі; коефіцієнт гармонік не перевищує 1% (на частоті 1 кГц), діапазон частот, що пропускаються, лежить в межах від 63 Гц до 12.5 кГц. Він придатний для відтворення грамзапису при підключенні до входу п'єзоелектричного стереофонічного або монофонічного звукознімача, для посилення звуку переносного транзисторного радіоприймача під час туристських походів, для відтворення записів через автомобільний касетний стереоплеєр і в багатьох інших випадках [6].

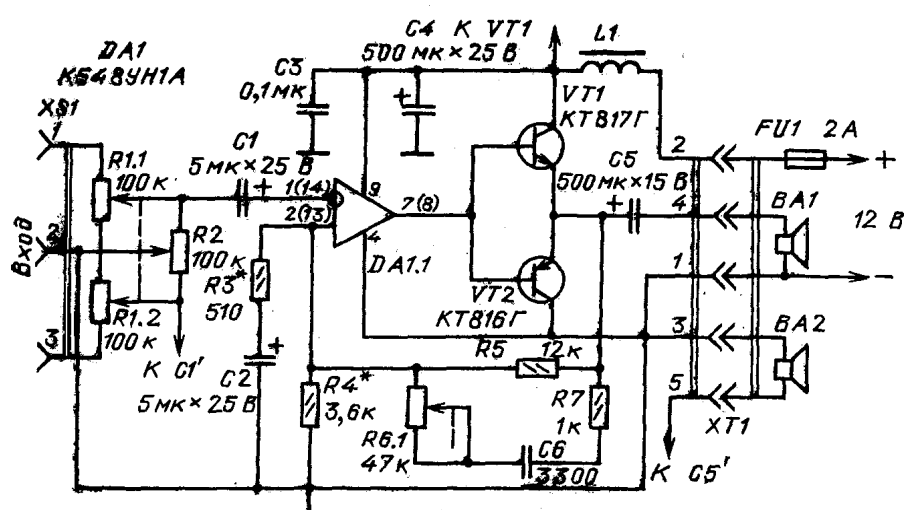


Рисунок 1.1. Простий стереофонічний підсилювач потужності

1.2.2. "Підсилювач звукових частот (ПЗЧ) транзисторного приймача".

Цей підсилювач потужності звукових частот (Н. Ф. Назаров - "На допомогу радіоаматору", випуск 93 - М: "ДОСААФ", 1986 р.) можна використовувати в транзисторних радіомовних або зв'язкових приймачах, а також у приймальному тракті короткохвильових або ультракороткохвильових трансіверів. Максимальна вихідна потужність підсилювача 250...300 мВт (рисунок 1.2). Номінальний опір навантаження лежить у межах 10...50 Ом. Інші параметри ПЗЧ залежить від того, який необхідно мати коефіцієнт посилення. У підсилювачі можна застосовувати будь-які загальноцільові операційні підсилювачі (ОП) із внутрішньою корекцією АЧХ [7].

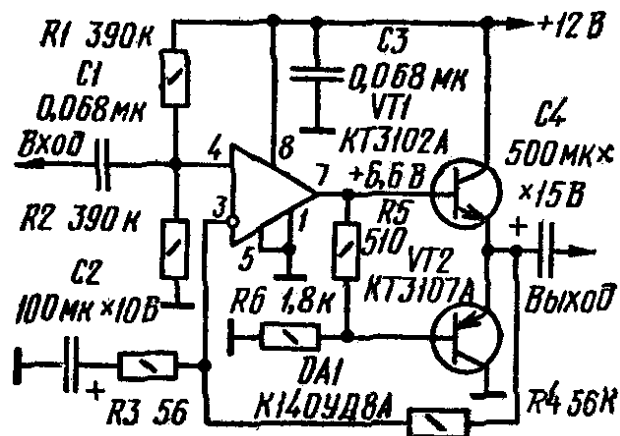


Рисунок 1.2. ПЗЧ транзисторного приймача

1.2.5. "Підсилювач потужності звукової частоти класу "Hi-Fi" на TDA2030".

Мікросхема за своєю суттю є потужним операційним підсилювачем і принципова схема у неї така ж (рисунок 1.3). У даному варіанті (<http://detalinadom.narod.ru/nabor/nabTDA2030.htm>) реалізована схема, яка не інвертує включення. Для простоти складання підсилювач зібраний за схемою з

однополярним живленням і забезпечує навантаження 4 Ома до 15 Вт. Даний підсилювач потужності є універсальною цеглиною для побудови високоякісного підсилювача будь-якої конфігурації, від звичайного стереофонічного до мультимедійного 2.1 або 5.1. При живленні до 20 В такому підсилювачі як сабвуферного можна використовувати мостову схему на TDA2050 (набір У033), при живленні до 30 В цій ролі потрібно використання більш потужного підсилювача, наприклад на TDA2052 (У034) [3].

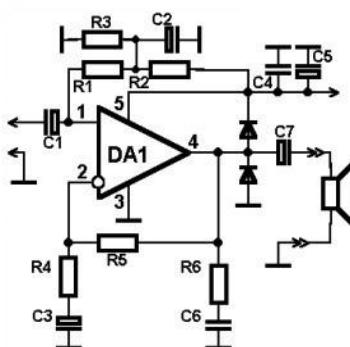


Рисунок 1.3. Підсилювач потужності звукової частоти класу "Hi-Fi" на TDA2030

1.2.6. «Підсилювач потужності звукової частоти».

Підсилювач потужності звукової частоти (ЗЧ) має дуже низькі коефіцієнти гармонійних та інтермодуляційних спотворень, він порівняно простий, здатний витримувати короткочасне коротке замикання у навантаженні, не потребує виносних елементів термостабілізації струму транзисторів вихідного каскаду (рисунок 1.4) (<http://schematic.by.ru/65/6502.htm>).

Основні технічні характеристики: максимальна потужність навантаження опором 4 Ом - 80 Вт; номінальний діапазон частот 20...20000 Гц; коефіцієнт гармонік трохи більше 0,002 коефіцієнт інтермодуляційних спотворень 0,0015 % [4].

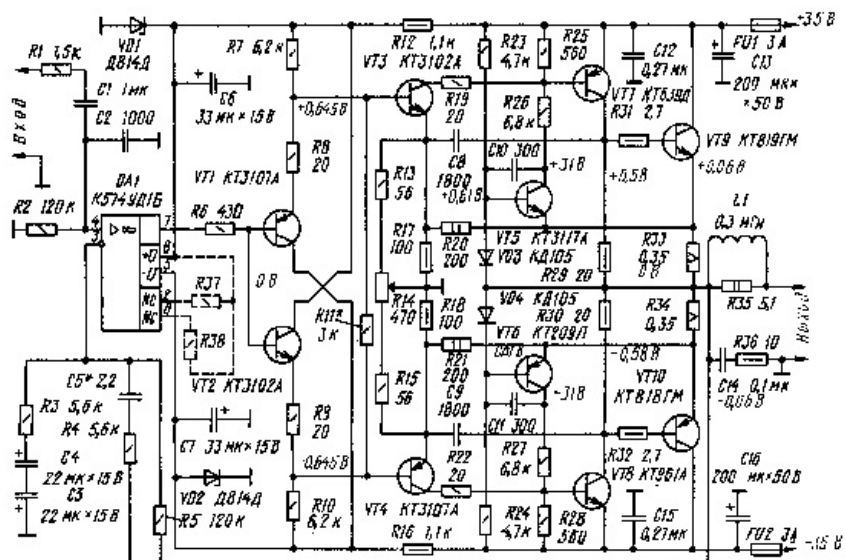


Рисунок 1.4. Підсилювач потужності звукової частоти

2. АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ

2.1. Аналіз структурної схеми

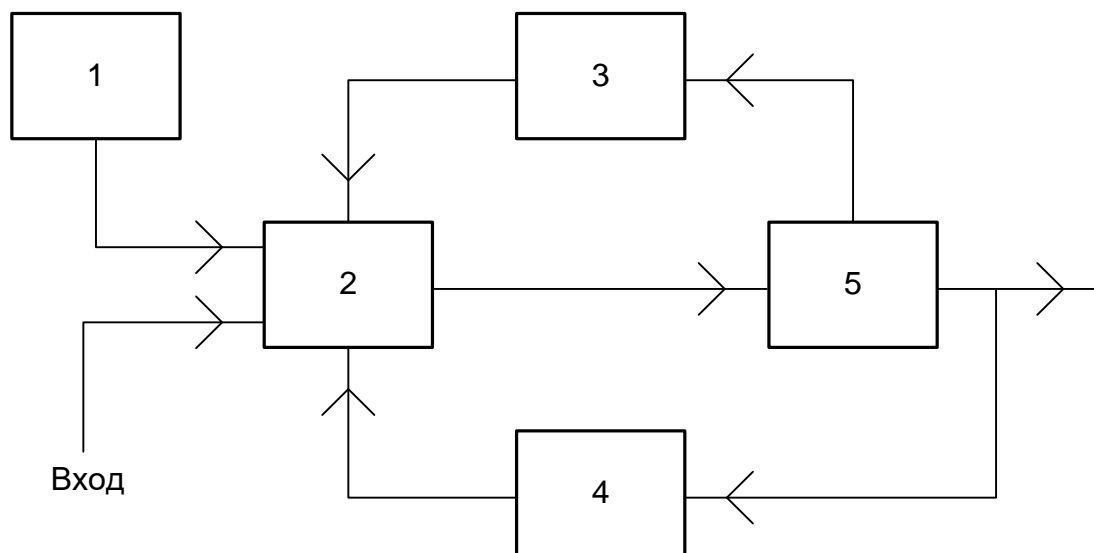


Рисунок 2.1. Структурна схема підсилювача потужності звукової частоти

1 – блок обмеження (БО), 2 – попередній каскад (ПК), 3 – блок стабілізації (БС), 4 – зворотний зв'язок (ЗЗ), 5 – вихідний каскад (ВК).

Блок обмеження зменшує коефіцієнт посилення операційного підсилювача, щоб стабілізувати його характеристики, коли вихідна напруга підсилювача потужності досягає максимального значення. В результаті зменшується глибина насичення транзисторів VT1, VT2 та знижується ймовірність виникнення наскрізного струму у вихідному каскаді [5].

Попередній каскад здійснює необхідне посилення за напругою та забезпечує роботу підсилювача з глибоким негативним зворотнім зв'язком. Джерело вхідного сигналу розвиває дуже низьку напругу. Подавати його безпосередньо на каскад посилення потужності немає сенсу, оскільки за слабкою керуючою напругою неможливо отримати значні зміни вихідного струму.

Блок стабілізації стабілізує напругу живлення операційного підсилювача, яка одночасно використовується для створення необхідної напруги усунення вихідного каскаду.

Зворотній зв'язок стабілізує характеристики підсилювача потужності та задає загальний коефіцієнт посилення по напрузі.

Вихідний каскад забезпечує необхідне посилення по струму та по напрузі.

2.2. Аналіз схеми електричної принципової

Каскад попереднього посилення виконаний на швидкодіючому операційному підсилювачі DA1 (K544УД2Б), який поряд з необхідним посиленням напруги забезпечує роботу підсилювача з глибоким негативним зворотнім зв'язком (НЗЗ) (рисунок 2.2.). Резистор зворотного зв'язку R5 та R1 визначають коефіцієнт посилення підсилювача. Вихідний каскад виконано на транзисторах VT1...VT8. Він забезпечує посилення, як у струмі, і по напрузі. В основному каскаді (VT3, VT4) передбачається використання потужних складових транзисторів КТ825 КТ827. Допоміжний каскад VT5...VT8 також має бути зібраний на складових транзисторах. Резистори R8...R22, діоди VD7, VD8 та транзистори VT1, VT2

визначають режим роботи вихідних каскадів, який не змінюється при зміні напруги живлення у значних межах.

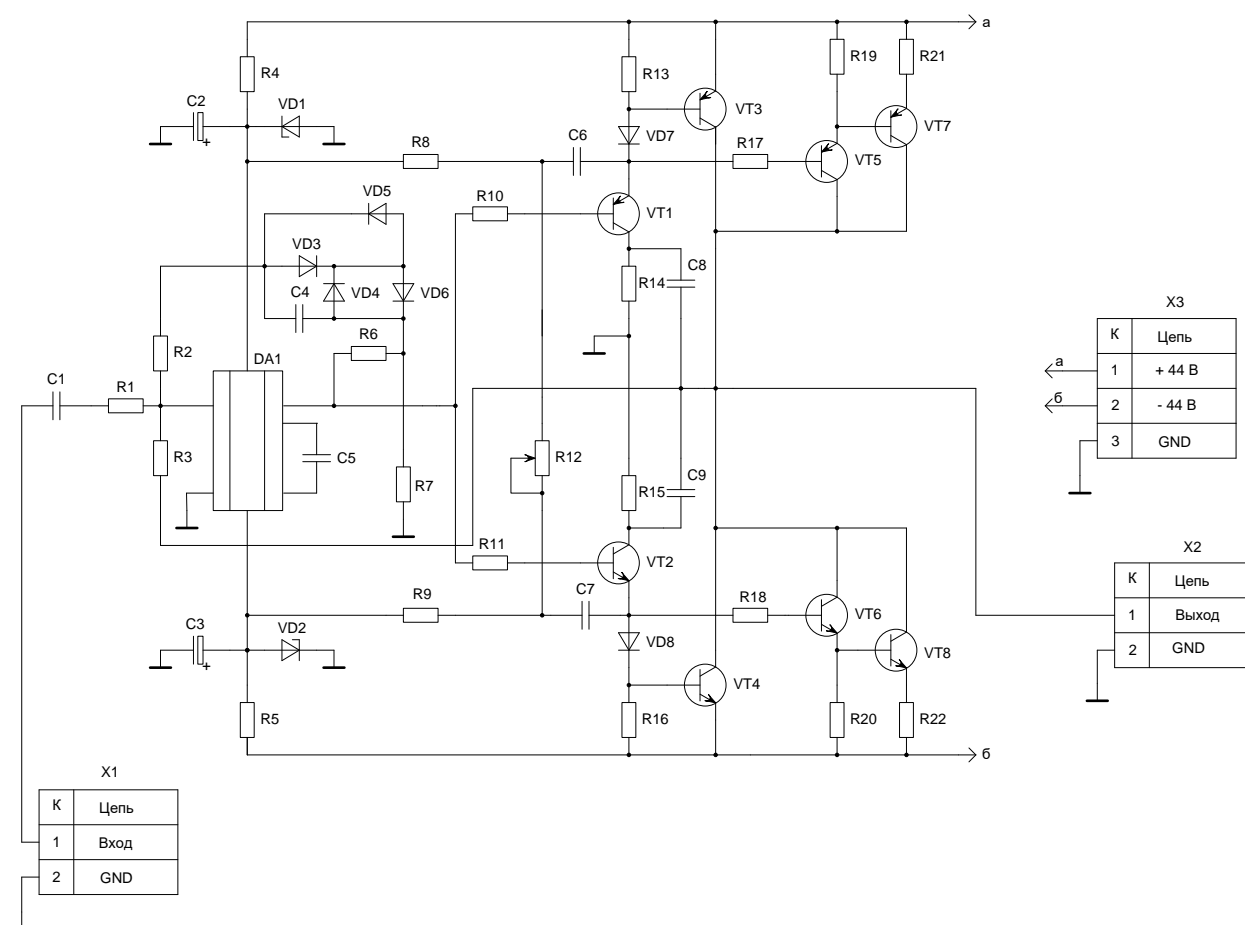


Рисунок 2.2. Електрична принципова схема підсилювача потужності звукової частоти

Конденсатори С6...С9 коригують фазову та частотну характеристики каскаду. Стабілітрони VD1, VD2 стабілізують напругу живлення ОУ, яка одночасно використовується для створення необхідної напруги зміщення вихідного каскаду.

Дільник вихідної напруги операційний підсилювач (ОП) R6, R7, діоди VD3...VD6 та резистор R4 утворюють ланцюг нелінійного негативного зворотного зв'язку (НЗЗ), яка зменшує коефіцієнт посилення ОП, коли вихідна напруга підсилювача потужності досягне свого максимального значення. В результаті зменшується глибина насичення транзисторів VT1, VT2 та знижується ймовірність виникнення наскрізного струму у вихідному каскаді. Конденсатори С4, С5 -

коригувальні. Зі збільшенням ємності конденсатора C_4 зростає стійкість підсилювача, але одночасно збільшуються нелінійні спотворення, особливо на найвищих частотах.

Підсилювач зберігає працездатність при зниженні напруги живлення до ± 25 В. Можливе подальше зниження напруги живлення аж до ± 15 В і навіть до ± 12 В при зменшенні опорів резисторів R_2 , R_3 або безпосередньому підключенні виводів живлення ОП до загального джерела живлення та виключення стабілітронів VD_1 , VD_2 [5].

2.3. Вибір елементної бази

Конденсатори

Конденсатори, що застосовуються в радіоапаратурі, можна розділити на конденсатори постійної, змінної ємності і підстроювальні.

У конденсаторів постійної ємності в конструкції можливості зміни величини ємності не передбачена. Ці конденсатори застосовують як елементи коливальних контурів, налаштованих на фіксовану частоту, як елементи зв'язку, для компенсації змінюваних параметрів елементів контуру при впливі підвищеної або зниженої температури, для сполучення контурів в супергетеродинних приймачах, в якості розділових, блокувальних і для багатьох інших цілей. Таке розмаїття функцій спричинило створення великої кількості типів конденсаторів постійної ємності. Залежно від матеріалу діелектрика конденсатори можна розділити на такі групи: керамічні (рисунок 2.3.), слюдяні, паперові, плівкові та електролітичні (рисунок 2.4.) [1].

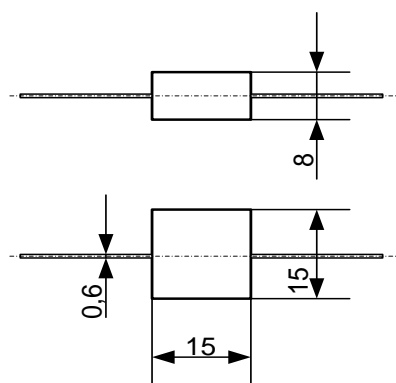


Рисунок 2.3. Конденсатор МПЗ1-5

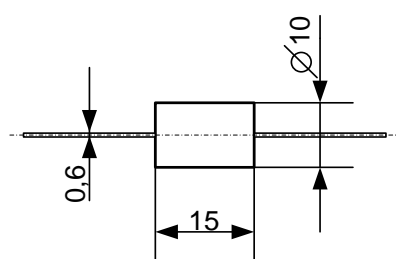


Рисунок 2.4. Конденсатор К50-12.

Конденсатори КЗ1П-5

Конденсатори КЗ1П-5 високовольтні керамічні конденсатори постійної ємності накопичують заряд від 68нФ до 20000нФ при напрузі від 100В до 6,3кВ. Допустиме відхилення ємності становить $\pm 10\%$, $\pm 20\%$. Призначені для експлуатації в ланцюгах постійного, змінного синусоїдального та пульсуючого струму. Конденсатор є ізольованим корпусом з гнучкими односпрямованими висновками дротяного типу. На корпусі конденсатора наведено коротке маркування номіналу із зазначенням ємності, його допустимого відхилення, номінальної напруги та типу діелектрика. Кріплення керамічних конденсаторів здійснюється за виводи за допомогою групового паяння. Щодо допустимої зміни ємності, дані конденсатори з ненормованим ТКЕ (температурний коефіцієнт ємності) характеризуються трьома групами Н20, Н50, Н70 і мають передбачувану лінійну зміну ємності щодо температури. Підвищена робоча температура

середовища не більше $+85^{\circ}\text{C}$, робоча знижена температура – не нижче -40°C . Граничний тангенс кута втрат $\text{tg}\delta$ для конденсаторів не вище 0,0035, максимальний струм витоку – 3мкА. Напрацювання при цьому становить не менше 15 000 год.

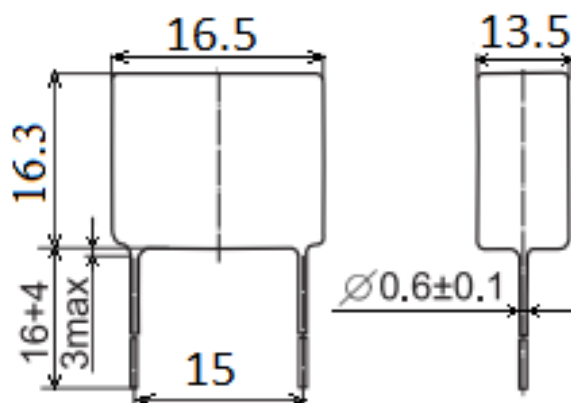


Рисунок 2.5. Конденсатор К31П-5

Конденсатор К50-12

Конденсатори К50-12 оксидно-електролітичні алюмінієві із фольговими обкладками.

Випускаються у циліндричних металевих корпусах чотирьох варіантів виконання:

- з різноспрямованими дротяними виводами;
- з дротяним анодним виводом по осі та кріпильною пелюстковою шайбою-катодом;
- з пелюстковим анодним виводом по осі та кріпильною гайкою-катодом;
- Блоки з кріпильною гайкою-катодом.

Призначені для роботи в ланцюгах постійного та пульсуючого струму. Виготовляються у виконанні для помірного та холодного клімату [УХЛ] та у всекліматичному виконанні [В].

Основні технічні параметри конденсаторів К50-12:

- Номінальна ємність 0,001...5000 мкФ;
- Номінальна напруга 6,3; 12; 25; 50; 100; 160; 250; 300; 350; 400; 450;
- Допустимі відхилення ємності +80/-20%;
- Тангенс кута втрат 10 ... 35%;
- Струм витoku $I=0,05CU+a$, але не більше 1500 мкА;
- Повний опір 1 ... 100 Ом;
- Відносна вологість повітря за температури +35 °С 98%;
- Інтервал робочих температур -25 ... +70 °С.

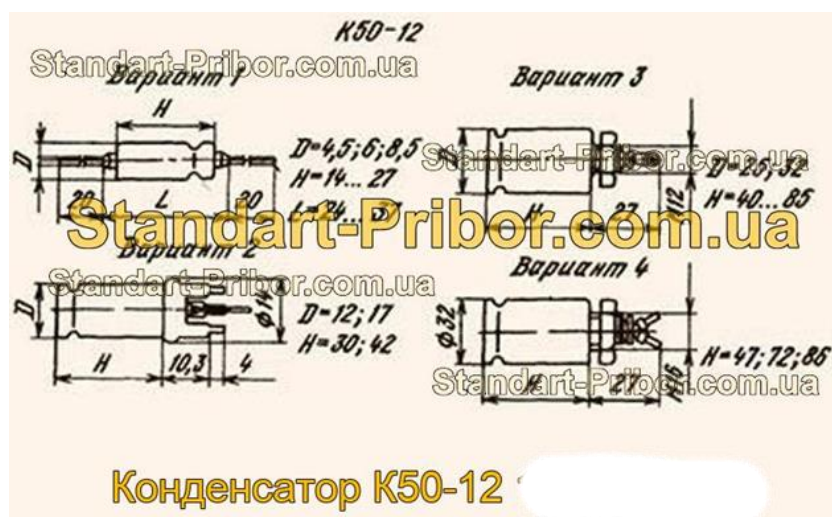


Рисунок 2.6. Конденсатор К50-12

Мікросхема

Найбільшого поширення набули інтегральні схеми (ІС), у яких всі елементи та міжелементні з'єднання виконані в обсязі та на поверхні напівпровідника. Їх називають напівпровідниковими.

Для виготовлення напівпровідникових мікросхем використовують кремнієві монокристалічні пластини діаметром не менше 30 – 60 мм та товщиною 0,25 – 0,4 мм. Елементи мікросхеми — біполярні та польові транзистори, діоди, резистори та конденсатори — формують у напівпровідниковій пластині методами, відомими з технології дискретних напівпровідникових приладів (селективна дифузія, епітаксія та ін.). Міжз'єднання виконують напилюванням вузьких провідних доріжок алюмінію на окислену (тобто електрично ізольовану) поверхню кремнію, що має вікна в плівці окислу в тих місцях, де повинен здійснюватися контакт доріжок з кремнієм (в області емітера, бази, колектора транзистора і т.д.). Для з'єднання елементів мікросхеми з її виводами на доріжках, що проводять, створюються розширені ділянки — контактні майданчики. Методом напилення іноді виготовляють також резистори та конденсатори (рисунок 2.7.).

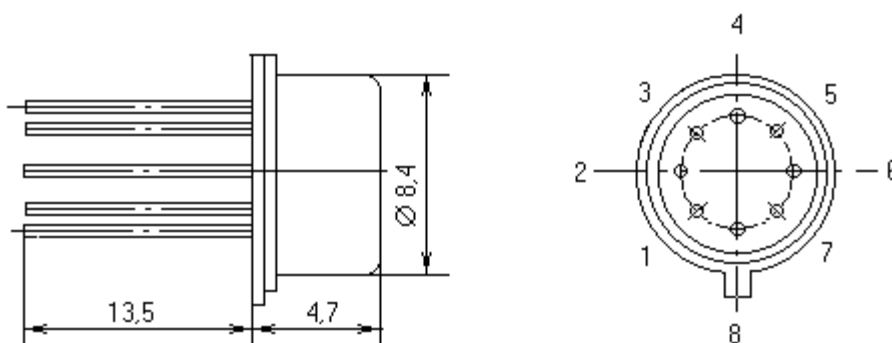


Рисунок 2.7. Інтегральна мікросхема К544УД2Б

Мікросхема К544УД2Б

Мікросхеми К544УД2Б є широкосмуговими операційними диференціальними підсилювачами з високим входним опором і підвищеною швидкодією. Застосовуються для створення підсилювачів, імпульсних підсилювачів, підсилювачів фотоприймачів, генераторів високочастотних коливань.

Виготовлені за суміщеною біполярно-польовою технологією та призначені для роботи в електронній апаратурі загального призначення.

Випускаються в круглому металоскляному корпусі з вертикальним розташуванням висновків для монтажу отвори друкованої плати.

Містять 69 інтегральних елементів.

Корпус типу 301.8-2, 3101.8-1, маса трохи більше 2,0 г.

Зарубіжний аналог: CA3130 фірми RCA Corp.

Напруга живлення: $\pm 15 \pm 10\%$.

Струм споживання: не більше 7 мА.

Робоча температура: $-60 \dots +125 \text{ }^\circ\text{C}$.

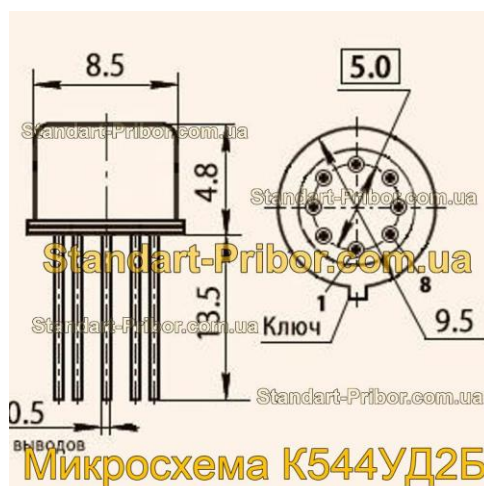


Рисунок 2.8. Мікросхема К544УД2Б

Резистори

Резистори, що застосовуються в радіоапаратобудуванні, поділяють на постійні (рисунок 2.9.) і змінні. Змінними називають резистори, опір яких можна плавно змінювати в процесі експлуатації або регулювання апарату. Їх застосовують у тих випадках, коли це необхідно для зміни параметрів виробу, або для компенсації в процесі регулювання похибок параметрів інших елементів схеми. У решті випадків використовують постійні резистори.

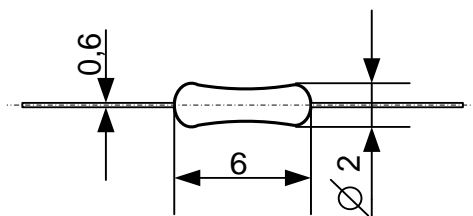


Рисунок 2.9. Резистор МЛТ-0,125

Резистори

Технічні характеристики резистора МЛТ 0,125

- Гранична робоча напруга 200 В
- Максимальна потужність, що розсіюється, – 0,125 Вт.
- Маса резистора 0,15 г
- Рівень власних шумів 5 мкВ
- Мінімальне напрацювання 25000 год
- Діапазон номінальних опорів 8,2 Ом – 3 МОм

- Температура довкілля від -60...+70 °С

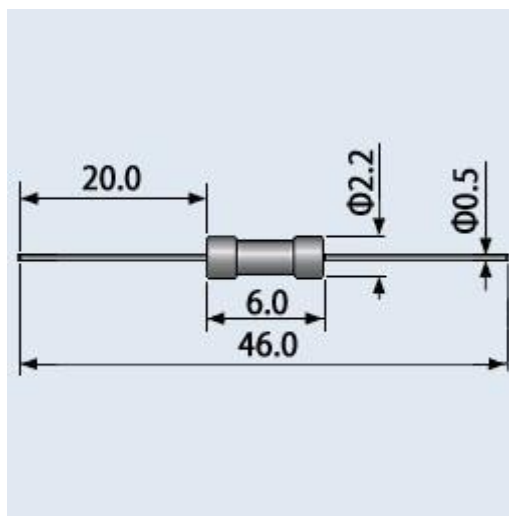


Рисунок 2.10. Резистор МЛТ 0,125Вт

Діоди

Основним елементом більшості напівпровідникових приладів є електронно-дірковий перехід, що є перехідним шаром між напівпровідниками різної провідності. На межі переходу рахунок концентрації носіїв утворюється контактна різниця потенціалів.

p-n перехід має несиметричну електропровідність, змінну електронну ємність, сильну залежність струму від зовнішніх параметрів t_0 , зміну полів.

В p-n переході відбувається дифузія основних носіїв електронів з p-області в n-області. При цьому виникає дифузійний струм:

$$I_{\text{диф}} = I_{\text{рдіф}} - I_{\text{ндіф}}, \quad (2.1.)$$

його напрямком збігається із напрямком дифузії дірок.

Електричний заряд у кристалі перерозподіляється, електронна нейтральність кристала порушується.

Основні носії, що дифузують, рекомбінують, в результаті чого змінюється концентрація рухомих носіїв. У приконтному шарі утворюються заряди: р-області негативні, в n-області позитивні. В результаті утворюється подвійний шар просторового заряду, який називається замикаючим. Замикаючий шар може бути неоднорідним через зміщення нейтралі у бік області з меншою концентрацією домішки. Просторові заряди утворюють електричне поле переходу з максимальною спрямованістю межі зміни заряду.

Випрямні діоди працюють на частоті 50-100 кГц (рисунок 2.11), служать для перетворення змінної напруги на постійну (випрямлену).

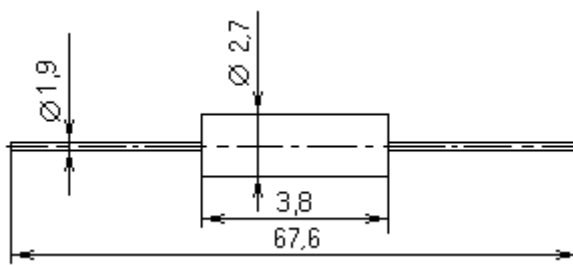


Рисунок 2.11. Випрямний діод КД510А

Стабілітрони працюють в режимі лавинного пробою з балансом потужності, що розсіюється (рисунок 2.12). Робоча точка стабілітрону встановлюється таким чином, щоб перетин навантажувальної прямої на вольт-амперній характеристиці (ВАХ) з характеристикою стабілітрона припадав на майданчик стабілізації. На відміну від стабілітрона стабістор працює на прямій гілці ВАХ, внаслідок чого напруги стабілізації стабісторів незначні (порядку 0.7...1.8 Вольт).

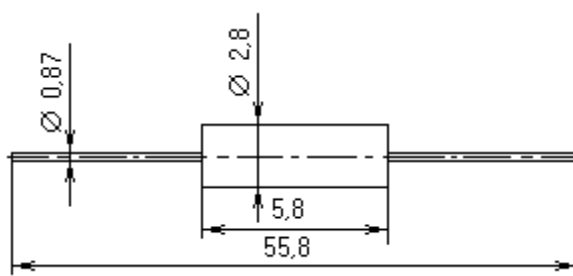


Рисунок 2.12. Стабілітрон КС515А

Діод КД510А

Діоди КД510А кремнієві, епітаксійно-планарні, імпульсні. Призначені для застосування у імпульсних пристроях. Випускаються у скляному корпусі з гнучкими выводами. Тип діода та схема з'єднання електродів з выводами наводяться на корпусі. Маркуються умовним кодом кольорів: однією широкою і однією вузькою смугою зеленого кольору з боку катодного виводу.

Маса діода не більше 0,15 г.

Тип корпусу: КД-2.

Технічні умови: ТТЗ.362.100 ТУ/02.

Основні технічні характеристики діода КД510А:

- $U_{зв\ max}$ – максимальна постійна зворотна напруга: 50 В;
- $I_{пр\ max}$ – максимальний прямий струм: 200 мА;
- $U_{пр}$ - постійна пряма напруга: не більше 1,1 при $I_{пр}$ 0,2 А;
- $I_{зв}$ – постійний зворотний струм: трохи більше 5 мкА при $U_{зв}$ 50 У;
- $t_{від\ зв}$ - час зворотного відновлення: 0,004 мкс;
- C_d – Загальна ємність: 4 пФ

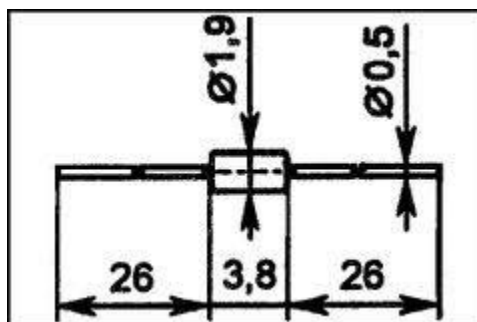


Рисунок 2.13. Діод КД510А

Стабілітрон КС515А

Стабілітрон 15V. Корпус КД8. Кремнієвий, планарний, середньої потужності. Корпус стабілітрону в робочому режимі служить позитивним електродом (анодом). Призначений для стабілізації номінальної напруги 15 В в діапазоні струмів стабілізації 1...53 мА.

Таблиця 2.1. Основні технічні характеристики стабілітрона

Максимальна напруга стабілізації	14 В
Максимальна потужність розсіювання	0.34 Вт
Матеріал виготовлення	Кремній
Тип діода	Стабілітрон
Призначення діода	Обмежувальний
Мінімальна напруга стабілізації	11.5 В

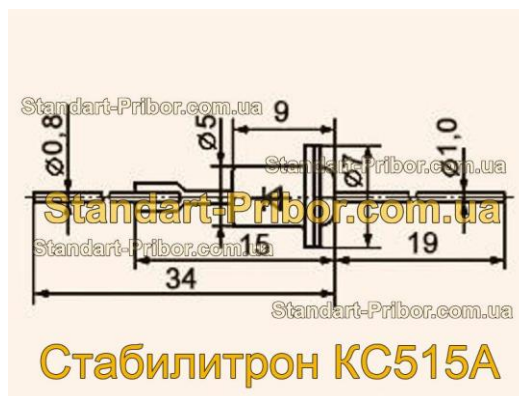


Рисунок 2.14. Стабілітрон КС515А

Транзистори

Транзистор – складний напівпровідниковий прилад, який використовує властивість нелінійності характеристик області р-n переходу (рисунок 2.15.,

рисунок 2.16.). Основне призначення транзистора в електронних схемах - посилення сигналів струму або напруги в залежності від його включення. Біполярний транзистор має, у випадку, 3 виводи – управляючий (база), і виводи безпосередньо керованого р-п переходу (колектор і емітер).

Біполярні транзистори характеризуються двома р-п переходами, розташованими одному кристалі.

Транзистори бувають: корпусні та безкорпусні залежно від технології виготовлення.

Динамічні характеристики транзисторів визначають режим роботи транзистора, у вихідному колі якого є навантаження, а на вхід подається сигнал, що посилюється. Динамічні режими відрізняються від статичного сильним взаємним впливом параметрів транзистора та елементів схеми.

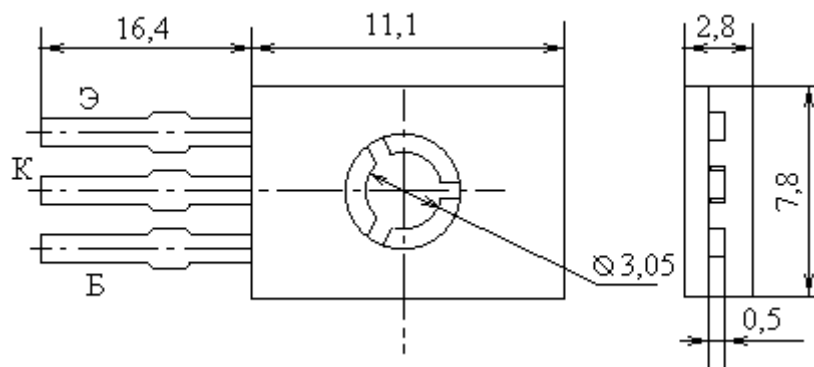


Рисунок 2.15. Транзистори КТ814В, КТ815В, КТ816Г, КТ817Г

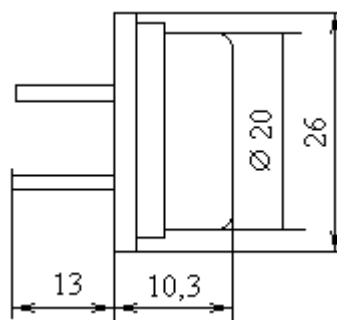


Рисунок 2.16 Транзистори КТ825Г, КТ827А

Транзистори КТ814В, КТ815В, КТ816Г, КТ817Г

Транзистори КТ814, 815, 816, 817 – кремнієві епітаксійно-планарні низькочастотні потужні біполярні транзистори з р-п-р структурою. Призначені для використання у ключових та лінійних схемах, блоках та вузлах радіоелектронної апаратури широкого застосування. Випускаються у пластмасовому корпусі з гнучкими виводами.

Таблиця 2.2. Гранично допустимі параметри

Тип	Напруга колектор-емітер, $U_{ке}, В$	Напруга емітер-база $U_{еб}, В$	Струм колектора, $I_{к}, А$	Імпульсний струм колектора, $I_{імп к}, А$	Постійний струм бази, $I_{бмакс}, А$	Потужність колектора, що розсіюється, $P_{кмакс}, Вт$	Гранична частота, МГц	$h_{21е}$	Зворотний струм колектора, $I_{звк}, мкА$
КТ-817	А-40 Б-50 В-60 Г-100	5	3	6	1	25	3	25-275	100
КТ-815	А-40 Б-50 В-70 Г-100	5	1,5	3	0,5	10	3	30-275	100
КТ-816	А-40 Б-50 В-60	5	3	6	1	25	3	25-275	50

	Г-100								
КТ-814	А-40	5	1,5	3	0,5	10	3	30-275	50
	Б-50								
	В-70								
	Г-100								

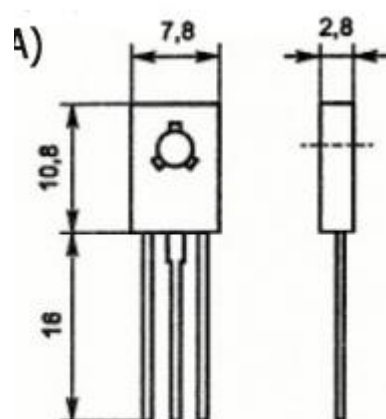


Рисунок 2.17. Транзистори КТ814В, КТ815В, КТ816Г, КТ817Г

Транзистор КТ825Г

Транзистори КТ825Г кремнієві мезапланарні структури р-п-р підсилювальні. Призначені для застосування в підсилювачах та пристроях, що перемикають. Транзистори КТ825Г, КТ825Д, КТ825Е випускаються у металевому корпусі зі скляними ізоляторами та жорсткими виводами.

Маса транзистора трохи більше 20 р.

Тип корпусу: КТ-9 (ТО-3).

Технічні умови: аА0.336.306 ТУ.

Основні технічні характеристики транзистора КТ825Г:

- Структура транзистора: р-п-р;
- $P_{к т \max}$ - постійна потужність колектора, що розсіюється, з тепловідведенням: 125 Вт;
- $f_{гр}$ – межова частота коефіцієнта передачі струму транзистора для схеми із загальним емітером: не менше 4 МГц;
- $U_{ебо \max}$ - максимальна напруга емітер-база при заданому зворотному струмі емітера та розімкнутого ланцюга колектора: 5 В;
- $I_{к \max}$ – максимально допустимий постійний струм колектора: 20 А;
- $I_{к i \max}$ – максимально допустимий імпульсний струм колектора: 40 А;
- h_{21e} - статичний коефіцієнт передачі струму транзистора для схем із загальним емітером: 750...18000;
- C_k - Місткість колекторного переходу: не більше 600 пФ;

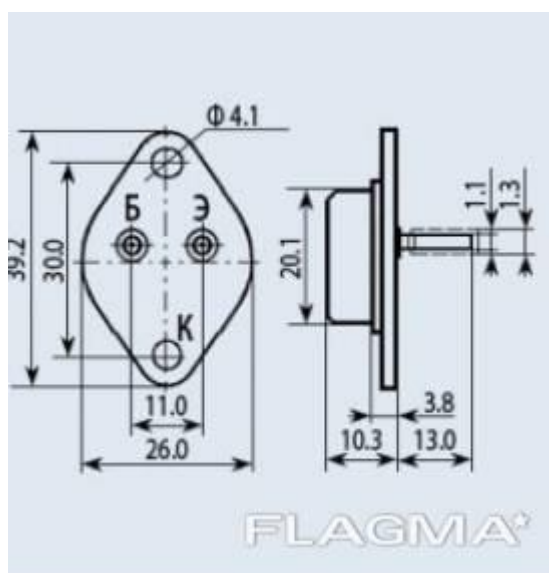


Рисунок 2.18. Транзистор КТ825Г

Транзистор КТ827А

Основні технічні характеристики:

Тип матеріалу: Si

Полярність: NPN

Максимальна потужність, що розсіюється (P_c): 125 W

Максимальна допустима напруга колектор-база (U_{cb}): 100 V

Максимально допустима напруга емітер-база (U_{eb}): 5 V

Максимальний постійний струм колектора (I_c): 20 A

Гранична температура переходу PN (T_j): 150 °C

Гранична частота коефіцієнта передачі струму (f_t): 4 MHz

Статичний коефіцієнт передачі струму (h_{fe}): 750

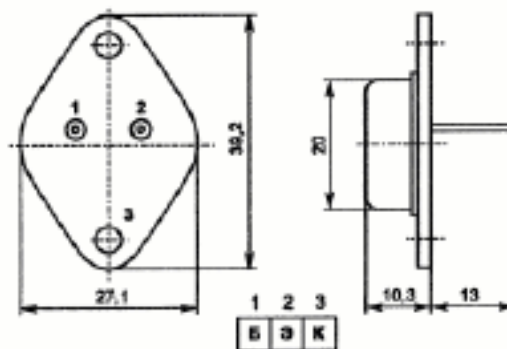


Рисунок 2.19. Транзистор КТ827А

3. РОЗРОБКА КОНСТРУКЦІЇ ПРИСТРОЮ

3.1. Вибір конструкції друкованої плати

При виборі матеріалу підстави друкованої плати необхідно врахувати:

Тип конструкції друкованої плати (ДП):

- 1) Одностороння друкована плата (ОДП);
- 2) двостороння друкована плата (ДДП);
- 3) Багатошарова друкована плата (БДП).

Клас точності;

Механічні дії;

Кліматичні дії;

Вимоги до електричних параметрів друкованої плати;

Технологію виготовлення ДП;

Вартість.

Основними матеріалами виготовлення ДП застосовуються фольговані діелектрики. Як ізоляційну основу застосовують гетинакс, склотекстоліт, поліамід. Основа покривається з одного або двох сторін шарами мідної фольги. Товщина мідної фольги може бути від 5 до 50 мкм. Найчастіше застосовується фольга з товщиною 35 та 50 мкм.

Для виготовлення друкованих плат застосовують багато матеріалів: текстоліт, гетинакс, склотекстоліт, ебоніт та мікалекс.

Таблиця 3.1. Матеріали виготовлення друкованих плат.

Матеріал	Марка	Товщина
Гетинакс фольгований	ГФ-1-35	1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Гетинакс фольгований з гальваностійкою фольгою	ГФ-2-35Г ГФ-2-50Г	1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Склотекстоліт фольгований	СФ-1-35 СФ-1-50 СФ-2-35 СФ-2-50	0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Склотекстоліт фольгований з гальваностійкою фольгою	СТФ-1-35 СТФ-1-18 СТФ-2-35 СТФ-2-18	0,08; 0,1; 0,13; 0,2; 0,3; 0,5; 0,8; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Склотекстоліт теплостійкий негорючий фольгований з гальваностійкою фольгою	СТНФ-1-35 СТНФ-1-18 СТНФ-2-35 СТНФ-2-18	0,08; 0,1; 0,13; 0,2; 0,3; 0,5; 0,8; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Склотекстоліт фольгований загального призначення нормованої горючості модифікований	СОНФМ-1-35 СОНФМ-1-50 СОНФМ-2-35 СОНФМ-2-50	0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Склотекстоліт фольгований теплостійкий	СТФТ-1-35 СТФТ-1-50 СТФТ-2-35 СТФТ-2-50	0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Діелектрик фольгований загального призначення з гальваностійкою фольгою	ДФО-1-35 ДФО-2-35	0,08; 0,1; 0,13; 0,2; 0,3; 0,5; 0,8; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0

Діелектрик фольгований самозагасаючий з гальваностійкою фольгою	ДФС-1-20 ДФС-2-20	0,08; 0,1; 0,13; 0,2; 0,3; 0,5; 0,8; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Фольгований армований фторопласт	ФАФ - 4Д	0,08; 0,1; 0,13; 0,2; 0,3; 0,5; 0,8; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0
Склотекстоліт фольгований з алюмінієм	СФА-2-35	0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0

Основними критеріями при виборі класу точності ДП є:

- конструкторська складність - ступінь насиченості поверхні ДП електронних компонентів при традиційній елементній базі або кількість виводів при поверхневому монтажі (SMD) та крок їх розташування;

елементна база (дискретні електронні компоненти, інтегральні мікросхеми, компоненти поверхневого монтажу, безкорпусні компоненти);

конструкторська складність - ступінь насиченості поверхні ДП електронних компонентів при традиційній елементній базі або кількість виводів при поверхневому монтажі (SMD) та крок їх розташування;

тип, число та крок виводів електронних компонентів (штирьові, планарні, безвихідні, матричні та ін.);

швидкодія;

надійність;

масогабаритні характеристики;

вартість;

умови експлуатації;

максимальні струм та напруга;

рівень технологічного оснащення конкретного виробництва.

Таблиця 3.2. Клас точності друкованих плат.

Умовне позначення	Номінальне значення основних параметрів для класу точності				
	1	2	3	4	5
t, мм	0,75	0,45	0,25	0,15	0,10
S, мм	0,75	0,45	0,25	0,15	0,10
b, мм	0,30	0, 20	0,10	0,05	0,025
γ *	0,40	0,40	0,33	0,25	0, 20

Виходячи з вимоги - надійності виберемо склотекстоліт як найбільш міцний матеріал. Склотекстоліт буває одношаровим та двошаровим. Розроблювану схему важко розвести в одному шарі.

За ГОСТ 23752-79 вибираємо другий клас густини рисунка друкованої плати. Для даного класу щільності маємо:

- ширина провідника щонайменше 0.5 мм;
- відстань між провідниками не менше 0.5 мм;
- Роздільна здатність 1.0 ліній/мм.

3.2. Конструктивно-технологічний розрахунок друкарського монтажу

Вибираємо другий клас точності виготовлення друкованої плати. Для виготовлення друкованої плати вибираємо склотекстоліт СФ – 2 – 35 – 1,5 ГОСТ 10316 – 78, який має наступні характеристики:

- товщина фольги 35 мкм;

- допустима щільність струму $I_{\text{доп}} = 20 \text{ А/мм}^2$;

- питомий опір $\rho = 0,05 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{м}$;

Конструктивні обмеження відповідають другому класу точності:

- мінімальне значення номінальної ширини провідника $b = 0,45 \text{ мм}$;

- номінальна відстань між провідниками $S = 0,45 \text{ мм}$;

- відношення діаметра отвору до товщини плати $\gamma \geq 0,5$;

- допуск на отвори $\Delta d = \pm 0,1 \text{ мм}$;

- допуск на ширину провідника $b = \pm 0,1 \text{ мм}$;

- допуск на розташування отворів $d = 0,15 \text{ мм}$;

- допуск на розташування провідників на одностороння друкована плата (ОДП) $\delta_1 = 0,1 \text{ мм}$;

- Відстань від краю просвердленого отвору до краю контактної майданчика $b_m = 0,045 \text{ мм}$;

3.3 Визначення мінімальної ширини друкованих провідників

Ширина друкованих провідників визначатиметься трьома факторами: максимальним струмом, що протікає провідником – для ланцюгів живлення та шин заземлення, допустимим падінням напруги – для сигнальних ланцюгів, можливостями обраного методу виготовлення та класом точності плати – для всіх з'єднань на платі.

Визначаємо мінімальну ширину $b_{\text{min } I}$, мм, друкарського провідника по постійному струму для ланцюгів живлення та шин заземлення за формулою

$$b_{\min I} = I_{\max} / I_{\text{доп}} h_{\phi}, \quad (3.1.)$$

де I_{\max} - максимальний постійний струм у провідниках, А;

$I_{\text{доп}}$ - допустима щільність струму, А/мм²;

h_{ϕ} – товщина друкарського провідника (товщина фольги), мм.

$$b_{\min I} = 0,1 / (20 \cdot 0,035) = 0,14.$$

Визначаємо мінімальну ширину $b_{\min U}$, мм, друкованого провідника виходячи з допустимого падіння напруги на ньому, за формулою

$$b_{\min U} = \rho I_{\max} \frac{1}{h_{\phi} U_{\text{доп}}}, \quad (3.2.)$$

де ρ – питомий опір фольги, Ом·мм²/м;

I - максимальна довжина сигнального друкарського провідника на платі, м;

$U_{\text{доп}}$ - допустиме падіння напруги, В.

$$b_{\min U} = 0,05 \cdot 0,1 \cdot 0,126 / 0,035 \cdot 0,1 = 0,18$$

Мінімальна ширина друкованих провідників для ОДП, виготовлених хімічним методом, визначається за формулою

$$b_{\min} = b + 1,5h_{\phi} + (0,03 \dots 0,08) = 0,45 + 1,5 \cdot 0,035 + 0,03 = 0,53$$

Вибираємо ширину друкованих провідників у сигнальних ланцюгах із умови

$$b \geq b_{\min}, \quad (3.3.)$$

у ланцюгах живлення та шинах заземлення з умови

$$b \geq \max \{ b_{\min}, b_{\min I}, b_{\min U} \}.$$

$$0,5 \geq \max \{ 0,53; 0,14; 0,18 \}, \text{ обираємо } b=0,53$$

Перевіряємо провідники з обраною шириною 0,53 мм на допустимий струм при вибраній товщині фольги 0,35.

$$I_{\max} \leq I_{\text{доп}},$$

$$0,1 \leq 0,35$$

Номінальне значення діаметрів d , мм монтажних отворів за групами виведення елементів визначається за формулою

$$d = d_s + |\Delta d_{\text{н.о.}}| + r, \quad (3.4.)$$

де d_s - максимальний діаметр вивода елемента, що встановлюється на плату, мм;

$\Delta d_{\text{н.о.}}$ - нижнє граничне відхилення номінального діаметра монтажного отвору, мм;

r - різниця між мінімальним діаметром отвору та максимальним діаметром виведення елемента (в межах 0,1...0,4 мм).

Розраховані значення діаметрів d округляють до найближчого більшого значення ряду: 0,7; 0,8; 0,9; 1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,4; 1,5 ...

Оскільки елементи мають різні діаметри виводів, їх можна розділити на дві групи:

$$d_1 = 0,5 \text{ мм}$$

$$d_2 = 1,5 \text{ мм}$$

$$d_1 = 0,5 + |0,15| + 0,4 = 1,05 \text{ мм}$$

$$d_2 = 1,5 + |0,15| + 0,4 = 2,05 \text{ мм}$$

Перевіряємо найменше значення діаметра монтажного отвору на відповідність

$$d \geq d_{\min} = H \times \gamma . \quad (3.5.)$$

де H - товщина друкованої плати, мм;

γ – конструктивне обмеження, пов'язане з розсіювальною здатністю електролітів, що використовуються при гальванічній металізації монтажних та перехідних отворів;

d_{\min} – мінімальний діаметр перехідного отвору, мм.

$$1,5 \geq 1,5 \cdot 0,5 = 0,75$$

Умова (3.5.) виконується, отже, діаметри монтажних отворів обрані правильно.

3.4 Визначення діаметрів контактних майданчиків

Контактна площадка отвору в друкованій платі забезпечує пайку виводів навісних елементів та надійний електричний контакт між ланцюгами, що розташовані на різних сторонах плати. Через особливості процесу травлення фольги бічне підтравлювання зменшуватиме дійсні розміри друкованого малюнка і частково руйнуватиме адгезійний шар між діелектриком і фольгою, що може призвести до відшаровування тонких елементів друкованого малюнка. Тому діаметр контактного майданчика має перевищувати мінімальний діаметр D_{\min} , мм, який залежить від методу виготовлення друкованої плати.

Максимальний діаметр просвердленого отвору d_{\max} , мм визначається по формулі:

$$d_{\max} = d + \Delta d + (0.1 \dots 0.15), \quad (3.6.)$$

де Δd – допуск на отвір.

$$d_{\max 1} = 0,9 + 0,15 + 0,1 = 1,15 \text{ мм}$$

$$d_{\max 2} = 1,5 + 0,15 + 0,1 = 1,75 \text{ мм}$$

Мінімальний ефективний діаметр $D_{1\min}$, мм, контактного майданчика визначається за формулою:

$$D_{1\min} = 2 / (b_m + d_{\max} / 2 + \delta d + \delta p), \quad (3.7.)$$

$$D_{1\min 1} = 2(0,045 + 1,15 / 2 + 0,15 + 0,25) = 2,39 \text{ мм}$$

$$D_{1\min 2} = 2(0,045 + 1,75 / 2 + 0,15 + 0,25) = 2,74 \text{ мм}$$

Мінімальний діаметр контактного майданчика для ОДП, виготовленого хімічним методом, визначається за такою формулою:

$$D_{\min} = D_{1\min} + h_{\phi}, \quad (3.8.)$$

$$D_{\min 1} = 2,39 + 0,035 = 2,425 \text{ мм}$$

$$D_{\min 2} = 2,74 + 0,035 = 2,775 \text{ мм}$$

Максимальний діаметр контактної майданчика D_{\max} , мм визначається за формулою:

$$D_{\max} = D_{\min} + (0,02 \dots 0,06) \quad (3.9.)$$

$$D_{\max 1} = 2,425 + 0,06 = 2,485 \text{ мм}$$

$$D_{\max 2} = 2,775 + 0,06 = 2,835 \text{ мм}$$

Визначаємо мінімальні відстані між елементами провідного рисунка.

Мінімальні відстані між провідником та контактним майданчиком визначається за формулою:

$$S_{1 \min} = L_0 - [(D_{\max} / 2 + \delta p) + (b_{\max} / 2 + \delta l)], \quad (3.10.)$$

де δl – допуск на розташування провідників

L_0 – відстань між центрами елементів рисунка на кресленні, мм.

$$S_{1 \min} = 2,5 - [(2,485/2 + 0,3) + (1,15/2 + 0,1)] = 0,2 \text{ мм}$$

Мінімальні відстані між двома контактними майданчиками визначається за такою формулою:

$$S_{2 \min} = L_0 - (D_{\max} + 2 \delta p) \quad (3.11)$$

$$S_{2 \min} = 2,5 - (2,775 + 2 * 0,3) = 0,325 \text{ мм}$$

Мінімальна відстань між двома провідниками визначається за такою формулою:

$$S_{3 \min} = L_0 - (b_{\max} + 2 \delta l). \quad (3.12.)$$

$$S_{3\min} = 2,5 - (1,15 + 2 \cdot 0,3) = 0,75 \text{ мм}$$

Мінімальна відстань між центрами двох контактних майданчиків під час прокладання між ними N друкованих провідників визначається за формулою:

$$S_{4\min} = 0,5D_{1\max} + 0,5D_{2\max} + 2\delta p + (b_{\max} + \delta l)N + S(N+1). \quad (3.13.)$$

$$S_{4\min} = 0,5 \cdot 2,485 + 0,5 \cdot 2,775 + 2 \cdot 0,3 + (1,15 + 0,1)2 + 0,45(2+1) = 6,35 \text{ мм}$$

Мінімальна відстань центру отвору від краю плати для прокладання N друкованих провідників між контактним майданчиком отвору та краєм плати визначається за формулою:

$$S_{5\min} = 0,5D_{\max} + \delta p + (S + b_{\max} + \delta l)N + S_{on}. \quad (3.14)$$

де S_{on} – мінімальна відстань від краю плати до друкарського провідника.

$$S_{5\min} = 0,5 \cdot 2,485 + 0,3 + (0,45 + 0,55 + 0,1) \cdot 2 + 3 = 6,74 \text{ мм}$$

Розрахунок параметрів друкарського монтажу для оцінки стійкості до перешкод.

Проводиться для сигнальних ланцюгів і полягає у визначенні ємнісної та індуктивної складових паразитного зв'язку між елементами друкованого монтажу.

Паразитна ємність C , пФ між двома провідниками визначається за формулою:

$$C = C_{\text{пог}} \cdot L_i, \quad (3.15.)$$

де L_i - Довжина взаємного перекриття провідників, див.

Погонна ємність $C_{\text{пог}}$, пФ/см, визначається за формулою:

$$C_{\text{пог}} = K_n \cdot E, \quad (3.16.)$$

де K_{π} - коефіцієнт пропорційності $K_{\pi} = 0,27$;

E – діелектрична проникність середовища між провідниками визначається за такою формулою:

$$E = (E_{\pi} + E_{\text{в}}) / 2, \quad (3.17.)$$

де E_{π} - діелектрична проникність матеріалу плати (для склотекстоліту СФ – 2 – 35 – 1,5 ГОСТ 10316 – 78 $E_{\pi} = 6$);

$E_{\text{в}}$ - діелектрична проникність повітря, $E_{\text{в}} = 1$ (якщо плата покрита лаком, то діелектрична проникність лаку $E_{\text{л}} = 9$).

$$E = (6 + 9) / 2 = 7,5$$

$$C_{\text{ноз}} = 0,27 \cdot 7,5 = 2,025 \text{ ПФ/см}$$

$$C = 2,025 \cdot 0,21 = 0,425 \text{ ПФ}$$

Креслення друкованої плати і креслення збірки друкованої плати наведено в додатку А і В.

3.5. Розрахунок надійності

Надійність апаратури визначається надійністю і кількістю елементів, що використовуються в ній. Так як надійність є одним з основних параметрів виробу, то проектуючи апаратуру, її слід оцінити поряд з іншими параметрами і на основі цих розрахунків робити висновки про правильність обраної схеми та конструкції виробу [1].

Імовірність безвідмовної роботи $P(t_p)$ та середній час напрацювання на відмову $T_{\text{ср}}$ досить повно характеризують надійність приладу.

$$P(t_p) = e^{-\lambda \cdot t_p}, \quad (3.18.)$$

де λ – інтенсивність відмови.

$$\lambda = \sum \lambda_i, \quad (3.19.)$$

де λ_i – інтенсивність відмови і елемента.

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda}, \quad (3.20.)$$

Вплив зовнішніх факторів на радіоелементи оцінюється за допомогою коефіцієнта навантаження.

Для транзисторів:

$$K = \frac{P}{P_{max}}, \quad (3.21.)$$

де P - фактична потужність, що розсіюється на колекторі, P_{max} - максимальна допустима потужність, що розсіюється на колекторі.

Для резисторів:

$$K = \frac{P}{P_n}, \quad (3.22.)$$

де P - фактична потужність, що розсіюється на резисторі, P_n - номінальна потужність.

Для конденсаторів:

$$K = \frac{U}{U_n}, \quad (3.23.)$$

де U – фактична напруга, прикладена до конденсатора, U_n – номінальна напруга конденсатора

Для діодів:

$$K = \frac{I}{I_{max}}, \quad (3.24.)$$

де I – фактичний випрямлений струм, а I_{\max} – максимально припустимий випрямлений струм.

Розрахунок постійного струму було зроблено за допомогою програми Electronics Workbench 5.12 (таблиця 3.7.).

Таблиця 3.3. Розрахунок постійного струму

Найменування, тип елемента	Фактичне значення параметра	Номінальне значення параметра	К	α	$\lambda_0, 10^{-6}$ (1/год)	$\lambda_i = \alpha\lambda_0,$ 10^{-6} (1/год)
Діоди						
VD1 КС515А	$I=3\text{мА}$	$I_{\max}=53\text{мА}$	0,057	0,3	0,2	0,06
VD2 КС515А	$I=3\text{мА}$	$I_{\max}=53\text{мА}$	0,057	0,3	0,2	0,06
VD3 КД510А	$I=34\text{мА}$	$I_{\max}=0,2\text{А}$	0,17	0,5	0,2	0,1
VD4 КД510А	$I=34\text{мА}$	$I_{\max}=0,2\text{А}$	0,17	0,5	0,2	0,1
VD5 КД510А	$I=34\text{мА}$	$I_{\max}=0,2\text{А}$	0,17	0,5	0,2	0,1
VD6 КД510А	$I=34\text{мА}$	$I_{\max}=0,2\text{А}$	0,17	0,5	0,2	0,1
VD7 КД510А	$I=81\text{мА}$	$I_{\max}=0,2\text{А}$	0,4	0,5	0,2	0,1
VD8 КД510А	$I=81\text{мА}$	$I_{\max}=0,2\text{А}$	0,4	0,5	0,2	0,1
КонденсаториС						
1 К31П-5	$U=1\text{В}$	$U_H=100\text{В}$	0,01	0,2	0,08	0,016
С2 К31П-5	$U=2\text{В}$	$U_H=100\text{В}$	0,02	0,2	0,08	0,016
С3 К31П-5	$U=2\text{В}$	$U_H=100\text{В}$	0,02	0,2	0,08	0,016
С4 К31П-5	$U=3\text{В}$	$U_H=100\text{В}$	0,03	0,2	0,08	0,016
С5 К31П-5	$U=0,4\text{В}$	$U_H=100\text{В}$	0,004	0,1	0,08	0,008
С6 К31П-5						

C7 K31П-5	U=8В	U _н =100В	0,08	0,3	0,08	0,024
C8 K31П-5	U=8В	U _н =100В	0,08	0,3	0,08	0,024
C9 K31П-5	U=11В	U _н =100В	0,11	0,3	0,08	0,024
	U=11В	U _н =100В	0,11	0,3	0,3	0,024
Мікросхема						
DA1 K544УД2Б	I=0,05нА	I _{вх} =0,15нА	0,33	0,5	0,2	0,1
Резистори						
R1 МЛТ	P=0,013Вт	P _н =0,125Вт	0,104	0,3	0,05	0,015
R2 МЛТ	P=0,021Вт	P _н =0,125Вт	0,168	0,5	0,05	0,025
R3 МЛТ	P=0,05Вт	P _н =0,125Вт	0,4	0,5	0,05	0,025
R4 МЛТ	P=0,07Вт	P _н =0,125Вт	0,56	0,7	0,05	0,035
R5 МЛТ	P=0,07Вт	P _н =0,125Вт	0,56	0,7	0,05	0,035
R6 МЛТ	P=0,063Вт	P _н =0,125Вт	0,504	0,7	0,05	0,035
R7 МЛТ	P=0,004Вт	P _н =0,125Вт	0,032	0,2	0,05	0,01
R8 МЛТ	P=0,044Вт	P _н =0,125Вт	0,352	0,5	0,05	0,025
R9 МЛТ	P=0,044Вт	P _н =0,125Вт	0,352	0,5	0,05	0,025
R10 МЛТ	P=0,081Вт	P _н =0,125Вт	0,648	0,7	0,05	0,035
R11 МЛТ	P=0,081Вт	P _н =0,125Вт	0,648	0,7	0,05	0,035
R12 СПЗ-38Д	P=0,036Вт	P _н =0,125Вт	0,288	0,5	0,04	0,02
R13 МЛТ	P=0,102Вт	P _н =0,125Вт	0,816	0,7	0,05	0,035
R14 МЛТ	P=0,102Вт	P _н =0,125Вт	0,816	0,7	0,05	0,035
R15 МЛТ	P=0,109Вт	P _н =0,125Вт	0,872	0,9	0,05	0,045

R16 МЛТ	$P=0,109B_T$	$P_H=0,125B_T$	0,872	0,9	0,05	0,045
R17 МЛТ	$P=0,105B_T$	$P_H=0,125B_T$	0,84	0,7	0,05	0,035
R18 МЛТ	$P=0,105B_T$	$P_H=0,125B_T$	0,84	0,7	0,05	0,035
R19 МЛТ	$P=0,098B_T$	$P_H=0,125B_T$	0,784	0,7	0,05	0,035
R20 МЛТ	$P=0,098B_T$	$P_H=0,125B_T$	0,784	0,7	0,05	0,035
R21 МЛТ	$P=0,114B_T$	$P_H=0,125B_T$	0,912	0,9	0,05	0,045
R22 МЛТ	$P=0,114B_T$	$P_H=0,125B_T$	0,912	0,9	0,05	0,045
Транзистори						
VT1 КТ814В	$P=0,3B_T$	$P_{max}=10B_T$	0,03	0,2	0,2	0,04
VT2 КТ815В	$P=0,3B_T$	$P_{max}=10B_T$	0,03	0,2	0,2	0,04
VT3 КТ825Г	$P=110B_T$	$P_{max}=125B_T$	0,88	0,95	0,2	0,2
VT4 КТ827А	$P=110B_T$	$P_{max}=125B_T$	0,88	0,95	0,2	0,2
VT5 КТ816Г	$P=1,4B_T$	$P_{max}=25B_T$	0,056	0,3	0,2	0,06
VT6 КТ816Г	$P=1,4B_T$	$P_{max}=25B_T$	0,056	0,3	0,2	0,06
VT7 КТ817Г	$P=12B_T$	$P_{max}=25B_T$	0,5	0,55	0,2	0,1
VT8 КТ817Г	$P=12B_T$	$P_{max}=25B_T$	0,5	0,55	0,2	0,1

Інтенсивність відмов:

$$\lambda = \sum \lambda_i = (4 \cdot 0,06 + 2 \cdot 0,04 + 4 \cdot 0,045 + 11 \cdot 0,035 + 0,02 + 9 \cdot 0,1 + 4 \cdot 0,016 + 0,008 + 4 \cdot 0,024 + 4 \cdot 0,025 + 0,015 + 0,01 + 0,2 \cdot 2) \cdot 10^{-6} = 2,418 \cdot 10^{-6} \text{1/год}$$

Середнє напрацювання на відмову:

$$T_{\text{cp}} = \frac{1}{\lambda} = \frac{1}{2,418 \cdot 10^{-6}} = 4,136 \cdot 10^5 \text{ год}$$

$$P(t_p) = e^{-\lambda \cdot t_p} = e^{-2,418 \cdot 10^{-6} \cdot 5000} = 0,98.$$

З наведених розрахунків можна сказати, що ППЗЧ, що розробляється, буде безвідмовно працювати 5000 годин з ймовірністю 98%.

3.6. Розрахунок віброміцності

Радіоелектронна апаратура, що встановлюється на рухомих об'єктах, у процесі експлуатації піддається вібраціям та ударам. Залежно від характеру об'єкта, частота вібрацій може лежати в діапазоні від одиниць до тисяч герц, а навантаження можуть досягати десятків g [1].

Друкована плата схеми є пластиною. Формула для розрахунку власної резонансної частоти пластини, закріпленої у чотирьох точках:

$$f_0 = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2}{b^2} \cdot \left(n^2 \cdot \left(\frac{b}{a}\right)^2 + m^2 \right) \cdot \sqrt{\frac{D}{\rho \cdot d}}, \quad D = \frac{E_{\text{ю}} \cdot d^3}{12 \cdot (1 - \mu^2)}, \quad (3.25.)$$

де $m, n=1, 2, 3 \dots$ - цілі позитивні числа, a – довжина плати, b – ширина плати, d – товщина плати, D – жорсткість матеріалу плати, E – модуль Юнга, μ - коефіцієнт Пуассона.

Розраховуватимемо першу моду коливань:

$$m=1, n=1, b=0,155 \text{ м}, a=0,2 \text{ м}, d=0,002 \text{ м}, \rho=1800 \text{ кг/м}^3.$$

$$D = \frac{21 \cdot 10^9 \cdot 8 \cdot 10^{-9}}{12 \cdot (1 - 0,11^2)} = 14,2,$$

$$f_0 = \frac{3,14}{2} \cdot \frac{1 + \left(\frac{0,155}{0,2}\right)^2}{0,2^2} \cdot \left(\left(\frac{0,155}{0,2}\right)^2 + 1\right) \cdot \sqrt{\frac{14,2}{1800 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}} = 200 \text{ Гц.}$$

Прийmemo частоту сили, що змушує $f=50$ Гц. Коефіцієнт віброізоляції дорівнює:

$$\gamma = \frac{1}{1 - \frac{f^2}{f_0^2}}, \quad (3.26.)$$

$$\gamma = \frac{1}{1 - \frac{50^2}{200^2}} = 1,333.$$

Отримані розрахунки показують, що власна частота конструкції вища, ніж частота збудливих вібрацій. Це означає, що виріб має необхідну віброміцність.

3.7. Розрахунок теплового режиму

Більшість радіотехнічних пристроїв, споживаючи від джерел живлення потужність, що вимірюється десятками, а іноді й сотнями ват, віддають корисному навантаженню від десятих часток до одиниць вата. Решта електричної енергії, перетворюючись на теплову, виділяється всередині апарату. Температура нагрівання апарату виявляється вищою за температуру навколишнього середовища, в результаті чого відбувається процес віддачі тепла в навколишній простір. Цей процес йде тим інтенсивніше, чим більша різниця температур апарату та навколишнього середовища [1].

У вихідному каскаді підсилювача використовуються транзистори КТ825Г, КТ827А, КТ817Г, для яких необхідне використання тепловідведення.

Для підтвердження розрахуємо ці транзистори по постійному струму без тепловідведення.

$$P(\text{КТ825Г})_{\max} = 1,1 \cdot E_{\pi} \cdot \frac{I_{\max}}{\pi} = 1,1 \cdot 44 \cdot \frac{20}{3,14} = 308 \text{ Вт.}$$

Розрахунки для КТ825Г та КТ827А ідентичні.

$$P(\text{КТ817Г})_{\max} = 1,1 \cdot E_{\pi} \cdot \frac{I_{\max}}{\pi} = 1,1 \cdot 44 \cdot \frac{3}{3,14} = 46 \text{ Вт.}$$

Оскільки $P(\text{КТ825Г})_{\max}$, $P(\text{КТ827А})_{\max}$, $P(\text{КТ817Г})_{\max}$ значно перевищує допустимі значення потужності розсіювання на колекторі, застосування тепловідведення необхідно.

3.8. Розрахунок електромагнітної сумісності

При компонуванні апаратури доводиться вирішувати питання забезпечення електромагнітної сумісності із зовнішніми пристроями. Причинами перешкод виступають струми, що протікають по провідникам і наведені ними на сусідні провідники паразитні сигнали, електромагнітні поля від зовнішніх і внутрішніх джерел випромінювання і виникають у зв'язку з цими полями блукають струми в несучих конструкціях. Розроблюваний підсилювач потужності ЗЧ, як і будь-який електричний пристрій, випромінює в простір електромагнітні хвилі. Потужність випромінювання залежить від струмів, що протікають у провідниках. Зовнішні електромагнітні перешкоди дуже впливають на роботу будь-якого приладу, але позбутися таких перешкод складно і для даного приладу не потрібно.

Таким чином, спеціальних пристроїв для усунення електромагнітних хвиль підсилювача потужності звукової частоти не потрібно.

4. МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ ЗВУКОВОЇ ЧАСТОТИ

4.1. Операційні підсилювачі

Операційні підсилювачі (ОП) відіграють важливу роль в області аналогових пристроїв. Якщо раніше з ним зв'язувалася яка-небудь математична операція – підсумовування, інтегрування, диференціювання і т.д., то сьогодні ці функції займають, лише рядове місце в довгому списку можливих застосувань ОП у вимірювальній техніці. Перетворення сигналу схемою на ОП обумовлюється тільки властивостями зовнішнього кола негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) і відрізняється високою стабільністю й відтворюваністю. Універсальність інтегрального ОП дозволяє розробнику ставитися до ОП як до елемента, не вникаючи в його внутрішню, досить складну структуру. По розмірах ОП практично не відрізняються від окремого транзистора. Реалізація електронних схем на основі ОП виявляється значно простіше, ніж на окремих транзисторах, тому ОП майже повністю витиснули транзистори як елементи схем у аналоговій схемотехніці. Розвиток ОП йде по шляху спеціалізації різних груп, так з'явилися ОП прецизійні, що трансформувалися в інструментальні підсилювачі, підсилювачі з малим рівнем шуму, швидкісні, високовольтні, потужні, з великою напругою живлення й розмахом сигналу, ОП для пристроїв з однополярним живленням і максимальним рівнем сигналу (ОП типу «rail-to-rail»). Пристрої на ОП працюють у безперервному й імпульсному режимах, як підсилювачі струму й напруги, фазозсувні і буферні підсилювачі, підсилювачі сигналу неузгодженості для схем автоматичного регулювання, генератори синусоїдальних, прямокутних і складних сигналів, одинівбратори, пікові і лінійні детектори, дискримінатори фази й амплітуди, тригери Шмідта, свіп - генератори, стабілізатори напруги, джерела опорних потенціалів, каскади з реактивними властивостями (інтегруючі, диференціюючі, смугові) і ін. У вимірювальній техніці на ОП будують схеми нуль-компараторів,

трансформаторів провідності й опору, електрометричних підсилювачів, підсилювачів вибірки-зберігання, виконання обчислювальних операцій – алгебраїчних, інтегрування, диференціювання, логарифмування й т.п. Інтегральний ОП – підсилювач постійного струму з малим дрейфом нуля, великим вхідним і малим вихідним опором, посиленням 500 ... 100 тис. і більше у смузі пропускання від нуля до сотен мегагерц. Дуже велика чутливість ОП не передбачає його вмикання для прямого перетворення. Запас чутливості ОП необхідний для побудови на його основі перетворювачів із глибоким НЗЗ і чудовими метрологічними характеристиками (встановлюваним від дуже малого до дуже великого вхідним і вихідним опором, точним високостабільним коефіцієнтом перетворення). Особливості операційного підсилювача. ОП є диференціальним підсилювачем із двома входами й одним виходом. Двополярне живлення дозволяє забезпечити нульові потенціали входів і виходу. ОП повинен забезпечувати значно більший коефіцієнт підсилення, чим здатен дати один диференціальний каскад. Тому вони будуються по багатокаскадній схемі. Як приклад нижче наведено схему типового ОП. У спрощеній принциповій схемі трикаскадного ОП (дивись рисунок 4.1) другорядні елементи виключені. Трикаскадна модель використовується в розробках прецизійних інтегральних ОП (наприклад, для вимірювальних підсилювачів). Вхідний каскад ДП1 побудований за схемою диференціального підсилювача, що живиться струмом ІДС1 від джерела струму ДС1. Вхідний опір ДП обернено пропорційний рівню його струму ІДС1, тому для одержання великого вхідного опору цей струм вибирається на рівні десятків мікроампер (при зменшенні струму ІДС1 поліпшуються також дрейфові й шумові параметри). Через низький рівень струму ІДС1 вхідний ДП1 має малий коефіцієнт підсилення. Для отримання великого посилення всього ОП використовується другий каскад ДП2, також побудований як диференціальний підсилювач. Послідовне включення двох підсилювачів призводить до зсуву постійного рівня на несиметричному виході ДП 2 у позитивну область. Для зсуву постійного рівня 50 в негативну область застосована схема зсуву рівня ЗР. Схеми зсуву рівня й двотактного підсилювача потужності утворюють третій, вихідний каскад ПП. Вихідний двотактний

підсилювач виконаний на емітерних повторювачах, що забезпечує низький вихідний опір.

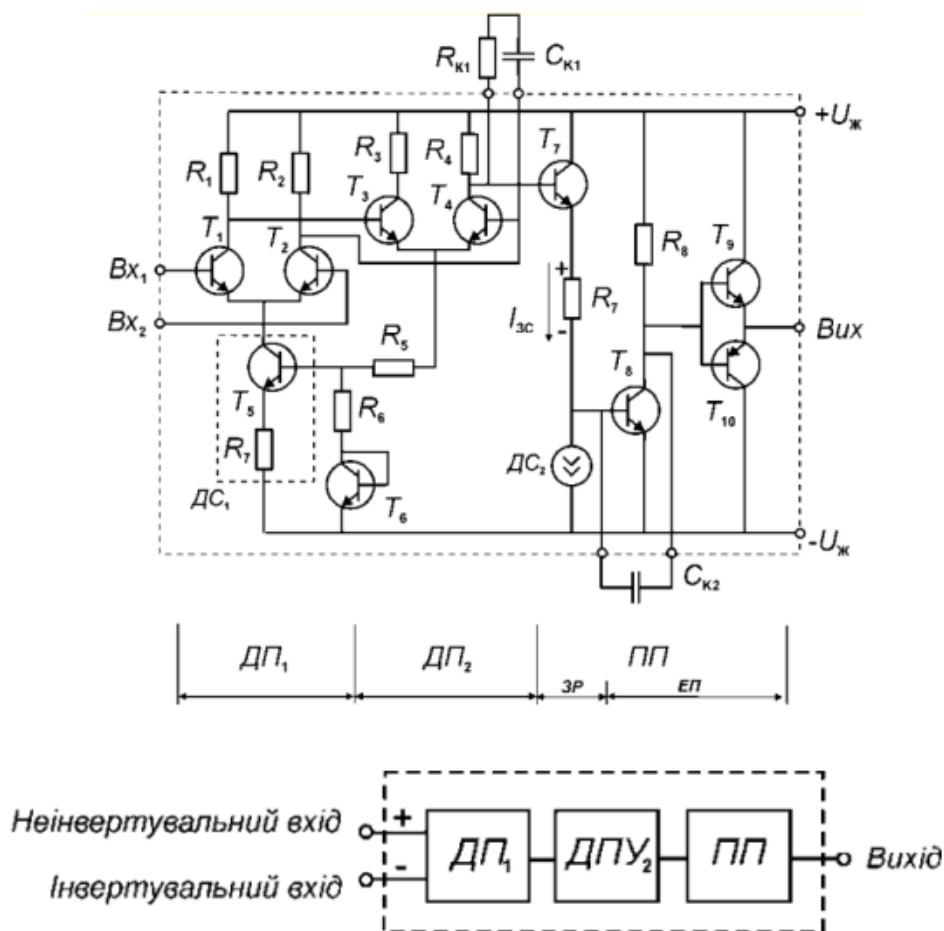


Рисунок 4.1 - Трикаскадний ОП: спрощена принципова схема – а, структурна схема – б;

Підсилювач $ДП_1$ побудований на транзисторах T_1 і T_2 з резистивним навантаженням R_{K1} і R_{K2} . Із симетричного виходу $ДП_1$ диференціальний сигнал безпосередньо надходить на входи другого $ДП_2$ (транзистори T_3 і T_4), який працює при струмі I_{DC2} порядку міліампера, тому його посилення велике й досягає 200...400. Однак розмах вихідного сигналу $ДП_2$ ще малий і знаходиться в позитивній області напруги живлення. Каскад зсуву рівня – емітерний повторювач на транзисторі T_7 , зсуває сигнал у негативну область напруги живлення. Повторювач на T_7 живиться від джерела струму I_{DC3} . Напруга зсуву створюється струмом I_{DC3} на резисторі R_7 . Попередній підсилювач двотактного каскаду виконаний на T_8 і R_8 , він забезпечує додаткове посилення й одержання великого сигналу, співставними з рівнями напруги живлення. Двотактний емітерний

повторювач (підсилює струм) виконаний на комплементарній парі Т9 і Т10 . Режим підсилювача потужності – струм зсуву $I_{дсз}$, резистори R7 , R8 і струм транзистора Т8 розраховуються так, щоб забезпечити нульовий рівень напруги на колекторі Т8 і відповідно на виході ОП за відсутності сигналу. Характеристика перетворення ОП описується виразом:

$$U_{ВИХ} = K_0 (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}), \quad (4.1.)$$

де $U_{ВХ1}$, $U_{ВХ2}$ напруги на входах ОП, K_0 — власний коефіцієнт підсилення ОП.

Якщо на неінвертуючий вхід ОП позначений знаком «плюс», подати напругу $U_{ВХ1}$ (при $U_{ВХ2} = 0$), то вихідна напруга $U_{ВИХ} = K_0 U_{ВХ1}$ буде відповідна посиленій неінвертованій напрузі $U_{ВХ1}$. Якщо ж подати на інвертуючий вхід ОП позначений знайомих «мінус» напругу $U_{ВХ2}$ (при $U_{ВХ1} = 0$), то вихідна напруга $U_{ВИХ} = K_0 U_{ВХ2}$ відповідає посиленій інвертованій напрузі $U_{ВХ2}$. Живлення ОП. Основним способом живлення ОП є живлення від двополярного джерела напруги з однаковими напругами на позитивному (+) і негативному (-) виводах і заземленою середньою точкою (рисунок 4.2).

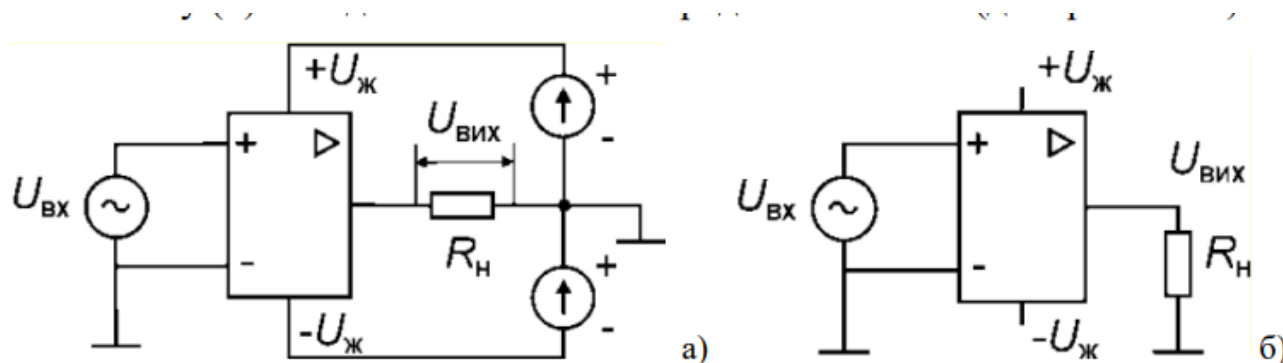


Рисунок 4.2 - Живлення ОП від двополярного джерела: схема підключення – а; спрощене позначення – б

Виводи (+), (-) і земля підключаються до відповідних виводів ОП. Діапазон напруг живлення звичайно лежить у межах $\pm (5...25)$ В, найчастіше $\pm(10...15)$ В. Деякі ОП можуть працювати при напрузі живлення менше ± 3 В, а «високовольтні» ОП живляться напругою більше ± 100 В. Можливе живлення ОП від одного

джерела напруги. Вхідна й вихідна напруга в такому випадку може змінюватися тільки в один бік щодо нульового потенціалу. Включення розділювальних конденсаторів на вході й виході схеми дозволяє підсилювати перемінний сигнал, як у звичайному підсилювачі перемінної напруги. Наведемо основні характеристики. Операційний підсилювач є диференціальним підсилювачем (ДП). Характеристики простого ДП, розглянуті при викладанні базових схем, цілком застосовні й для опису ОП, вони є основною частиною набору характеристик ОП. Функція перетворення ОП показана на рисунку 4.3. Як і для простого ДП, сигнал на вході можна подати різним способом – симетрично й несиметрично. Два входи ОП не обов'язково використовуються для роботи тільки із симетричним підключенням сигналу. Один із входів можна заземлити й подавати сигнал на другий вхід від заземленого джерела. У такому режимі розрізняють інвертувальний й неінвертувальний входи, залежно від того, чи знаходиться вихідний сигнал відповідно в протифазі або в фазі з вхідним сигналом.

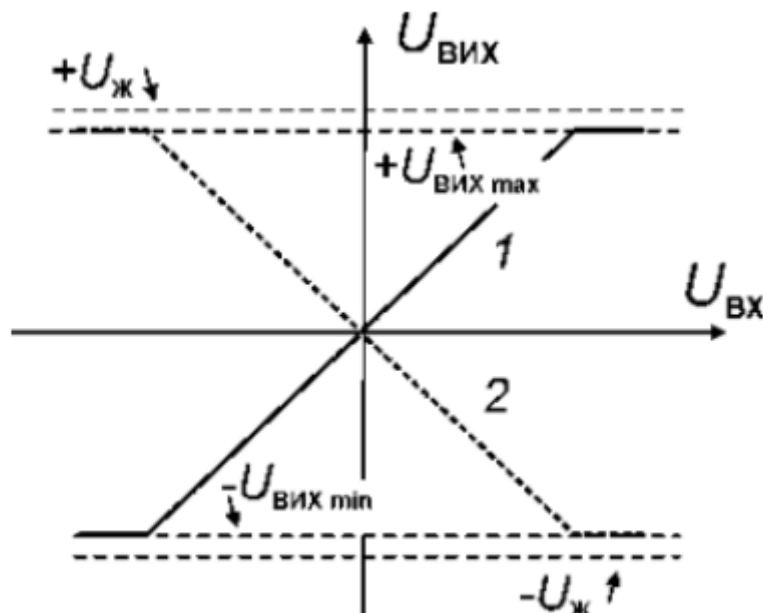


Рисунок 4.3- Функція перетворення ОП для інвертувального (1) та неінвертувального (2) входів

Якщо сигнал $U_{ВХ}$ діє на неінвертуючому вході, а інвертувальний вхід заземлено, то підсилювач називають неінвертуючим, сигнали $U_{ВХ}$ і $U_{ВИХ}$ змінюються в однаковій фазі (рисунок 4.3, – графік 1). Якщо $U_{ВХ}$ діє на

інвертуючому вході, а неінвертувальний вхід заземлено, то підсилювач буде інвертуючим, $U_{ВХ}$ і $U_{ВІХ}$ змінюються в протифазі (рисунок 4.3, – графік 2). На рисунку 4.3 нахил характеристики перетворення відповідає власному посиленню K_0 (без кола НЗЗ). Звичайно ОП має один несиметричний вихід, з нульовим рівнем у стані спокою (відсутності сигналу). Отже, до виходу можна підключити заземлений опір навантаження R_H . Параметри ОП можна розділити на кілька груп: входні, вихідні, підсилювальні, енергетичні, дрейфові й шумові, швидкісні. Додатково реальний ОП має характеристики інструментальних похибок. Набір параметрів ОП містить більш 20 найменувань. Статистика параметрів має нормальний закон розподілу й з партії ІС ОП можна вибрати зразки, що мають параметри значно кращі, ніж записано в специфікаціях.

Діапазон зміни вихідного сигналу. Максимальний розмах сигналу на виході $U_{ВІХ1max} - U_{ВІХ2max}$ наближається до $2U_{Ж}$, тому що при обмеженні сигналу вихідні транзистори перебувають у насиченні й різниця $(\pm U_{Ж}) - (\pm U_{ВІХmax})$ складає декілька десятих часток вольт (рисунок 4.3). Поблизу границь діапазону нелінійність характеристики перетворення стає значною, тому максимальна припустима амплітуда сигналу повинна визначатися при заданому коефіцієнті нелінійних спотворень.

Напруга зсуву нуля входу. У реальному ОП, коли обидва входи заземлені ($U_C = 0$), на виході присутня напруга $\pm \Delta U_{ВІХ}$ (знак $\Delta U_{ВІХ}$ – випадкова величина), тобто спостерігається зсув характеристики перетворення. Цю напругу перераховують через коефіцієнт підсилення ОП у напругу зсуву нуля входу $\pm u_0$ (типово від декількох мікрвольт до декількох мілівольт) . Характеристики реального ОП представлені на рисунку 4.4, графіки 2 і 3 відповідні до деякого зсуву нульового рівня й графік 1 характеристика ОП, збалансованого в нуль подачею зовнішньої напруги зсуву.

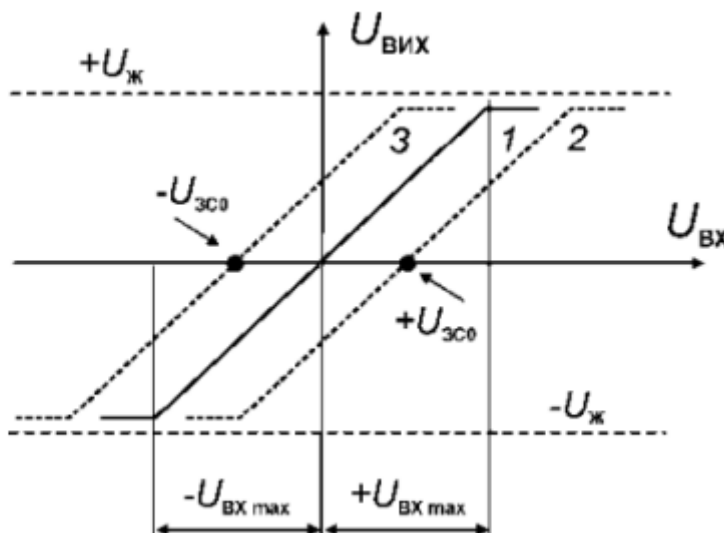


Рисунок 4.4 - Напруга зсуву нуля входу (1 – збалансований ОП; 2, 3 – незбалансований ОП)

Напруга зсуву нуля входу u_0 має температурний коефіцієнт $T_K \Delta u_0 = \Delta u_0 / \Delta T$, що характеризує залежність зміну u_0 від зміни температури θ навколишнього середовища.

Вхідний струм. У вхідному колі ОП протікає струм $i_{ВХ}$ (струми зсуву пари транзисторів вхідного ДП). Під вхідним струмом мають на увазі вхідний струм $i_{ВХ}$ (input bias current – i_b), обумовлений як середнє арифметичне вхідних струмів по кожному із входів:

$$i_{ВХ} = (i_{ВХ+} + i_{ВХ-})/2. \quad (4.2.)$$

Тому що $i_{ВХ+} \approx i_{ВХ-}$, то значення вхідного струму приблизно збігається із вхідним струмом кожного входу ОП. Вхідний струм тече через джерело сигналу і генерує на вході напругу похибки. У випадку, якщо джерело сигналу високоомне, на опорі R_C виділяється значна напруга, яка прикладена між входами, тобто послідовно з джерелом сигналу.

Різниця вхідних струмів. Різниця вхідних струмів визначається як $\Delta i_{ВХ} = |i_{ВХ+} - i_{ВХ-}|$. За допомогою параметра $\Delta i_{ВХ}$ і R_C розраховують додаткову похибку зсуву нуля:

$$U_0 \text{ (від } \Delta i_{\text{ВХ}}) = \Delta i_{\text{ВХ}} R_C. \quad (4.3.)$$

Якщо похибку від вхідного струму можна компенсувати, забезпечивши однакові опори кола входів, то похибка від різниці вхідних струмів $\Delta i_{\text{ВХ}}$ має випадковий характер і її компенсація неможлива. Різницю струмів $\Delta i_{\text{ВХ}}$ називають струмом зсуву входу (input offset current – i_{OS}), зазвичай вимірюється в наноамперах. Різниця вхідних струмів $\Delta i_{\text{ВХ}}$ має температурний коефіцієнт $T_K \Delta i_{\text{ВХ}}$, який залежить від зміни температури навколишнього середовища (від впливу температури θ на струм $I_{\text{ДС}}$ і коефіцієнт посилення).

Вплив струму навантаження. Підключення до виходу ОП опору навантаження $R_{\text{Н}}$ зменшує діапазон вихідної напруги $U_{\text{ВІХ}}$. Вплив $R_{\text{Н}}$ на розмах напруги $U_{\text{ВІХ}}$ визначається вихідним опором $R_{\text{ВІХ0}}$ ОП і величиною струму навантаження $I_{\text{Н}}$, при якому нелінійні спотворення сигналу ще припустимі. Крім того, максимальний рівень струму $I_{\text{Н}}$ повинен бути безпечним для ОП. На рисунку 4.5 представлені характеристики ОП для різних опорів навантажень $R_{\text{Н}}$. Зі зменшенням опору $R_{\text{Н}}$ зростає спадання напруги на опорі $R_{\text{ВІХ0}}$, тому амплітуда напруги $U_{\text{ВІХ}}$ на навантаженні зменшується (вважаємо, що коефіцієнт підсилення K_0 при цьому залишається постійним).

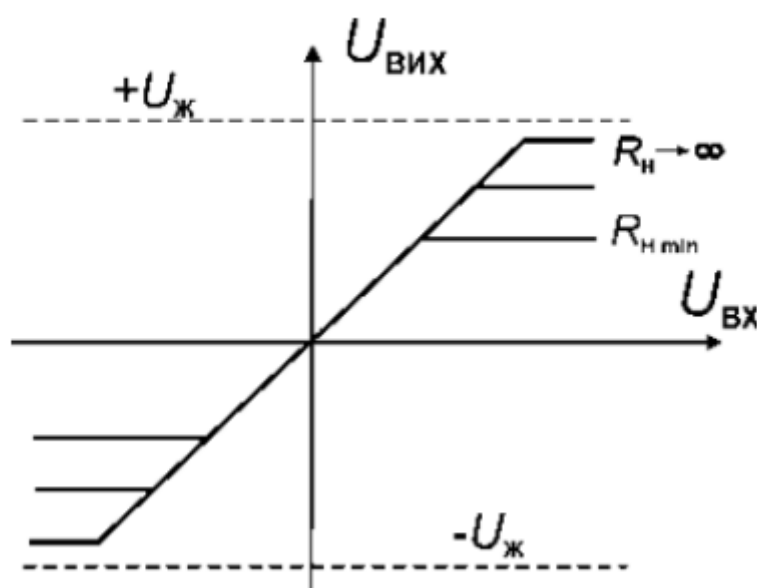


Рисунок 4.5 - Вплив струму навантаження на характеристики ОП

Вплив синфазної напруги. У більшості схем включення на входах ОП присутня синфазна напруга $U_{ВХсф}$, яка в реальному ОП повністю не пригнічується. Дуже мала частина напруги $U_{СФ}$ передається на вихід як $U_{ВИХ(сф)}$ і є похибкою на виході від синфазного сигналу. Дія напруги $U_{СФ}$ на входах відповідає дії еквівалентної вхідної диференціальної напруги $U_{ВХдф(сф)}$. Слід зазначити, що, коли напруга зсуву u_0 не залежить від способу подачі сигналу, то $U_{ВХдф(сф)}$ пропорційна величині $U_{СФ}$. Пригнічення синфазного сигналу ОП визначається коефіцієнтом пригнічення синфазного сигналу (КПСС) (common mode rejection ratio – CMRR, CMR) і залежить від типу ОП. Значення КПСС перебуває в межах $10^3 \dots 10^6$ (60...120 дБ). Коефіцієнт КПСС визначається наступним чином. Синфазний сигнал $U_{ВХсф}$ реальний ОП частково передає на вихід:

$$U_{ВИХ(сф)} = U_{СФ} K_{СФ}, \quad (4.4.)$$

де $K_{СФ} \ll 1$ – коефіцієнт перетворення синфазного сигналу.

Перерахуємо напругу $U_{ВИХ(сф)}$ до входу:

$$U_{ПСС} = U_{СФ} K_{СФ} / K_{дф} = U_{СФ} / K_{ПСС} \quad (4.5.)$$

де коефіцієнт пригнічення синфазного сигналу:

$$K_{ПСС} = K_{дф} K_{СФ} \gg 1 \quad (4.6.)$$

у логарифмічній формі:

$$K_{ПСС(дБ)} = 20 \lg K_{ПСС} \quad (4.7.)$$

Типове значення КПСС перебуває в межах $10^3 \dots 10^6$ (60...120 дБ). Інколи коефіцієнт пригнічення синфазного сигналу визначається, як відношення коефіцієнта передачі синфазної напруги $K_{СФ}$ до коефіцієнта підсилення диференціальної напруги $K_{дф}$:

$$K_{ПСС} = K_{СФ} K_{дф} \ll 1 \quad (4.8.)$$

ОП застосовується у підсилювачах, де він охоплений колом НЗЗ, яке визначає коефіцієнт посилення. Застосування КПСС дозволяє визначити синфазну

похибку виходу підсилювача на ОП для конкретної конфігурації кола НЗЗ. Помилка $U_{\text{вих (сф)}}$ залежить від величини синфазної напруги $U_{\text{сф}}$, зі збільшенням $U_{\text{сф}}$ коефіцієнт пригнічення КПСС погіршується. Коефіцієнти $K_{\text{дф}}$ і $K_{\text{сф}}$ залежать від частоти так, що із зростанням частоти значення КПСС також погіршується. У реальних пристроях присутні джерела зовнішніх завад. Вплив може робити мережа змінного струму (завади із частотою 50/60 Гц, або гармоніки цієї частоти), вмикання або вимикання устаткування, пристрої, що випромінюють електромагнітні хвилі. Всі ці перешкоди впливають однаковою мірою на обидва входи ОП, і являють собою синфазний сигнал. Таким чином, крім високого значення КПСС на постійному струмі, ОП повинен мати високий КПСС на змінному струмі, особливо на частоті мережі і її гармонік. Значення КПСС на постійному струмі обумовлюється в основному точністю резисторів. На змінному струмі КПСС визначається відмінністю у зсуву фаз або затримкою у часі між інвертуючим і неінвертуючим входами. На постійному струмі КПСС може бути поліпшений шляхом настроювання, тому основне значення має КПСС на перемінному струмі, через який точність вимірювань може значно зменшитися. Звичайно КПСС нормується й на постійному, і на перемінному струмі. Вплив напруги живлення. На характеристики ОП впливають зміни обох напруг живлення, у першу чергу на напругу зсуву нуля u_0 . На рисунку 4.6, а й б зображені характеристики ОП, у якого напруги живлення (окремо позитивна й негативна) зменшуються на величину $\Delta U_{\text{ж}}$.

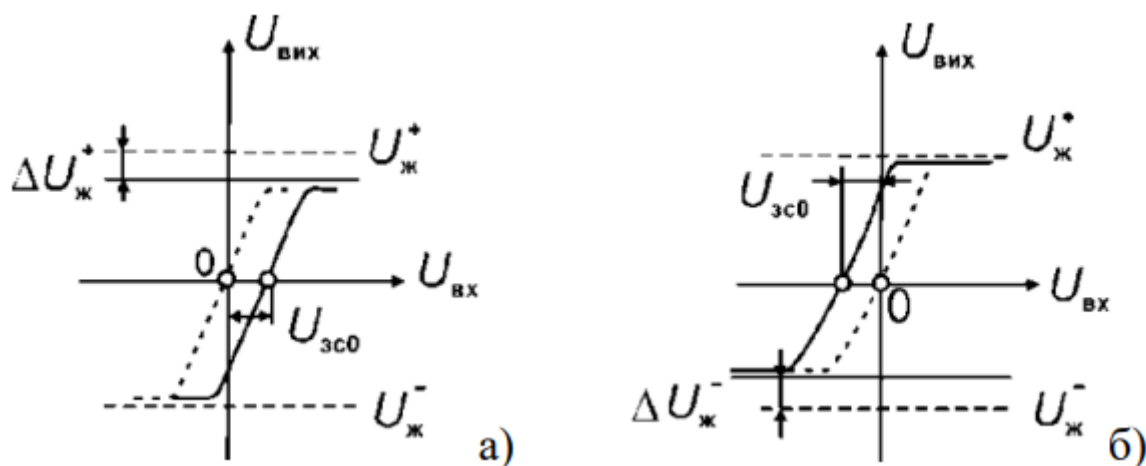


Рисунок 4.6 - Вплив зміни напруг живлення на характеристики ОП: позитивної напруги $U_{ж}$ – а, негативної напруги $U_{ж}$ – б

У цьому випадку також відбувається зсув нуля характеристики. Якість підсилювача по стійкості режиму до зміни напруги живлення характеризується відношенням (коефіцієнтом) ослаблення впливу зміни напруги живлення (КОВЖ), (supply voltage rejection ratio SVR R):

$$K_{ОВЖ} = \Delta u_0 / \Delta U_{ж}, \quad (4.9)$$

який визначається роздільно для позитивного й негативного джерел живлення.

4.2. Базові схеми включення операційних підсилювачів

Інвертувальний підсилювач. Схема інвертувального підсилювача напруги, побудованого на ОП представлена на рисунку 4.7. Коло НЗЗ утворено резистором R_{33} , що з'єднує вихід ОП з його інвертуючим входом. До цього ж входу підключається джерело сигналу. Такий НЗЗ класифікується як паралельний НЗЗ по напрузі. Вхідний струм інвертувального входу $i^-_{вх}$ протікає через джерело сигналу. Для протікання струму неінвертувального входу $i^+_{вх}$, його підключають до загального нульового проводу («землі»). На схемі неінвертувальний вхід

приєднано до землі через опір $R_{\text{БАЛ}}$ (його включення необов'язкове), що необхідно для вирівнювання (балансування, зрівноваження) опорів, по яких протікають вхідні струми.

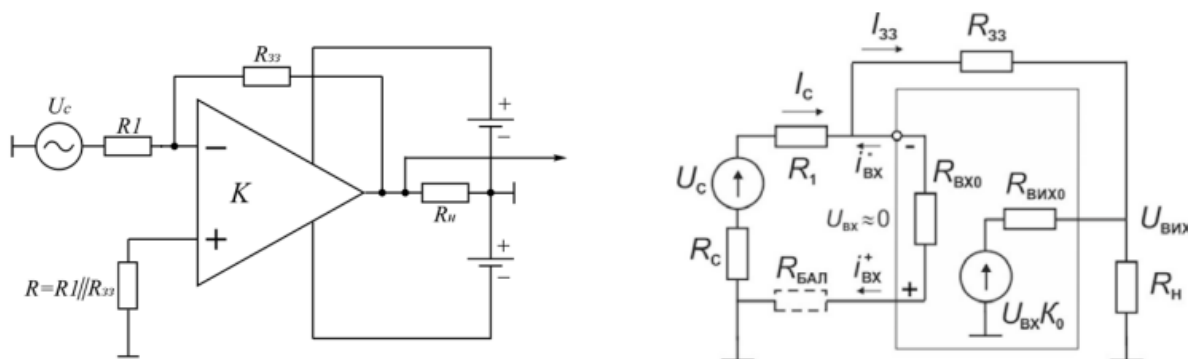


Рисунок 4.7 - Інвертувальний підсилювач на ОП — схема включення та еквівалентна схема

Коефіцієнт підсилення. Оскільки неінвертувальний вхід заземлений, його потенціал дорівнює нулю. Для ідеального ОП згідно із правилом $U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВХ2}}$ потенціал входу також рівний 0 В (так звана «віртуальна земля»). Таким чином інвертувальний вхід ОП у всіх практичних випадках також можна вважати заземленим. Алгебраїчна сума всіх струмів для вузла інвертувального входу, повинна дорівнювати нулю:

$$I_C + I_{\text{ВХ}} + I_{33} = 0. \quad (4.10.)$$

У той же час в силу правила $I_{\text{ВХ}} = 0$, вважаємо, що струм від джерела сигналу I_C в ОП не втікає. Отже, увесь струм сигналу I_C протікає по резистору R_{33} :

$$I_C + I_{33} = 0, \quad (4.11.)$$

і відповідно:

$$I_C = -I_{33}. \quad (4.12.)$$

Оскільки правий вивід резистора R_1 приєднаний до віртуальної «землі» й перебуває під нульовим потенціалом, а на лівому виводі діє вхідна напруга U_C , то струм джерела сигналу:

$$I_C = \frac{U_C}{R_1 + R_C} \quad (4.13.)$$

Аналогічно для R_{33} – лівий вивід резистора заземлений, а на правому виводі діє $U_{ВІХ}$, тобто до R_{33} прикладена $U_{ВІХ}$:

$$I_{33} = \frac{U_{ВІХ}}{R_{33}} \quad (4.14.)$$

Враховуючи, що $U_C \sim U_{ВІХ}$ і підставляючи ці співвідношення в рівняння отримаємо:

$$\frac{U_{ВІХ}}{R_1 + R_C} = - \frac{U_{ВІХ}}{R_{33}} \quad (4.15.)$$

або:

$$K_U = \frac{U_{ВІХ}}{U_{ВІХ}} = - \frac{R_{33}}{R_1 + R_C} \quad (4.16.)$$

Таким чином, схема інвертує вхідний сигнал і коефіцієнт підсилення напруги:

$$K_U = - \frac{R_{33}}{R_1 + R_C} \quad (4.17.)$$

при умові $R_1 \gg R_C$:

$$K_U = - \frac{R_{33}}{R_1} \quad (4.18.)$$

Уточнені характеристики. У реальній схемі інвертувального підсилювача на ОП (рисунок 4.7) через $R_{ВХ0}$ протікає $I_{ВХ} \neq 0$ і між входами діє напруга $U_{ВХ} \neq 0$ (декілька мікрвольт). Потенціал інвертувального входу на величину цієї напруги перевищує нульовий рівень. При визначенні параметрів необхідно враховувати залежності, отримані раніше для підсилювача охопленого НЗЗ.

Вхідний опір. Для ідеального ОП вхідний опір інвертувального включення, $R_{ВХ} = R_1$. Для уточнення значення $R_{ВХ}$ скористаємося еквівалентною схемою вхідного кола, наведену на рисунку 4.8. Точне значення $R_{ВХ}$ можна підрахувати по формулі:

$$R_{ВХ} = R_1 + \left[(R_{ВХ0} + R_{БАЛ}) \parallel \frac{R_{33}}{K_0 + 1} \right] \quad (4.18.)$$

де:

- опір $R_{БАЛ}$ (балансний) включено між неінвертувальним входом і «землею» (необов'язково),

- $R_{33}/(K_0 + 1)$ – перерахований до входу опір R_{33} .

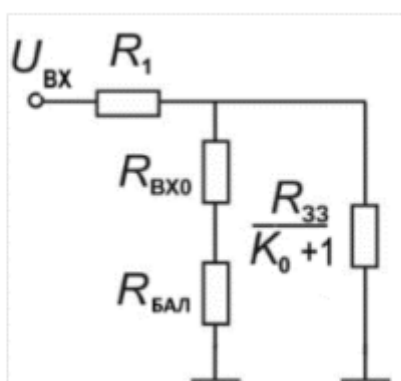


Рисунок 4.8 - Еквівалентна схема вхідного кола інвертувального підсилювача

Вважаючи $K_0 + 1 \approx K_0$:

$$R_{ВХ} = R_1 + \frac{R_{33}(R_{ВХ0} + R_{БАЛ})}{K_0(R_{ВХ0} + R_{БАЛ} + R_{33}/K_0)} \quad (4.19.)$$

Вихідний опір. Вихідний опір інвертувального підсилювача на ОП відповідає вихідному опору підсилювача, охопленого НЗЗ по напрузі:

$$R_{ВИХ} = \frac{R_{ВИХ0}}{1 + K_{33}K_0} \quad (4.20.)$$

Вихідний опір $R_{ВИХ0}$ реального ОП невеликий, типово $R_{ВИХ0} = 50 \dots 100$ Ом. При $K_0 \rightarrow \infty$ вихідний опір реальної схеми дуже малий: $R_{ВИХ} \approx 0$.

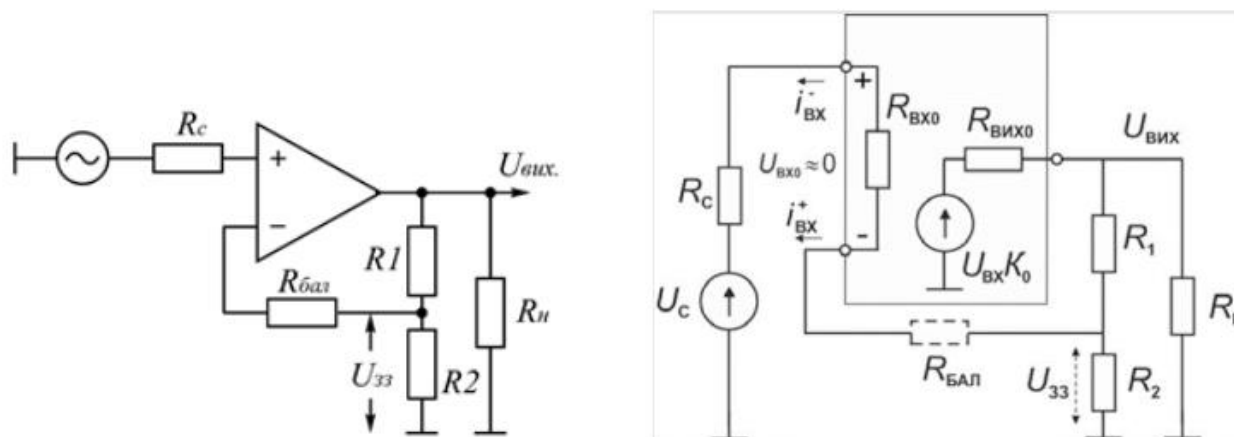


Рисунок 4.9 - Схема неінвертувального підсилювача побудованого на операційному підсилювачі

Неінвертувальний підсилювач. Схема неінвертувального підсилювача побудованого на ОП представлена на рисунку 4.9. Тут застосовано послідовний ВЗЗ по напрузі. Напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$, знімається з нижнього плеча дільника – резистора R_2 , який увімкнений у коло входу. Напруга $U_{зз}$ діє послідовно з напругою сигналу U_C , таким чином, що на вхід підсилювача надходить $U_{вх} = U_C - U_{зз}$.

Коефіцієнт підсилення напруги. Напруга з виходу підсилювача подається на інвертувальний вхід підсилювача:

$$U_{зз} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{вих} = K_{зз} U_{вих} \quad (4.21.)$$

але, оскільки напруга між входами ОП близька до нуля, можна вважати, що $U_{зз} = U_C$:

$$U_C = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{вих} \quad (4.22.)$$

звідки коефіцієнт підсилення по напрузі:

$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_C} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{1}{K_{зз}} \quad (4.23.)$$

$$K_U = \frac{R_1}{R_2} + 1 \quad (4.24.)$$

Резистор $R_{\text{БАЛ}} = R_C + R_1 \parallel R_2$ включається в схему для балансування по вхідних струмах, якщо опір джерела сигналу R_C великий.

Вхідний опір. Вхідний опір неінвертувального підсилювача:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХдф}}(1 + K_{33}K_0) \approx R_{\text{ВХдф}}(K_0/K_U) \quad (4.25.)$$

Вихідний опір. Вихідний опір малий:

$$R_{\text{ВИХ}} = \frac{R_{\text{ВИХО}}}{1 + K_{33}K_0} \quad (4.26.)$$

4.3. Моделювання електричних параметрів операційного підсилювача в схемі проекту за допомогою програми Electronic Workbench

Для моделювання електричних параметрів операційного підсилювача 544УД26 була зібрана електрична схема в програмі Electronic Workbench (рисунок 4.10.).

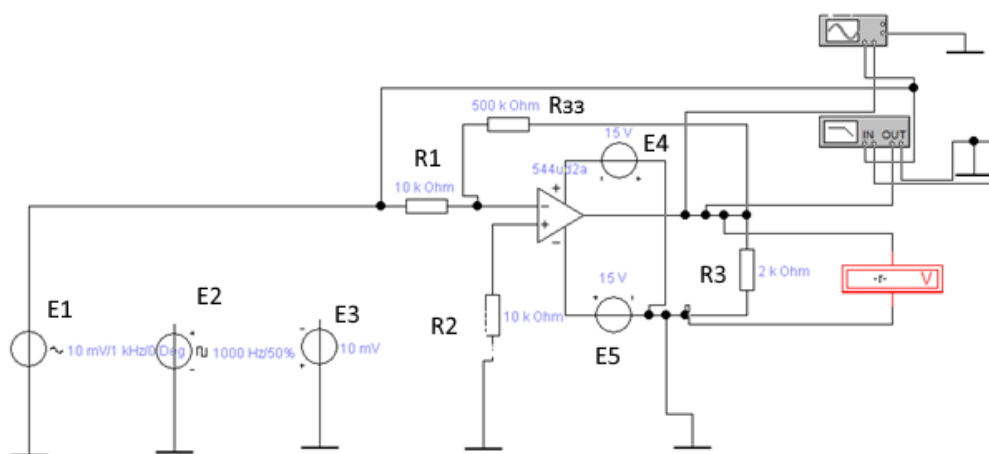


Рисунок 4.10. Схема моделювання електричних параметрів операційного підсилювача 544УД26.

Вхідна напруга подається від джерел постійної напруги E_3 , прямокутних імпульсів E_2 , синусоїдальної напруги E_1 на інвертуючий вхід операційного підсилювача через резистор R_1 , опір $R_1 = 10$ кОм якого, в основному, визначає

значення вхідного опору підсилювача, тобто $R_{вх} \approx R_1 = 10$ кОм. За допомогою потенціометра R_{33} з опором $R_{33} = 500$ кОм забезпечується негативний паралельний обернений зв'язок за напругою. При $R_{33} = 500$ кОм коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U \approx -R_{33}/R_1 = -500/10 = -50$$

Для усунення відмінності опорів на входах ОП і ослаблення синфазного сигналу в коло неінвертуючого входу включений резистор R_2 з опором 10 кОм. $R_2 = 10$ кОм.

При великому коефіцієнті ОП $K_U = 500\,000$ вихідний опір змодельованої схеми близько до нуля, тобто

$$R_{вих33} = R_{вих}(1 + R_{33}/R_1)/K_U = 16 \cdot (1 + 5 \cdot 10^5/10^4)/5 \cdot 10^5 \approx 16 \cdot 10^{-4} \text{ Ом}$$

Оскільки опір навантаження для ОП, як правило, має бути не менше 2 кОм, вибираємо резистор R_3 з опором $R_3 = 2$ кОм.

Було під'єднано спочатку джерело постійного живлення E_3 (рисунок 4.11.)

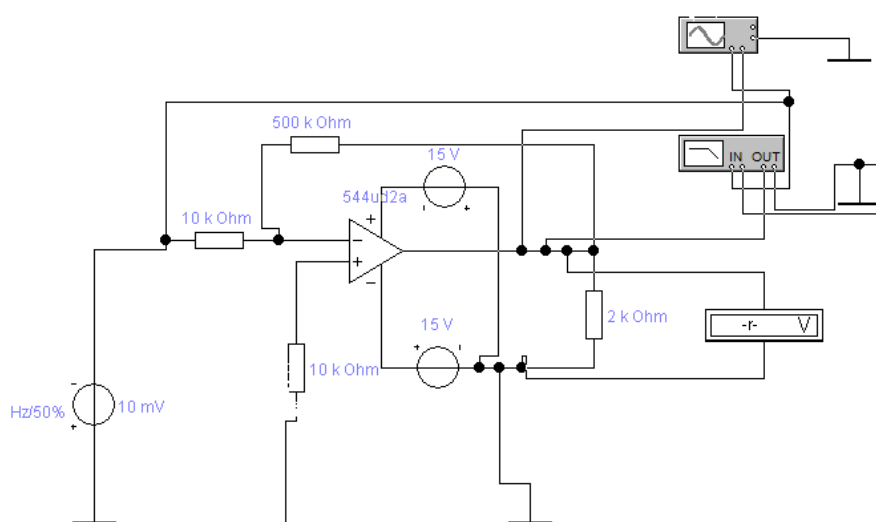


Рисунок 4.11. Схема моделювання електричних параметрів операційного підсилювача 544УД26 за допомогою джерела постійного живлення

Були отримані осцилограма вхідного і вихідного сигналу, а також амплітудна і частотна характеристики (рисунок 4.12 і 4.13.) операційного підсилювача.

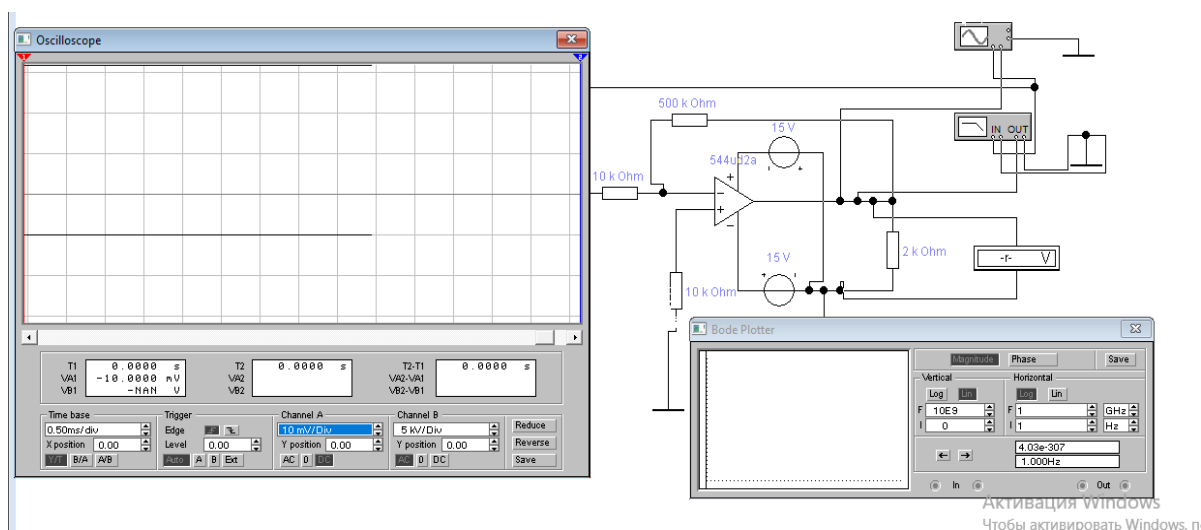


Рисунок 4.12. Осцилограма вхідного і вихідного сигналу, а також амплітудна характеристика операційного підсилювача

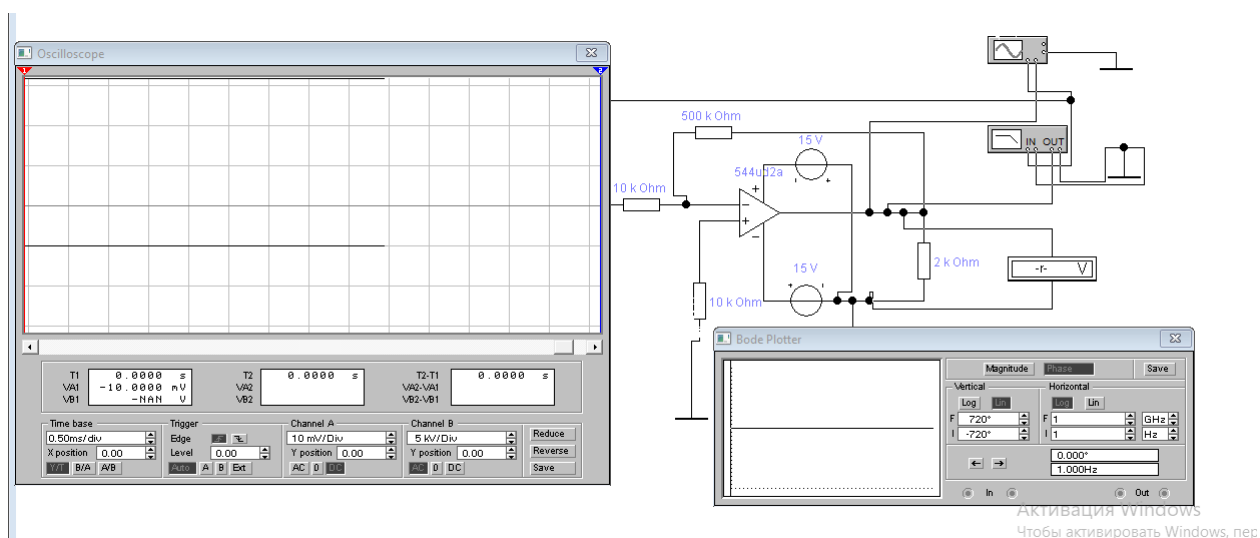


Рисунок 4.13. Осцилограма вхідного і вихідного сигналу, а також фазова характеристика операційного підсилювача.

На рисунках можна бачити, що амплітуда вхідного і вихідного сигналу не змінюється. Також остається постійною фаза сигналів.

Далі було під'єднано джерело синусоїдального струму E_1 (рисунок 4.14.)

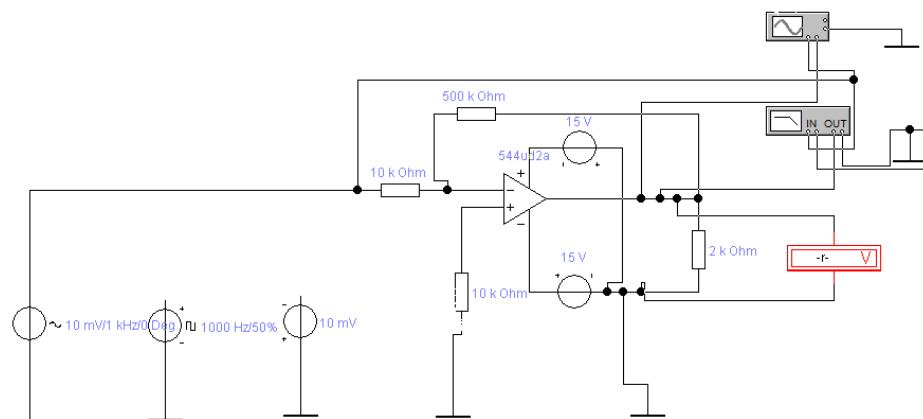


Рисунок 4.14. Схема моделювання електричних параметрів операційного підсилювача 544УД2б за допомогою джерела синусоїдального струму

Були отримані осцилограма вхідного і вихідного сигналу, а також амплітудна і частотна характеристики (рисунок 4.15. і 4.16.) операційного підсилювача.

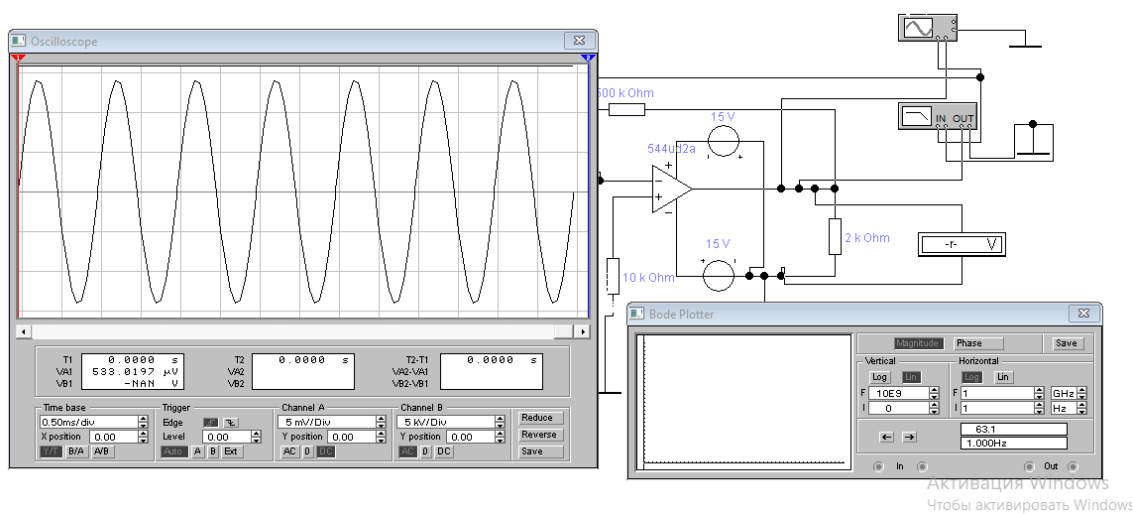


Рисунок 4.15. Осцилограма вхідного і вихідного сигналу, а також амплітудна характеристика операційного підсилювача

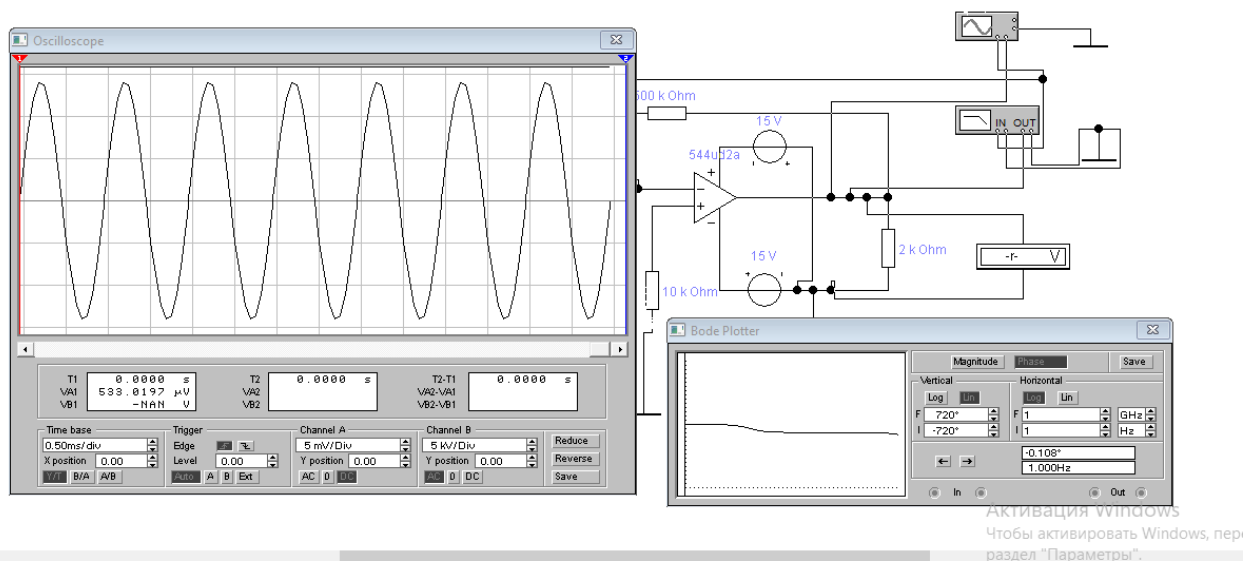


Рисунок 4.16. Осцилограма вхідного і вихідного сигналу, а також фазова характеристики операційного підсилювача.

На рисунках можна бачити, що амплітуда вхідного і вихідного сигналу не змінюється. Фаза сигналів поступово зменшується.

Далі було під'єднано джерело прямокутних імпульсів E_2 (рисунок 4.17.)

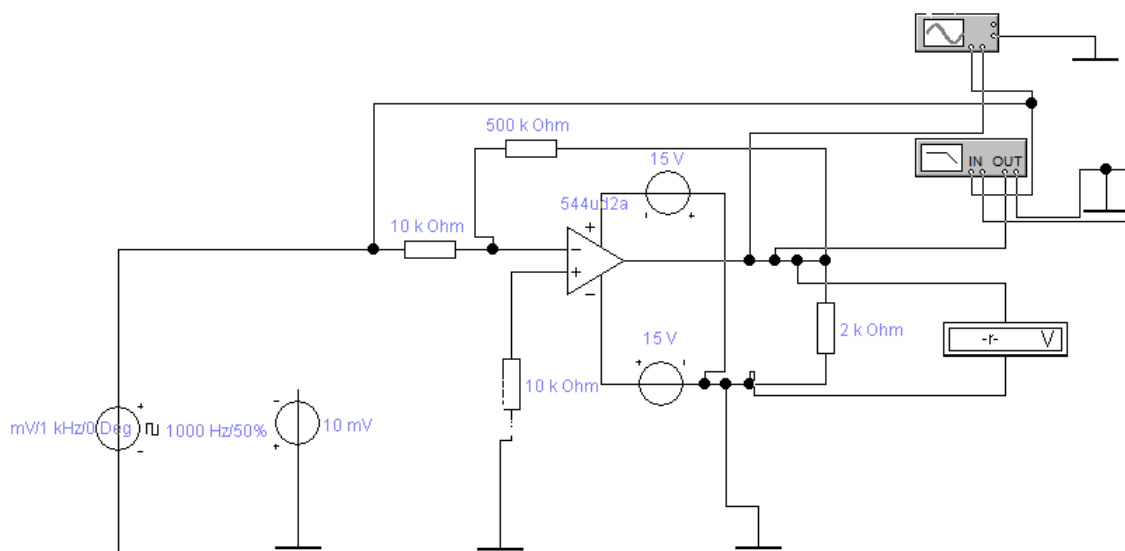


Рисунок 4.17. Схема моделювання електричних параметрів операційного підсилювача 544УД26 за допомогою джерела прямокутних імпульсів

Були отримані осцилограма вхідного і вихідного сигналу, а також частотна характеристика (рисунок 4.18.) операційного підсилювача.

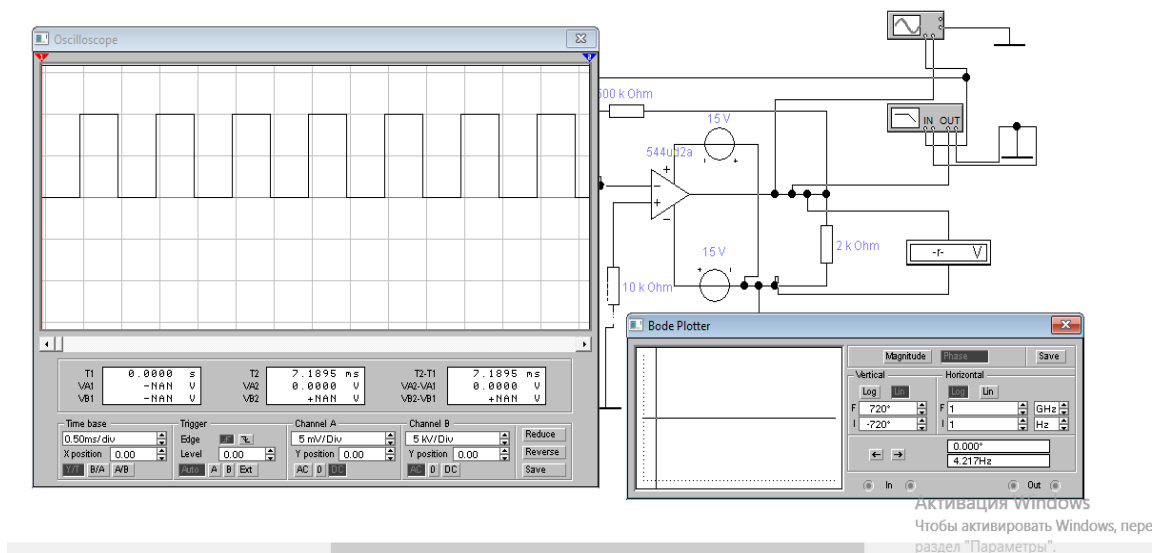


Рисунок 4.18. Осцилограма вхідного і вихідного сигналу, а також фазова характеристики операційного підсилювача.

На рисунках можна бачити, що амплітуда вхідного і вихідного сигналу не змінюється. Фаза сигналів також не змінюється.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У ході виконання дипломної роботи було освоєно теоретичні основи конструювання, надійності та аналізу радіоелектронних систем; вивчено основні етапи та методи проектування; вивчені загальні вимоги до апаратури щодо надійності, вимоги щодо вібростійкості; вивчено стадії розробки конструкторської документації, її види та комплектність. Освоєно принципи та методи системного підходу процесу проектування радіоелектронних пристроїв роботи; проведено обґрунтований вибір структурної та функціональної схем радіоелектронної апаратури; виконано розрахунок елементів електричної принципової схеми; виконано конструкторську документацію з ЄСКД.

Розглянутий у цій роботі підсилювач звукової частоти надійніше і потужніше, ніж існуючі аналоги, він має більшу вихідну потужність, менший коефіцієнт гармонік тощо.

За результатами розрахунків параметрів друкованого монтажу з урахуванням технологічних можливостей виробництва був обраний другий клас точності плати. Тип друкованої плати був обраний односторонній. Розміри плати було обрано 200x155мм. Кріплення друкованої плати були обрано на чотири точки опори.

Конструкторсько-технологічний розрахунок був уточнений перевірочними розрахунками по постійному та змінному струму.

Було промодельовано електричні параметри підсилювача звукової частоти за допомогою системи схемотехнічного моделювання електронних схем ELECTRONICS WORKBENCH 5_12. Промодельован був операційний підсилювач, який використовується в схемі і є базовим для схеми.

В результаті проведеної роботи був розроблений і промодельований підсилювач потужності звукової частоти з необхідною надійністю та вібростійкістю.

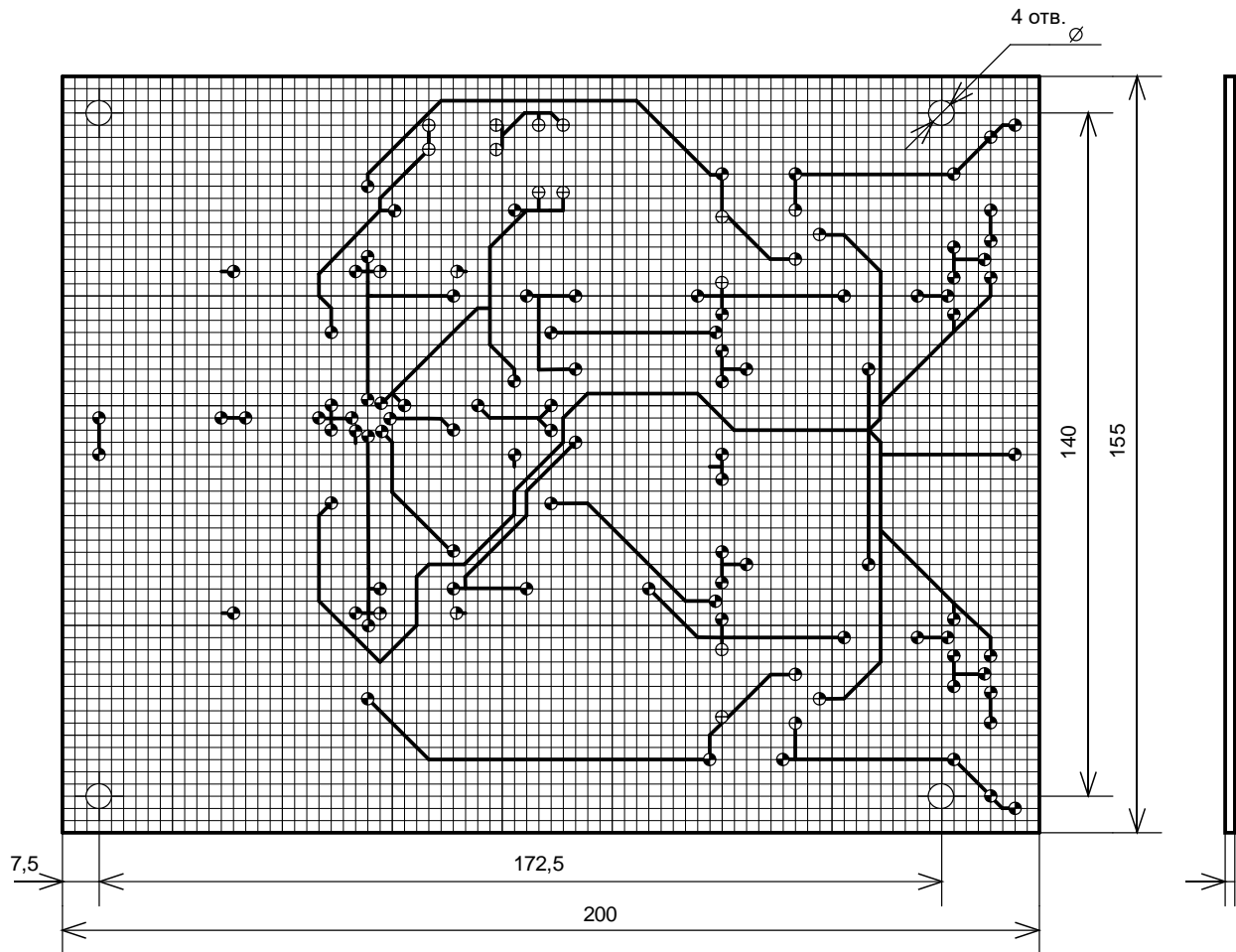
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Фрумкин Г. Д. Расчет и конструирование радиоэлектронной аппаратуры. – М: Высшая школа, 1977 г.
2. Кириченко И. А., Тарасов С. П. Программа, методические указания и варианты заданий по курсовому проектированию по курсу “Теория, расчет и проектирование приборов и систем”. – Таганрог: ТРТУ, 1998 г.
3. <http://detalinadom.narod.ru/nabor/nabTDA2030.htm>
4. <http://schematic.by.ru/65/6502.htm>
5. <http://detalinadom.narod.ru/stats/UMZ200IV.htm>
6. Иванов Б. С. В помощь радиокружку – М: Радио и связь, 1990 г.
7. Назаров Н. Ф. В помощь радиолюбителю, выпуск 93. – М: «ДОСААФ», 1986 г.
8. Гуревич Б.М., Иваненко Н.С. Справочник по электронике для молодого рабочего: 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1987. – 272 с.: ил.
9. Н.А. Шишонок, В.Ф. Репкин, Л.Л. Барвинский. Основы теории надёжности и эксплуатации радиоэлектронной техники. – Москва: «Советское радио», 1964. – 551 с.: ил.
10. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутирующие устройства РЭА. Справочник Н.Н. Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Кодоренах, Ю.П. Кодоренах – Мн.: Беларусь, 1994. – 591 с.: ил.
11. Роткоп Л. Л., Спокойный Ю. Н. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Сов. радио, 1976. – 232 с.
12. Скрипников Ю.Ф. Радиаторы для полупроводниковых приборов. М.- Энергия, 1973.-48с.
13. Голенкевич Т. А. Прикладная теория надежности. – М.: Высшая школа, 1985. – 168 с.

14. Яншин А. А. Теоретические основы конструирования, технологии и надежности ЭВА. – М.: Радио и связь, 1983. – 312 с
15. Конструирование радиоэлектронной и электронной вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д.Князев, Л.Н.Кечиев. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.
16. Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Э. Т. Романычева и др.; Под ред. Э. Т. Романычевой. – М.: Радио и связь, 1989. – 448 с.
17. Методические указания по дипломному проектированию для студентов всех форм обучения специальности 7.091.001 “Производство электронных средств” / Составители М.И. Хиль, А.И. Рязанцев, А.П. Арушанов, Т.И. Лиманский, Е.П. Герасименко, С.Н. Ганжа – Северодонецк, СТИ, 2000. - 64 с.
18. Методические указания к выполнению лабораторных работ курсов “Автоматизация технологического проектирования ЭА”, “Автоматизация конструкторско –технологического проектирования БЭА” / Сост. Е.П.Герасименко.- Северодонецк, СТИ, 2000.-57с.
19. Методичні вказівки до лабораторних робіт із дисципліни “Основи конструювання побутової електронної апаратури” / Автор: Ганжа С.М. – Северодонецьк: СТИ, 2004р. – 40 с.

Додаток А.

Трасування друкованої плати



Таблиця отворів

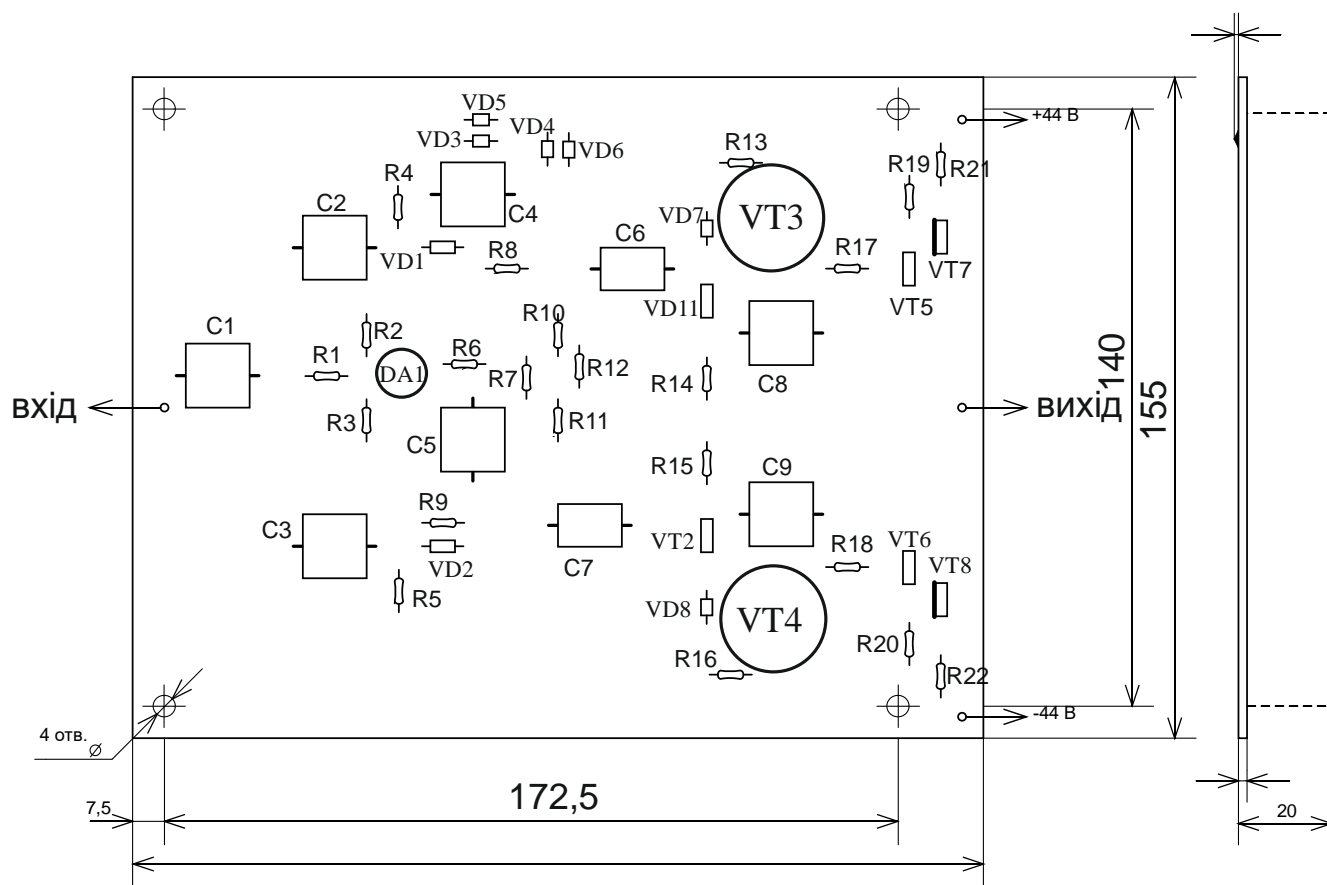
Rz40

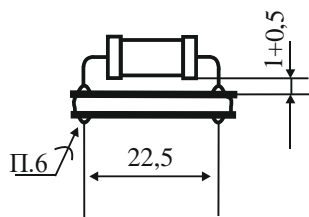
Условные обозначения отверстия	Диаметр отверстия, мм	Диаметр контактной площади, мм	Металлизация
⊕	1,9	3,5	Нет
⊕	0,9	2,5	Нет
⊕	0,6	2,2	Нет

- *
- 1. Розміри довідок
- 2. Плату зробити комбінованим позитивним способом.
- 3. Плата має відповідати ГОСТ 23752-86, група жорсткості 3.
- 4. Клас точності 3 за ГОСТ 23751-86.
- 5. Крок основної координатної сітки 1,25 мм. Лінії координатної сітки показано через 1,25 мм.
- 6. Відстань між двома провідниками, контактними майданчиками, провідником та контактним майданчиком не менше 0,25мм.
- 7. Ширина друкарського провідника 0,25 мм шини живлення.
- 8. Провідники покрити сплавом Розі за ТУ-09-4065-88.
- 9. Інші ТУ за ДСТУ 4ГО.070.015

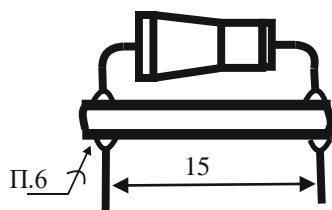
Додаток В

Складальне креслення друкованої плати

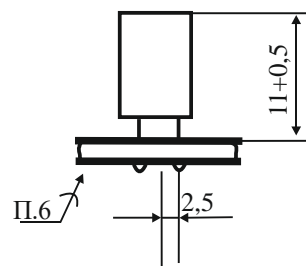




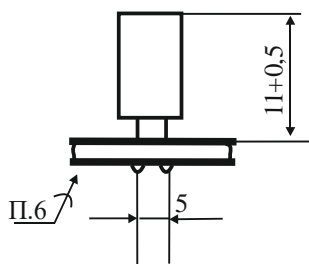
Установка R1 - R22



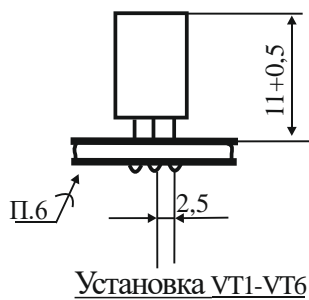
Установка VD1.VD2



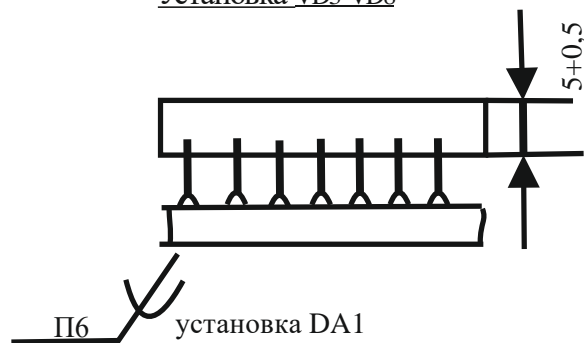
Установка VD3-VD8






Установка C1 - C9



Установка VT1-VT6



установка DA1

- 1 . Плата должна соответствовать требованиям ГОСТ 23752–79. Группа жесткости 1.
- 2 . Класс точности 3 по ГОСТ 23751–88.
- 3 . * Размер для справки
- 4 . Конфигурацию проводников выдерживать по координатной сетке с отклонением от чертежа $\pm 0,1$ мм
- 5 . Ширина проводника *  * 0,5 мм *  * 1,5 мм *
 * 3 мм
- 6 . Форма и размеры контактных площадок определяются доминирующими техническими средствами и устанавливаются предприятием-изготовителем фотолитоэлемента. Размер контактной площадки определяется диаметром вписанной окружности и должен соответствовать ГОСТ 23751–88.
- 7 . Маркировку травлением выполнять шрифтом 2,5–Пр3 ГОСТ 26.020–80. Допускается шрифт, вытравленный на координатной сетке с программным управлением. Расстояние от маркировки до края платы не менее 0,5 мм. Допускается касание маркировочных обозначений одного печатного элемента.
- 8 . Плату печатную покрыть глянцевым защитным резином (гляцевой маской) в соответствии с технической инструкцией завода-изготовителя. Тип гляцевого защитного реза устанавливает завод-изготовитель.
- 9 . Маркировать краской PLASTSTAR OE–025, белой фирмы "SERICOL". Шрифт 2,5–Пр3 ГОСТ 26.020–80.
- 10 . Клеить краской PLASTSTAR OE–025, белой фирмы "SERICOL".
- 11 . Допускается маркировать и клеить краской прозрачной для негитивающих поверхностей ТНПФ–84, белой ТНПФ–01, черной ТУ 29–02–869–88, УНП или краской PLASTSTAR OE–001, черной фирмы "SERICOL".
- 12 . Маркировочный слой вытравить краской ТНПФ–84, белой ТУ 29–02–869–88, УНП. Шрифт 2–Пр3 ГОСТ 26.020–80.
- 13 . Основные обозначения и размеры отверстий см. табл. лист . Наименование столбцов таблицы отверстий: Hole Dia(mm)–Диаметр отверстия(мм); Spots–Основное обозначение; Quantity–Количество Plated–Наличие металлизации (Yes–Есть/No–Нет).
- 14 . Допускается замена материала на стеклотекстолит СТНФ–2–35–1,5 ТНБ–503.161.–83.
- 15 . Плотность металлизации 85 мд/см
- 16 . Обработку печатной платы по контуру выполнять фрезерованием согласно
- 17 . Дополнительные технические требования по ОСТ 10.070.014.