

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню магістр

студента Гулецькому Кирилу Дмитровичу
академічної групи 172м-22-1
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
спеціалізації¹ _____
за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка
на тему Дослідження аналогового перетворювача сигналів
в радіотехнічних пристроях

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	к.ф.-м.н., проф. Магро В.І.			
розділів:				
спеціальний	асист. Олішевський І.Г.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Нормо контролер	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

Дніпро
2023

ЗАТВЕРДЖЕНО:завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
_____ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

«_____» _____ 20__ року

**ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня магістра**студенту Гулецькому Кирилу Дмитровичу академічної 172М-22-1
_____ групи _____
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
_____ (код і назва спеціальності)на тему Дослідження аналогового перетворювача сигналів
в радіотехнічних пристроях

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від 09.10.2023 № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Проаналізувати основні типи підсилювачів звуку в радіотехніці	15.09.23- 05.10.23
Розділ 2	Дослідити вдосконалений підсилювач звуку на основі мікросхеми LM3875, в загальній схемі якого міститься струмовий буфер на тріоді.	05.10.23 – 20.11.23
Розділ 3	Провести розрахунок вартості вдосконаленого підсилювача звуку та очікуваний час розробки даного радіотехнічного пристрою	21.11.23 – 01.12.23

Завдання видано _____

(підпис керівника)

Магро В.І.

(прізвище, ініціали)

Дата видачі: _____

Дата подання до екзаменаційної комісії: _____

Прийнято до виконання _____

(підпис студента)

Гулецький К.Д.

(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота: 72 с., 37 рис., 8 табл., 18 джерел, 9 додатків.

Об'єктом дослідження є підсилювач звукових сигналів в радіотехнічних приладах.

Мета роботи – дослідження вдосконаленого високоякісного підсилювача потужності звукової частоти на основі мікросхеми LM3875, в загальній схемі якого міститься струмовий буфер на тріоді..

Методи дослідження: схемотехнічне моделювання, віртуальне вимірювання амплітуд напруги та струму, статистична обробка даних.

У першому розділі розглянуть загальні відомості про підсилювачі звукової частоти, головні характеристики підсилювачів.

У спеціальному розділі викладено принципи побудови та етапи дослідження вдосконаленого високоякісного підсилювача потужності звукової частоти на основі мікросхеми LM3875. Представлені результати дослідження характеристик розробленої схеми підсилювача потужності.

В економічному розділі проведено розрахунок капітальних (фіксованих) витрат, поточних (експлуатаційних) витрат, загального збитку при вдосконаленні в процесі цифрової обробки сигналу та загального ефекту від впровадження рекомендацій.

Наукова новизна роботи в полягає практичній реалізації високоякісного підсилювача звуку, що має нерівномірність підсилення у смузі частот 40...16000 Гц яка не перевищує 2 дБ, різниця каналів підсилення не перевищує 1,5 дБ.

Практичне значення роботи полягає у покращенні акустичного звукового сигналу, що піддався підсиленню в даному пристрої.

ПІДСИЛЮВАЧ ПОТУЖНОСТІ ЗВУКУ, СХЕМА НА ПОДВІЙНОМУ ТРІОДІ, СХЕМА НА LM 3886, ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ

ABSTRACT

Qualification work: 72 pages, 37 figures, 8 tables, 18 sources, 9 appendices.

The object of research is the amplifier of sound signals in radio technical devices.

The purpose of the work is to study an improved high-quality audio frequency power amplifier based on the LM3875 microcircuit, the general scheme of which includes a current buffer on a triode.

Research methods: circuit modeling, virtual measurement of voltage and current amplitudes, statistical data processing.

In the first section, we will consider general information about audio frequency amplifiers, the main characteristics of amplifiers.

In a special section, the construction principles and research stages of an improved high-quality audio frequency power amplifier based on the LM3875 microcircuit are outlined. The results of the study of the characteristics of the developed power amplifier circuit are presented.

In the economic section, the calculation of capital (fixed) costs, current (operating) costs, total loss in the process of digital signal processing improvement, and the overall effect of implementing the recommendations was carried out.

The scientific novelty of the work consists in the practical implementation of a high-quality sound amplifier, which has an unevenness of amplification in the frequency band of 40...16000 Hz that does not exceed 2 dB, the difference of amplification channels does not exceed 1.5 dB.

The practical value of the work consists in improving the acoustic sound signal that was amplified in this device.

AUDIO POWER AMPLIFIER, DUAL TRIODE CIRCUIT, LM 3886 CIRCUIT,
DOUBLE TRIODE OPERATIONAL AMPLIFIER

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	8
1.1 Класифікація підсилювачів.....	8
1.2 Головні характеристики підсилювачів.....	11
1.3 Зворотній зв'язок у підсилювачах.....	18
1.4 Вимірювання вхідного і вихідного опорів підсилювача.....	22
1.5 Класи підсилювачів.....	24
1.6 Стандарти звуковідтворюючої апаратури.....	28
1.7 Відомі схемні рішення.....	29
1.8 Висновки до першого розділу.....	41
1.9 Постановка задачі.....	42
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	43
2.1 Математичне моделювання схеми підсилювача звуку.....	43
2.2 Розробка схема принципової електричної підсилювача.....	47
2.3 Дослідження характеристик вдосконаленого пристрою.....	50
2.4 Висновки до другого розділу.....	59
3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	60
3.1 Визначення трудомісткості розробки методики покращення характеристик підсилювача звуку.....	60
3.2 Розрахунок витрат на розробку методики покращення характеристик підсилювача звуку в кінцевих пристроях абонентського доступу телекомунікаційних систем.....	61
3.3 Висновки до третього розділу.....	65
ВИСНОВКИ.....	66
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	67
Додаток А Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи.....	69
Додаток Б. Перелік документів на оптичному носії.....	70
Додаток В. Відгуки керівників розділів.....	71

Додаток Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи.....	72
Додаток Д. Додаток Д. Характеристики LM 3886.....	73
Додаток Е. Характеристика BC549.....	79
Додаток Є. Характеристика BD 139.....	82
Додаток Ж. Характеристика 7806, 7815.....	85
Додаток З. Характеристика 1N4001.....	87

ВСТУП

Проблема «останньої милі» підсилює вимоги на кінцевих пристроїв абонентського доступу. Незважаючи на загальний перехід до цифрових сигналів в електронних комунікаціях, нині в сегменті кінцевих пристроїв досі представлено широкий ряд аналогових перетворюючих пристроїв, які забезпечують високий рівень сприйняття телекомунікаційних послуг (QoE). До таких пристроїв зокрема належать високоякісні підсилювачі звукової частоти. В радіотехніці вивчаються явища і процеси що відбуваються в таких пристроях.

Підсилювачем називають пристрій, що дозволяє перетворювати вхідний сигнал на сигнал більшої потужності (струму, напруги) без істотного спотворення його форми. Ефект підсилення можливий лише за наявності джерела керованої енергії, що перетворюється підсилювачем в енергію підсилених сигналів. Таким джерелом є джерело живлення. Енергія джерела живлення перетвориться в енергію корисного сигналу за допомогою підсилювача.

Підсилювачі сигналів, генератори напруги, струмів, потужності різної форми та частоти, логічні схеми, лічильники, індикаторні пристрої – усе це пристрої та системи інформаційної електроніки, що ґрунтується на використанні інтегральних мікросхем.

Підсилювальні мікросхеми серії LM забезпечують високоякісне звучання в порівнянні з існуючими аналогами. Дане твердження є справедливим для флагманських моделей різного рівня, таких як LM1875, LM3876 та її логічного продовження - LM3886.

В кваліфікаційній роботі магістра розглядається підсилювач на основі мікросхеми LM3875. Метою роботи є дослідження вдосконаленого високоякісного підсилювача потужності звукової частоти на основі мікросхеми LM3875, в загальній схемі якого міститься струмовий буфер на тріоді.

1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Класифікація аналогових підсилювачів

Підсилювачі є найбільш розповсюдженою радіотехнічною схемою. Це пояснюється тим, що, як правило, має місце невідповідність параметрів електричних сигналів, які одержують при первинному перетворенні різних неелектричних фізичних величин в електричні, параметрам, які необхідні для нормальної роботи більшості виконуючих пристроїв. Тому електричний сигнал повинен бути підсиленим.

Підсилювачем називають пристрій, який призначено для підсилення електричного сигналу за напругою, струмом або потужністю за рахунок перетворення енергії джерела живлення в енергію електричного сигналу. Цей процес можна розглядати як модуляцію енергії джерела живлення (напруга $E_{ж}$) вхідним сигналом. Процес підсилення сигналів можна подати структурною схемою, наведеною на рис. 1.1.

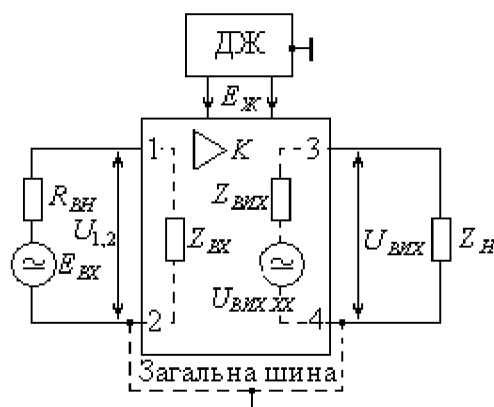


Рисунок 1.1 – Структурна схема підсилення електричних сигналів

Потоком енергії від джерела живлення ДЖ до навантаження керує вхідний сигнал, який подано напругою $U_{1,2} = U_{вх}$. Ця напруга залежить від величини електрорухомої сили (ЕРС) джерела сигналу $E_{вх}$, його

внутрішнього (вихідного) опору R_{BH} і вхідного опору підсилювача Z_{BX} . Сигнал, який підсилюється, називається *вхідним*, а ланку підсилювача, до якого від підключається, – *вхідним колом* підсилювача (полюси 1 і 2).

Пристрій, що є споживачем і до якого прикладена вихідна напруга U_{BHX} , називають *навантаженням* (Z_H), а ланка підсилювача, до якої воно підключається – *вихідним колом* (полюси 3, 4). Для навантаження вихідне коло підсилювача може бути представлене як послідовне з'єднання джерела електрорухомої сили (ЕРС) із значенням $U_{BHX\ XX}$ ($U_{BHX\ XX}$ – вихідна напруга при відсутності навантаження) і вихідного опору підсилювача Z_{BHX} .

Часто полюси 2 і 4 мають однаковий потенціал, і їх називають загальною шиною («земля»). Напруга (напруги) джерела живлення завжди подаються відносно загальної шини.

В залежності від структури схеми і конкретного виконання підсилювач може мати один чи декілька входів і виходів. На (рис.1.2,а) показано для прикладу умовне зображення підсилювача з двома входами та одним виходом, яке виконане згідно вимог ГОСТ 25847-89. В залежності від того, співпадає фаза вихідного сигналу з фазою вхідного сигналу чи зсунута на 180° , підсилювачі поділяють на неінвертуючі і інвертуючі. Неінвертуючі (прямі) входи позначаються лініями, які приєднуються до контуру без будь-яких знаків, інверсні – із кружком у місці приєднання. Інколи, особливо в перекладеній літературі, використовуються зображення, які показані на (рис.1.2,б-в). При цьому неінвертуючі входи часто позначаються знаком «+», а інвертуючі – «-».

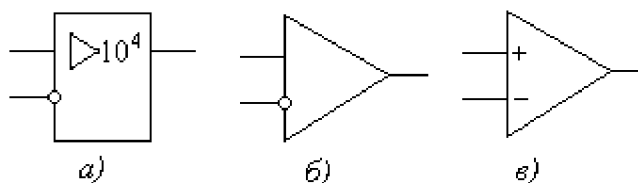


Рисунок 1.2 – Умовне зображення підсилювача

Підсилювачі класифікують за такими ознаками:

- за типом підсилюваної величини;
- за характером сигналів підсилення;
- за смугою частот підсилення;
- за видом використовуваних активних елементів;
- за видом навантаження;
- за функціональним призначенням в каскадних підсилювачах;
- за видом з'єднуючих ланок між каскадами.

За типом підсилюваної величини розрізняють підсилювачі напруги, струму, потужності. Підсилювач потужності призначений для забезпечення у навантаженні (Z_H) заданої потужності, а в підсилювач напруги (струму) – заданих значень коефіцієнта підсилення і вихідної напруги ($U_{ВИХ}$) ($I_{ВИХ}$). Вказаний поділ є умовним, так як при підсиленні напруги чи струму завжди має місце підсилення за потужністю.

За характером сигналів бувають:

- підсилювачі гармонійних сигналів. Ці пристрої призначені для підсилення сигналів, змінювання яких проходить багато повільніше ніж тривалість перехідних процесів в самих підсилювачах.
- підсилювачі імпульсних сигналів. Ці пристрої призначені для підсилення періодичних і неперіодичних імпульсних сигналів заданої форми. При цьому тривалість перехідних процесів не повинна визивати викривлення форми сигналів.

За смугою частот підсилення розрізняють:

- підсилювачі постійного струму (ППС), діапазон частот підсилення $\Delta f = 0 \dots f_B$ (f_B – верхня гранична частота підсилення);
- підсилювачі змінного струму (ПЗС), з діапазоном частот $\Delta f = f_H \dots f_B$ (f_H – нижня гранична частота підсилення).

Підсилювачі змінного струму, в свою чергу, поділяють на:

- підсилювачі низької частоти (від одиниць Гц до сотень кГц);

- підсилювачі високої частоти (від сотень кГц до сотень МГц);
- широкосмугові (від сотень Гц до сотень МГц);
- смугові (резонансні) – для підсилення сигналів у порівняно вузькій смузі частот $f_B / f_H \cong 1,1$.

За видом активних елементів: лампові; транзисторні; діодні; параметричні.

За видом навантаження: з активним, активно-індуктивним і ємнісним навантаженням.

За функціональним призначенням в каскадних підсилювачах: попередній підсилювач, проміжний, вихідний.

За видом з'єднуючих ланок: з гальванічним (безпосереднім) зв'язком, RC- зв'язком, з індуктивним (трансформаторним) зв'язком.

1.2 Головні характеристики підсилювачів

Коефіцієнт підсилення – це відношення установлених значень вихідного і вхідного сигналів підсилювача. В залежності від призначення підсилювача розрізняють коефіцієнти підсилення:

- за напругою $K_U = \Delta U_{ВИХ} / \Delta U_{ВХ}$;
- за струмом $K_I = \Delta I_{ВИХ} / \Delta I_{ВХ}$;
- за потужністю $K_P = \Delta P_{ВИХ} / \Delta P_{ВХ}$,

де $\Delta U_{ВИХ}$, $\Delta U_{ВХ}$, $\Delta I_{ВИХ}$, $\Delta I_{ВХ}$ – діючі напруги і струми.

Так як $\Delta P_{ВХ} = \Delta U_{ВХ} \Delta I_{ВХ}$ і $\Delta P_{ВИХ} = \Delta U_{ВИХ} \Delta I_{ВИХ}$, то $K_P = K_U K_I$.

При каскадному з'єднанні декількох підсилювачів, загальний коефіцієнт підсилення дорівнює

$$K_{ЗАГ} = K_1 K_2 \cdot \dots \cdot K_N. \quad (1.1)$$

На практиці широко застосовують логарифмічні одиниці оцінки коефіцієнта підсилення, виражені в децибелах. Тоді коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_P [\text{дБ}] = 10 \lg(\Delta P_{\text{вих}} / \Delta P_{\text{вх}}) = 10 \lg K_P. \quad (1.2)$$

Так як потужність пропорційна квадрату струму або напруги, то для коефіцієнтів підсилення за струмом і напругою

$$K_I [\text{дБ}] = 20 \lg(\Delta I_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вх}}) = 20 \lg K_I; \quad (1.3)$$

$$K_U [\text{дБ}] = 20 \lg(\Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}}) = 20 \lg K_U. \quad (1.4)$$

Для каскадного з'єднання

$$K_{\text{заг}} [\text{дБ}] = K_1 [\text{дБ}] + K_2 [\text{дБ}] + \dots + K_N [\text{дБ}]. \quad (1.5)$$

В загальному випадку коефіцієнти підсилення K_U і K_I є комплексними величинами, що відображає наявність фазових викривлень підсилюваного сигналу. Тому вони можуть бути представлені у вигляді

$$\dot{K}(\omega) = |\dot{K}(\omega)| \exp[j\varphi(\omega)], \quad (1.6)$$

де φ – фазовий зсув між вхідною і вихідною напругою або струмом.

Залежність модуля коефіцієнта підсилення підсилювача від частоти $|\dot{K}(\omega)|$ є амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ). Фазочастотна характеристика (ФЧХ) $\varphi(\omega)$ відображає частотну залежність кута зсуву фази вихідного сигналу відносно вхідного.

Підсилювач, як і будь-яку лінійну систему, характеризують також фазовою затримкою (phase delay) на частоті ω – це затримка (в секундах) гармонійного коливання частотою ω , яке проходить через підсилювач. Значення фазової затримки дорівнює фазовому зсуву, поділеному на частоту гармонійного коливання, з протилежним знаком:

$$\tau_\varphi(\omega) = -\varphi(\omega) / \omega. \quad (1.7)$$

Групова затримка (group delay) на частоті ω – це затримка обвідної вузькосмугового сигналу із середньою частотою ω . Групова затримка (в секундах) дорівнює похідній від ФЧХ з протилежним знаком:

$$\tau_{ГР}(\omega) = -d\varphi(\omega)/d\omega. \quad (1.8)$$

Смуга пропускання підсилювача – діапазон робочих частот $\Delta f = f_B - f_H$, у межах якого коефіцієнт підсилення не знижується нижче значення $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ від максимального значення K_{\max} рис.1.3,а. Якщо коефіцієнт підсилення вимірюється в децибелах, то значенням граничних частот підсилення відповідають зменшення коефіцієнта підсилення на 3 дБ рис.1.3,б.

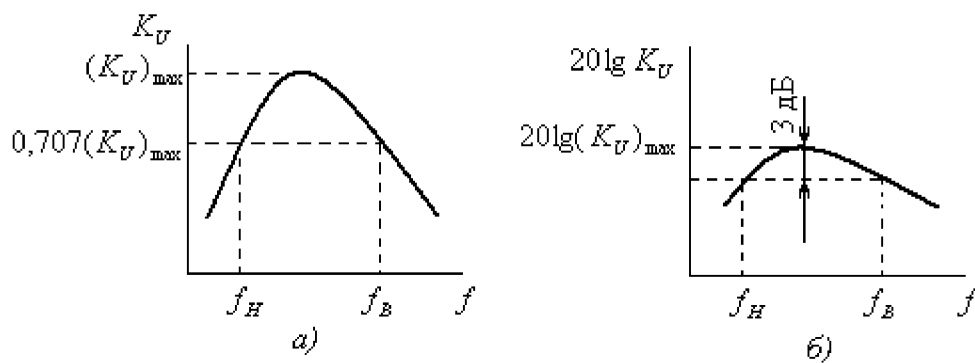


Рисунок 1.3 – Амплітудно-частотна і логарифмічна амплітудно-частотна характеристики підсилюючих пристроїв

Викривлення, які викликані не ідеальністю частотних характеристик підсилювача, називаються частотними викривленнями. Частотні викривлення – це змінювання форми сигналу у часі, які обумовлені різними умовами передачі його частотних складових. Частотні викривлення відносяться до класу лінійних (нові частотні складові не виникають). Необхідною і достатньою умовою відсутності частотних викривлень є:

$$|\dot{K}(\omega)| = K = const; \quad (1.9)$$

$$\varphi(\omega) = -(\omega T_0 + k\pi); \quad (1.10)$$

$$\tau_{ГР}(\omega) = T_0 = const. \quad (1.11)$$

Кількісно частотні викривлення оцінюються коефіцієнтом частотних викривлень M , який чисельно дорівнює відношенню коефіцієнта підсилення

в області середніх частот для амплітудно-частотної характеристики до коефіцієнта підсилення на граничній частоті.

$$M = \frac{K(\omega_{CP})}{K(\omega_{ГР})}. \quad (1.12)$$

Вимоги до частотних характеристик підсилювача залежать від його призначення. Наприклад, для підсилювачів звукової апаратури слід виходити із наступного. Чутність до амплітудно-частотних викривлень (різна для різних звуків) може мати місце вже при $\Delta K < 1$ дБ. Мінімальні сприйняті на слух фазові викривлення і часова затримка (також різні для різних звуків) $\Delta\varphi = 30^\circ$ і $\tau_{ГР} = 1$ мс. Критичною для слухової локалізації (пеленгації) при бінауральному прослуховуванні є часова затримка між лівим і правим сигналами 10 мкс.

Вхідний і вихідний опір – найважливіші параметри підсилювача. Їх значення враховуються при узгодженні як з джерелом вхідного сигналу, так і з навантаженням. В загальному виді вони носять комплексний характер і залежать від частоти.

Вхідний і вихідний опори визначаються виразами

$$Z_{BX}(\omega) = U_{BX}(\omega) / I_{BX}(\omega) \text{ при } R_H = const; \quad (1.13)$$

$$Z_{ВИХ}(\omega) = [U_{ВИХ\ XX}(\omega) - U_{ВИХ}(\omega)] / I_{ВИХ}(\omega). \quad (1.14)$$

Часто на практиці цікавляться тільки активними складовими вхідного і вихідного опорів, для них

$$R_{BX}(\omega) = (U_{BX} / I_{BX})_{R_H = const}; \quad (1.15)$$

$$R_{ВИХ}(\omega) = [U_{ВИХ\ XX} - U_{ВИХ}] / I_{ВИХ} = U_{ВИХ\ XX} / I_{ВИХ\ КЗ}, \quad (1.16)$$

де $U_{ВИХ\ XX}$ – напруга холостого ходу на виході підсилювача ($R_H = \infty$);

$I_{ВИХ\ КЗ}$ – струм короткого замикання ($R_H = 0$).

Розглянемо вимоги, наприклад, до вихідного опору підсилювача. Для вихідного кола (див. рис.1.1) опори $Z_{ВИХ}$ і Z_H утворюють дільник напруги з коефіцієнтом передачі

$$K_D = Z_H / (Z_{ВИХ} + Z_H) = 1 / (Z_{ВИХ} / Z_H + 1). \quad (1.17)$$

Звідси видно, що $K_D \rightarrow 1$ коли $Z_{ВИХ} \ll Z_H$. Тобто, дається взнаки шунтуюча дія навантаження. Тому для підсилювачів напруги необхідне виконання умов

$$Z_{ВХ} \gg R_{ВН}; Z_{ВИХ} \ll Z_H, \quad (1.18)$$

за таких умов $U_{ВХ} \approx E_{ВХ}$ і $U_{ВИХ} \approx U_{ВИХ ХХ}$.

Виконання умов (1.18) необхідне не тільки для запобігання втрати напруги за рахунок шунтуючої дії навантаження, а особливо важливе тоді, коли $Z_{ВХ}$ або Z_H змінюються при змінюванні рівня сигналу.

Для багато каскадного підсилювача необхідні виконання умов $Z_{ВИХ}^k \ll Z_{ВХ}^{k+1}$ тобто вихідний опір попереднього каскаду повинен бути набагато менше вхідного опору послідууючого каскаду.

В високочастотних схемах опори зазвичай вирівнюють для запобігання відбиття потужності. У випадку, коли підсилюваною величиною є струм, умови для вхідного і вихідного опорів змінюються на протилежні, тобто потрібно прагнути, щоб $Z_{ВХ} \ll R_{ВН}$, $Z_{ВИХ} \gg Z_{ВХ}$.

Амплітудна характеристика відображує залежність сталого значення вихідного сигналу від вхідного синусоїдального сигналу $U_{ВИХ} = f(U_{ВХ})$ на деякій постійній частоті рис.1.4.

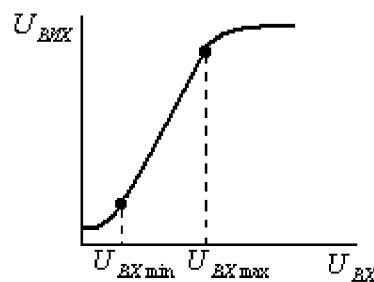


Рисунок 1.4 – Амплітудна характеристика підсилювача

У робочому діапазоні амплітуд вхідного сигналу характеристика має бути лінійною, а кут її нахилу визначається величиною коефіцієнта

підсилення на цій частоті. Мінімальний вхідний сигнал $U_{BX \min}$ визначається рівнем власних шумів підсилювача, максимальний вхідний сигнал $U_{BX \max}$ – переходом на нелінійну ділянку характеристики, що зумовлює нелінійні спотворення.

Величина

$$D = U_{BX \max} / U_{BX \min} \quad (1.19)$$

називається динамічним діапазоном вхідних сигналів підсилювача.

Нелінійність амплітудної характеристики у робочому діапазоні вхідної напруги $U_{BX \max} - U_{BX \min}$ є причиною нелінійних спотворень. При дії на вхід підсилювача гармонійного сигналу, вихідний сигнал крім вхідної гармоніки буде мати ряд додаткових гармонік. Поява цих гармонік обумовлена залежністю коефіцієнта підсилення від величини вхідного сигналу. Таким чином, поява нелінійних спотворень завжди зв'язана з появою на виході додаткових, відсутніх на вході, гармонійних складових сигналу.

Для кількісної оцінки нелінійних спотворень служить коефіцієнт нелінійних спотворень (коефіцієнт гармонік або клір-фактор), в основу розрахунку якого покладена оцінка відносної величини вищих гармонік до основної у вихідному сигналі, тобто

$$H = 100\% \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{A_1}, \quad (1.20)$$

де $A_2 \dots A_N$ – діюче значення вищих гармонік вихідного сигналу, починаючи із другої; A_1 – діюче значення першої (основної) гармоніки вихідного сигналу.

При невеликих спотвореннях ($H < 10\%$) на практиці користуються формулою

$$H \approx \frac{100\%}{A_1} \sqrt{A_2^2 + A_3^2}. \quad (1.21)$$

Наприклад, згідно DIN 45500 для підсилювачів апаратури класу HI-Fi коефіцієнт гармонік не повинен перевищувати 1%.

Перехідна характеристика представляє собою залежність миттєвого значення вихідної напруги або струму від перепаду значень відповідного електричного параметра з нульовою тривалістю фронту на вході підсилювача. Типовий вид перехідної характеристики підсилювача приведено на рис.1.5. Чисельно за даною характеристикою оцінюють два параметри: час наростання вихідної напруги $t_{НАР}$ і пере регулювання вихідної напруги $\Delta U_{ВИХ}$. Обидва параметри визначають відносно встановленої вихідної напруги $U_{ВИХ ВСТ}$.

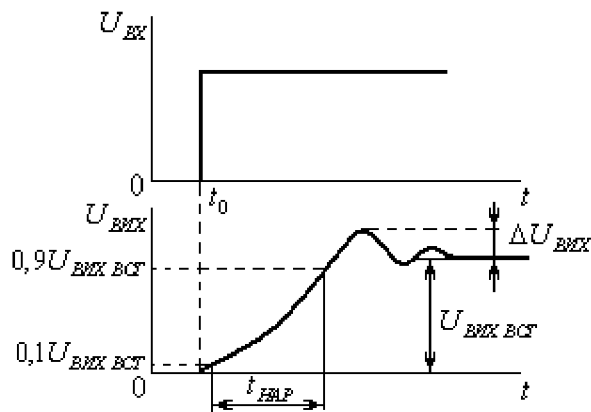


Рисунок 1.5 – Перехідна характеристика підсилювача

Коефіцієнт шуму підсилювача визначається для вказаної частоти як відношення сигнал/шум на вході, віднесене до такого ж відношення на виході

$$F = \frac{(P_C / P_{Ш})_{ВХ}}{(P_C / P_{Ш})_{ВИХ}}, \quad (1.22)$$

при умові, що шум на вході і внутрішній шум є білим.

1.3 Зворотній зв'язок у підсилювачах

Зворотні зв'язки є ефективним засобом коригування характеристик підсилювачів.

Колом зворотного зв'язку (ЗЗ) називають пристрій, за допомогою якого частину вихідної напруги передають на вхід підсилюючого пристрою.

Сигнал зворотного зв'язку може підсумовуватися з вхідним, або утворювати з ним різницю. В залежності від цього розрізняють додатний і від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ).

Розглянемо узагальнену схему на рис.1.6 підсилюючого пристрою, охопленого колом ЗЗ (в даному випадку додатним). Тут подані наступні позначення: K_0 – власний коефіцієнт підсилення підсилюючого пристрою (коефіцієнт підсилення при розімкнутому колі ЗЗ); $U_{ЗЗ}$ – напруга зворотного зв'язку; $b = U_{ЗЗ} / U_{ВІХ}$ – коефіцієнт передачі кола ЗЗ.

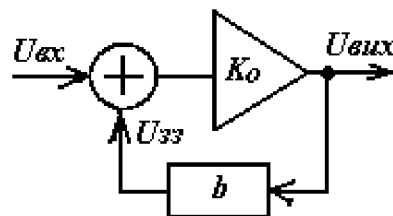


Рисунок 1.6 – Структурна схема підсилюючого пристрою із зворотним зв'язком

Вихідна напруга схеми $U_{ВІХ}$ дорівнює підсиленій сумі вхідної напруги $U_{ВХ}$ і напруги зворотного зв'язку $U_{ЗЗ}$:

$$U_{ВІХ} = (U_{ВХ} + U_{ЗЗ})K_0 = (U_{ВХ} + bU_{ВІХ})K_0. \quad (1.23)$$

Тоді для коефіцієнта передачі розглянутої схеми можна записати

$$K = \frac{U_{ВІХ}}{U_{ВХ}} = \frac{(U_{ВХ} + bU_{ВІХ})K_0}{U_{ВХ}} = (1 + bK)K_0, \quad (1.24)$$

звідки

$$K = \frac{K_0}{(1 - bK_0)}. \quad (1.25)$$

Для ВЗЗ вираз для коефіцієнта передачі набуває вигляду

$$K = \frac{K_0}{(1 + bK_0)}. \quad (1.26)$$

За способом отримання напруги зворотного зв'язку розрізняють ЗЗ за напругою і струмом. У першому випадку рис.1.7,а $U_{зз}$ пропорційна напрузі на навантаженні R_H , у другому рис.1.7,б – струму у навантаженні (тут rI – датчик струму, в найпростішому випадку це може бути резистор).

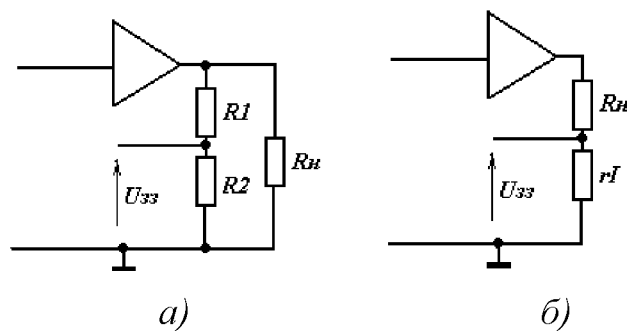


Рисунок 1.7 – Зворотні зв'язки за напругою (а) і струмом (б)

За способом подачі $U_{зз}$ на вхід підсилюючого пристрою розрізняють послідовний і паралельний ЗЗ. У першому випадку рис.1.8,а напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$ подається на вхід послідовно з вхідною напругою $U_{вх}$, у другому рис.1.8,б – паралельно.

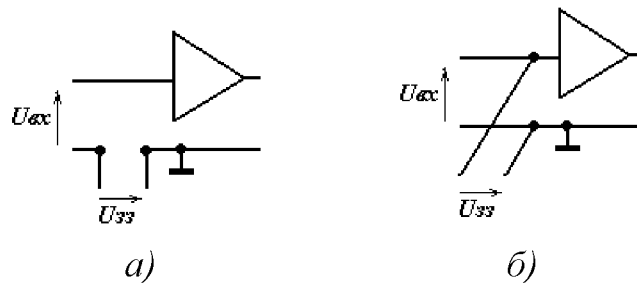


Рисунок 1.8 – Послідовний (а) і паралельний (б) зворотній зв'язок

Таким чином можна виділити 4 основних типи зворотного зв'язку:

- послідовний ЗЗ за напругою;

- послідовний ЗЗ за струмом;
- паралельний ЗЗ за напругою;
- паралельний ЗЗ за струмом.

Зворотні зв'язки можуть бути часто залежними і часто незалежними.

Кола зворотного зв'язку можуть містити як лінійні, так і нелінійні елементи. Це дозволяє змінювати властивості пристрою тільки для заданих рівнів вхідного сигналу.

Для побудови підсилювачів використовуються від'ємні зворотні зв'язки. Додатні зворотні зв'язки використовують у генераторних пристроях.

Розглянемо вплив зворотних зв'язків на основні параметри підсилювача.

Згідно із (1.26) ВЗЗ знижує коефіцієнт підсилення, так як $(1+bK_0)>1$. Величину $(1+bK_0)$ називають глибиною зворотного зв'язку (ГЗЗ).

При $K_0 \rightarrow \infty$

$$K \rightarrow \frac{1}{b}. \quad (1.27)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення K практично не залежить від власного коефіцієнта підсилення K_0 і визначається властивостями коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку b . В найпростішому випадку коло зворотного зв'язку представляє собою резистивний діляк напруги. При цьому схема працює як лінійний підсилювач, коефіцієнт підсилення якого визначається тільки коефіцієнтом передачі кола ВЗЗ. Якщо у якості зворотного зв'язку використовується частотно залежне коло, наприклад RC -коло, то утворюється фільтр. Нарешті, увімкнення в коло ВЗЗ нелінійних елементів (діодів, транзисторів) дозволяє реалізувати нелінійне перетворення сигналів.

Встановимо залежність між відносною нестабільністю власного коефіцієнта підсилення $\delta K_0 = \Delta K_0 / K_0$ і відносною нестабільністю коефіцієнта підсилення підсилювача із ВЗЗ $\delta K = \Delta K / K$. Для цього візьмемо похідну

$$\frac{dK}{dK_0} = \frac{d\left(\frac{K_0}{(1+bK_0)}\right)}{dK_0} = \frac{K}{(1+bK_0)K_0}. \quad (1.28)$$

Тепер перейдемо до прирощень

$$\frac{\Delta K}{\Delta K_0} = \frac{K}{(1+bK_0)K_0}, \quad (1.29)$$

звідки

$$\delta K = \frac{\delta K_0}{(1+bK_0)}. \quad (1.30)$$

Отже, відносні змінювання (нестабільність) коефіцієнта підсилення підсилювача із ВЗЗ зменшується в ГЗЗ разів.

Нелінійні викривлення у багатокаскадних підсилювачах, як правило, виникають у кінцевих та передкінцевих каскадах, які працюють з великими сигналами. Ведення в підсилюючий пристрій ВЗЗ знижує як коефіцієнт нелінійних спотворень, так і вплив на його вихідний сигнал зовнішніх завад.

Виходячи із припущення, що підсилювач є лінійною системою, можна сказати, що напруга будь-якої гармоніки на його виході $A_{i,33}$ складається із власної напруги цієї гармоніки A_i і напруги цієї ж гармоніки, яка пройшла через коло ЗЗ і повторно через підсилювач $A_{i,33}bK_0$:

$$A_{i,33} = A_i - A_{i,33}bK_0. \quad (1.31)$$

Звідки

$$A_{i,33} = \frac{A_i}{1+bK_0}. \quad (1.32)$$

Таким чином, будь який сигнал, який появився на виході підсилювача, не залежно від природи його походження, буде зменшений в ГЗЗ разів.

Використовуючи формулу (1.20), отримаємо

$$H_{33} = 100\% \frac{\sqrt{A_2^2/(1+bK_0)^2 + A_3^2/(1+bK_0)^2 + \dots}}{A_1} = \frac{H}{(1+bK_0)}, \quad (1.33)$$

На величину вхідного опору впливає спосіб подачі напруги зворотного зв'язку на вхід підсилювача і не впливає спосіб її отримання.

Про послідовному ВЗЗ на вході підсилюючого пристрою діє різниця напруг $U_{ВХ} - U_{ЗЗ}$ (див. рис.1.8,а), що призводить фактично до зменшення струму джерела сигналу, а це, в свою чергу, еквівалентно збільшує вхідний опір. Строгий аналіз свідчить про те, що послідовний ВЗЗ збільшує вхідний опір в ГЗЗ разів.

Введення кола паралельного ВЗЗ (рис.1.18,б) зменшує вхідний опір, так як збільшується струм, який відбирається від джерела вхідного сигналу. Це відбувається за рахунок струму, який протікає у колі ВЗЗ.

На величину вихідного опору впливає спосіб отримання напруги зворотного зв'язку і не впливає спосіб подачі її на вхід.

Строгий аналіз свідчить про те, що ВЗЗ за напругою зменшує вихідний опір підсилювача в ГЗЗ разів. Це пояснюється тим, що будь який ВЗЗ прагне підтримати незмінним значення того параметра, який використовується для отримання сигналу зворотного зв'язку. Тому ВЗЗ за напругою при дії зовнішніх збурень, зокрема змінюванні вихідного струму, прагне підтримати незмінним значення вихідної напруги. Це еквівалентно зменшенню вихідного опору.

Введення кола ВЗЗ за струмом збільшує вихідний опір підсилювача.

1.4 Вимірювання вхідного і вихідного опорів підсилювача

Простий спосіб вимірювання вхідного опору показаний на рис.1.9. Резистор із відомим опором R вмикають між генератором і входом досліджуваної схеми. Потім за допомогою осцилографу або вольтметра змінного струму вимірюються напруги U_1 і U_2 по обидві сторони резистора R .

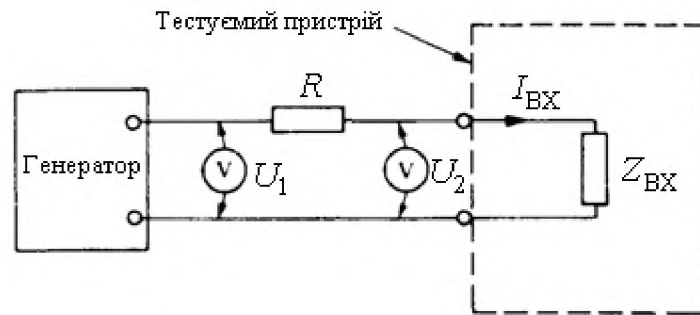


Рисунок 1.9 – Вимірювання вхідного опору

Якщо I_{BX} – змінний вхідний струм, то, згідно закону Ома, на резисторі R падає напруга, яка дорівнює

$$U_R = U_1 - U_2 = RI_{BX}. \quad (1.34)$$

Тому

$$I_{BX} = \frac{U_1 - U_2}{R}. \quad (1.35)$$

Тепер

$$Z_{BX} = \frac{U_2}{I_{BX}} = \frac{RU_2}{U_1 - U_2} = \frac{R}{U_1/U_2 - 1}. \quad (1.36)$$

Якщо досліджувана схема є підсилувачем, то часто зручно визначати U_1 і U_2 , виконуючи вимірювання на виході підсилувача: U_1 – вимірюється при безпосередньому підключенні генератора до входу підсилувача, а U_2 – при послідовному підключенні з входом підсилувача резистора R . Так як у виразі для Z_{BX} (1.36) присутнє тільки відношення U_1/U_2 , то коефіцієнт підсилення не грає ніякої ролі.

Згідно з заключною частиною формули (1.16), на перший погляд легко оцінити вихідний опір підсилувача вимірюючи напругу холостого ходу і струм короткого замикання. Проте, при короткому замиканні зазвичай порушуються умови функціонування схеми і неможливо отримати достовірні результати; в окремих випадках можуть вийти з ладу ті чи інші компоненти, не витримавши ненормальне навантаження. Практичний спосіб вимірювання вхідного опору показаний на рис.1.10. Тут напруга холостого ходу U_{xx} вимірюється вольтметром чи осцилографом, а потім до вихідних клем

підсилювача підключають навантаження (резистор R з відомим опором) і вимірюють напругу на навантаженні U_H .

Так як падіння напруги на $Z_{ВИХ}$ при наявності навантаження дорівнює $U_{XX} - U_H$, а вихідний струм у навантаженні U_H / R , то

$$Z_{ВИХ} = \frac{R(U_{XX} - U_H)}{U_H} = R(U_{XX} / U_H - 1). \quad (1.37)$$

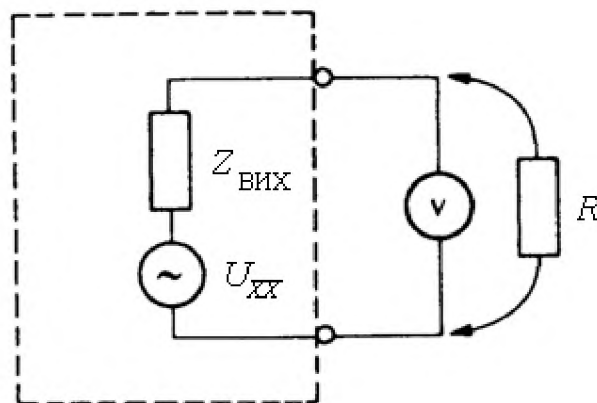


Рисунок 1.10 – Вимірювання вихідного опору

1.5 Класи підсилювачів

Підсилювачі низької частоти найширше застосовуються для підсилення сигналів, що несуть звукову інформацію, в цих випадках вони називаються, також, підсилювачами звукової частоти, окрім цього ПНЧ використовуються для підсилення інформаційного сигналу в різних сферах телекомунікацій: вимірювальній техніці і дефектоскопії; автоматиці, телемеханіці і аналоговій обчислювальній техніці; у інших галузях електроніки. Підсилювач звукових частот зазвичай складається з попереднього підсилювача і підсилювача потужності (ПП). Попередній підсилювач призначений для підвищення потужності і напруги і доведення їх до величин, потрібних для роботи крайового підсилювача потужності, частенько включає регулювальників гучності, тембру або еквайзер, інколи може бути конструктивно виконаний як окремий пристрій. Підсилювач потужності повинен віддавати в ланцюг

навантаження (споживача) задану потужність електричних коливань. Його навантаженням можуть бути випромінювачі звуку: акустичні системи (колонки), навушники (головні телефони); радіотрансляційна мережа або модулятор радіопередавача. Підсилювач низьких частот є невід'ємною частиною всієї звуковідтворюючої, звукозаписної і телекомунікаційної радіотрансляційної апаратури.

За типом обробки вхідного сигналу і схемою побудови вихідного каскаду підсилювачі можна розділити на:

- клас «А» - лінійний режим роботи підсилювального елемента (струм зсуву максимальний) аналогова обробка сигналу.
- клас «АВ» - режим роботи з великим кутом відсічення ($>90^\circ$), аналогова обробка сигналу.
- клас «В» - режим роботи з кутом відсічення рівним 90° , аналогова обробка сигналу.
- клас «С» - режим роботи з малим кутом відсічення ($<90^\circ$).
- клас «D» - підсилювальний елемент працює в ключовому режимі, застосовується широко-імпульсна модуляція - змінюється (лінійно, не маючи дискретних значень) шпаруватість імпульсів, відповідно до поточного значення вхідного сигналу.
- клас «Т» - підсилювальний елемент працює в ключовому режимі, також застосовується широко-імпульсна модуляція - змінюються (лінійно, не маючи дискретних значень) як шпаруватість, так і частота імпульсів, відповідно до поточного значення вхідного аналогового сигналу

За типом використання в конструкції підсилювача активних елементів:

- лампові - на електронних, електровакуумних лампах. Склали основу всього парку УНЧ до 70-х років. У 60-х роках випускалися лампові підсилювачі дуже великої потужності (до десятків кіловат). В даний час використовуються як

інструментальні підсилювачі і як звуковідтворюючі підсилювачі. Складають левову частку апаратури класу HI-END. А також займають велику частку ринку професійної і напівпрофесійної гітарної підсилювальної апаратури.

- транзисторні - на біполярних або польових транзисторах. Така конструкція крайового каскаду підсилювача є досить популярною, завдяки своїй простоті і можливості досягнення великої вихідної потужності, хоча останнім часом активно витісняється підсилювачами на базі інтегральних мікросхем.
- інтегральні - на інтегральних мікросхемах (ІМС). Існують мікросхеми, що містять на одному кристалі як попередні підсилювачі, так і крайові підсилювачі потужності, побудовані за різними схемами і працюючі в різних класах. З переваг - мінімальна кількість елементів і, відповідно, малі габарити.
- гібридні - частина каскадів зібрана на напівпровідникових елементах, а частина на електронних лампах. Інколи гібридними також називають підсилювачі, які частково зібрані на інтегральних мікросхемах, а частково на транзисторах або електронних лампах.

По вигляду узгодження вихідного каскаду підсилювача з навантаженням їх можна розділити на двох основних типів:

- трансформаторні - в основному така схема узгодження застосовується в лампових підсилювачах. Обумовлено це необхідністю узгодження великого вихідного опору лампи з малим опором навантаження, а також необхідністю гальванічної розв'язки вихідних ламп і навантаження. Деякі транзисторні підсилювачі (Наприклад, підсилювачі трансляцій, обслуговуючі мережу абонентських гучномовців, деякі Hi-End аудіопідсилювачі) також мають трансформаторне узгодження з навантаженням.

- безтрансформаторні - через дешевизну, малу вагу і велику смугу частот безтрансформаторні підсилювачі набули найбільшого поширення. Безтрансформаторні схеми легко реалізуються на транзисторах. Обумовлено це низьким вихідним опором транзисторів в схемі емітерного повторювача, можливістю вживання пар комплементу транзисторів. На лампах безтрансформаторні схеми реалізувати складніше, це або схеми, що працюють на високоомне навантаження, або складні схеми з великою кількістю паралельно працюючих вихідних ламп.

За типом узгодження вихідного каскаду з навантаженням:

Узгодження по напрузі - вихідний опір ПП багато менше омичного опору навантаження. В даний час воно є найбільш поширеним та охоплює практично всі транзисторні ППЗЧ. Воно дозволяє передати в навантаження форму напруги з мінімальними спотвореннями і отримати хорошу АЧХ, проте породжує сильні нелінійні спотворення (інтермодуляція) в динамічних головках акустичних систем (АС); воно є чутливим до зовнішніх полів; воно має термічну нестабільність та високі теплові втрати.

Узгодження по потужності - вихідний опір ПП рівно або близько опору навантаження. Воно дозволяє передати в навантаження максимум потужності від підсилювача, через що у минулому було дуже поширеним в малопотужних простих пристроях. Воно зараз є основним типом для лампової техніки, чим, в першу чергу, і пояснюються особливості звучання лампових систем. В порівнянні з попереднім типом, забезпечує декілька менші спотворення форми струму в котушках дифузора АС, і менші нелінійні спотворення в дифузори, проте погіршує АЧХ.

Узгодження по струму - вихідний опір ПП багато більше опору навантаження. Це є найбільш перспективний тип для систем звукопідсилення, хоча в даний час використовується дуже рідко. У основі такого узгодження - наслідок із закону Лоренца, згідно з яким звуковий тиск пропорційний струму в котушці дифузора. Дозволяє сильно (на два порядки)

зменшити інтермодуляційні спотворення в котушці дифузора та зменшити їх ГЧЗ (груповий час затримки)

1.6 Стандарти звуковідтворюючої апаратури

У 1973 році німецький розробник стандартів Deutsches Institut Normung (DIN) випустив стандарт DIN 45000, що визначає вимоги до звуковідтворюючої апаратури:

- мінімальні значення нерівномірності амплітудно-частотної характеристики (АЧХ, вимірюється в дБ)
- коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС, вимірюється в %)
- рівня шуму (ШУМ, вимірюється в дБ) і способів їх вимірів.

Потім цей стандарт став міжнародним ІЕС 60581 (МЕК) і з мінімальними змінами був повторений в ГОСТ 24388-88. Визначаючи стандарт Hi-fi згідно DIN 45000, можна назвати наступні групи параметрів і їх граничні значення для таких пристроїв, як тюнери, підсилювачі і акустичні системи.

Для тюнерів параметри пристроїв встановлені наступними [1-7]:

- Смуга частот, що пропускаються, Гц - 40-12500
- Коефіцієнт нелінійних спотворень - не більше 2% при 1 кГц, 40 кГц - девіація
- Коефіцієнт інтермодуляційних спотворень - N/a
- Відмінність параметрів каналів не більше - 3 дБ в смузі 250-6300 Гц
- Перехідні перешкоди - не більше 26 дБ при 250-6300 Гц, не більше 15 дБ при 6300-12500 Гц

Для підсилювачів параметри пристроїв встановлені наступними [1-7]:

- Смуга частот, що пропускаються, Гц - 40-16000 (при АЧХ 1,5 дБ) по лінійному входу, 40-16000 (при АЧХ 2 дБ) за наявності коректора
- Коефіцієнт нелінійних спотворень - не більше 1 % у смузі 40-12500 Гц
- Коефіцієнт інтермодуляційних спотворень - не більше 3 % у смузі 250-8000 Гц (при зниженні потужності на краях смуги на 50% (або 6 дБ))
- Відмінність параметрів каналів — не більше 3 дБ в смузі 250-6300 Гц

Для акустичних систем параметри пристроїв встановлені наступними [1-7]:

- Смуга частот, що пропускаються, Гц - 100-4000 (при нерівномірності ± 4 дБ), 50-12500 (+4/-8дБ)
- Коефіцієнт нелінійних спотворень - не більше 3 % у смузі 250-1000 Гц, не більше 1 % на 2000 Гц
- Коефіцієнт інтермодуляційних спотворень - N/a
- Відмінність параметрів каналів - N/a
- Перехідні перешкоди - N/a

1.7 Відомі схемні рішення

Розглянемо підсилювачі потужності К174УН4 на 0.1 Вт рис. 1.11 [8-18]. Необхідність живлення мікросхеми К174УН4Б від джерела напругою 4,5...6 В потребує дещо змінити її включення. Справа в тому, що при типовому включенні з пониженням напруги живлення зростає ймовірність самозбудження підсилювача звукової частоти. Щоб цього не сталося, вимикають ланцюг вольт-добавки, а вивід 6 мікросхеми підключають безпосередньо до плюсового виводу джерела живлення. Для підвищення

вхідного опору підсилювача в ланцюг емітера транзистора VT1 включений резистор R3 (його опір може бути в межах 110...240 Ом). Рекомендований опір головки гучномовця Ba1 – 6...8 Ом.

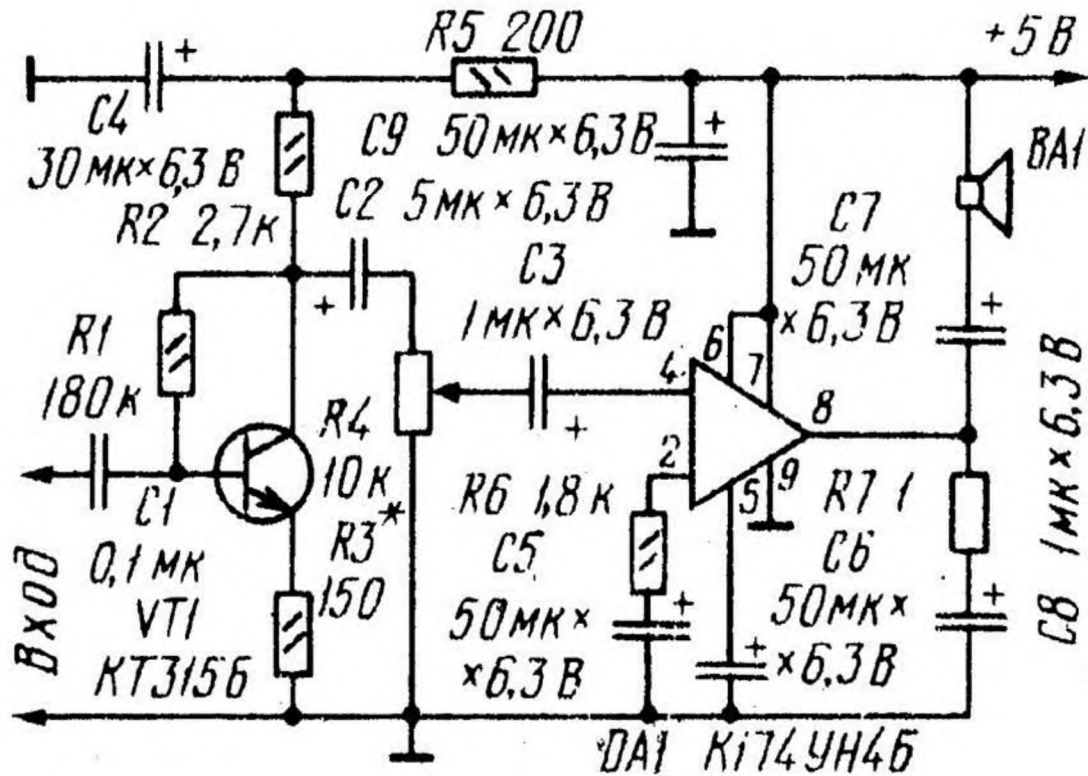


Рисунок 1.11 – Принципова схема підсилювача K174УН4 [10]

Підсилювач на рис.1.12 відрізняється підвищеною економічністю [10]. Для роботи в його першому каскаді необхідний транзистор з великим коефіцієнтом передачі струму, що здатний працювати в режимі малих струмів. Крім зазначеного на схемі, можна використовувати транзистори КТ342А, КТ342Б і КТ3102 з індексами А - Е. Вхідний опір підсилювача - 10 кОм, струм, споживаний його першим каскадом, - 0,3...0,5 мА. Конденсатор С2 запобігає самозбудження підсилювача на високих частотах. Транзистор VT2 виконує функції розв'язувального фільтра в ланцюзі живлення транзистора VT1. Що дозволяє обійтися без додаткового оксидного конденсатора і резистора.

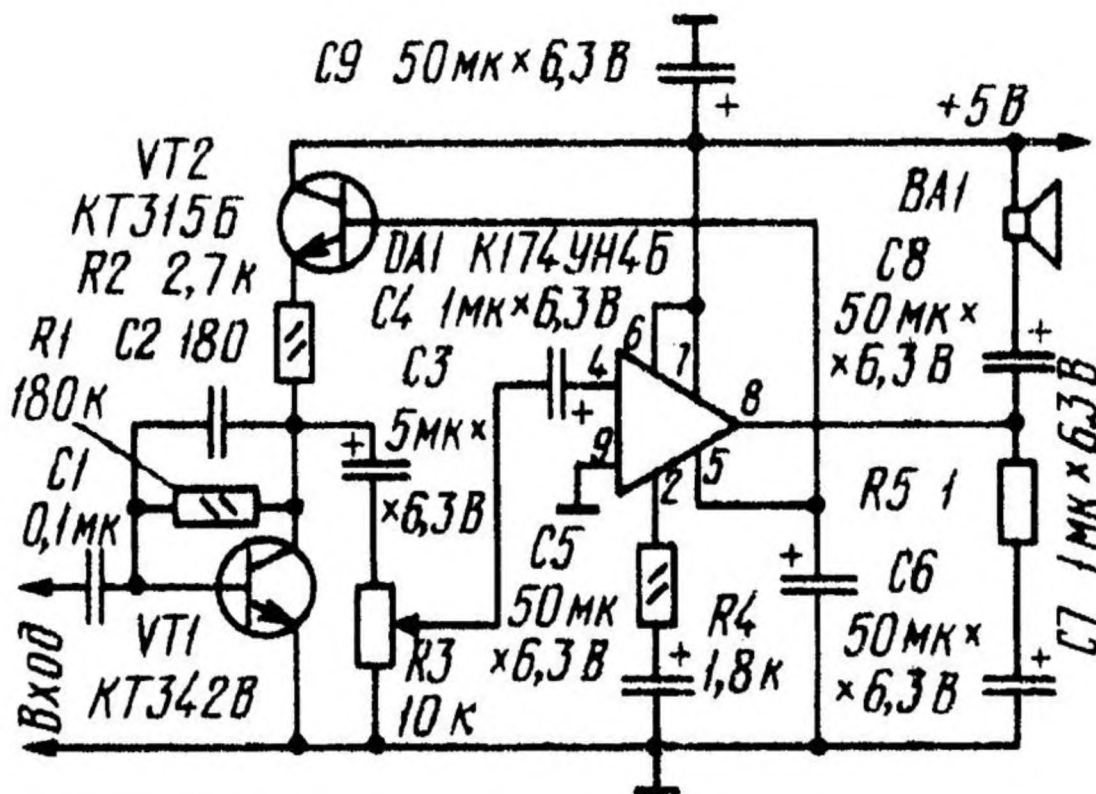


Рисунок 1.12 – Принципова схема підсилювача на традиційне включення К174УН4 з підвищеною економічністю [10]

У підсилювачі рис.1.13 функції першого каскаду виконує інтегральна мікросхема DA1 на польових транзисторах. Перевага такого каскаду - високий вхідний опір (воно визначається опором резистора R1 і залежно від вимог може бути в межах від декількох десятків кОм до 1 МОм) і можливість одночасного використання як підсилювача напруги автоматичного регулювальника рівня (його знімають із виходу мікросхеми DA1 через відповідний фільтр). Всі розглянуті підсилювачі при вхідній напрузі 30...50 мВ забезпечують вихідну потужність 0,1...0,12 Вт. Струм, споживаний ними в режимі спокою, не перевищує 3...4,5 мА, а при максимальній гучності - 40 мА.

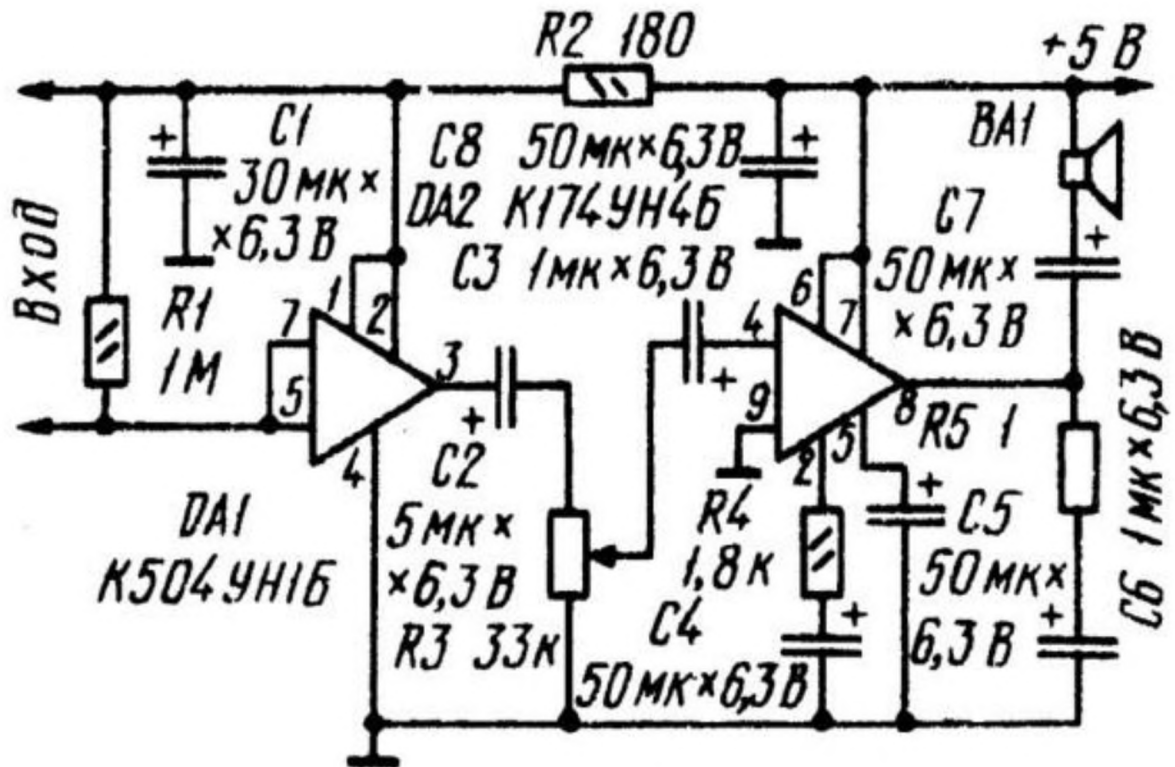


Рисунок 1.13 – Принципова схема підсилювача К174УН4 з високим вхідним опором [11]

Підсилювач на К548УН1. Схема одного з каналів підсилювача потужності (другий йому ідентичний) показана на рис. 1.14. Як видно зі схеми, кожен канал підсилювача містить всього два каскади. Перший з них виконаний на одній з половин здвоєного інтегрального підсилювача А1 (в дужках вказані номери висновків іншого підсилювача мікросхеми), другий – двотактний емітерний повторювач – на комплементарній парі транзисторів V1, V2. Підсилювач охоплений ВЗЗ по постійному (дільник R5R4) і змінному (R5R3C2) струмам. Для регулювання тембру використовується підключений паралельно резистору R5 послідовно ланцюг R6.1C6R7, який поглиблює ООС на вищих частотах номінального діапазону. При установці движка змінного резистора R6.1 у нижнє (за схемою) становище частотно-залежний ВЗЗ мінімальний, і складові вищих частот проходять на вихід підсилювача без послаблення. По мірі пересування движка вгору (також за схемою)

глибина ВЗЗ на вищих частотах збільшується і складові цих частот послаблюються.

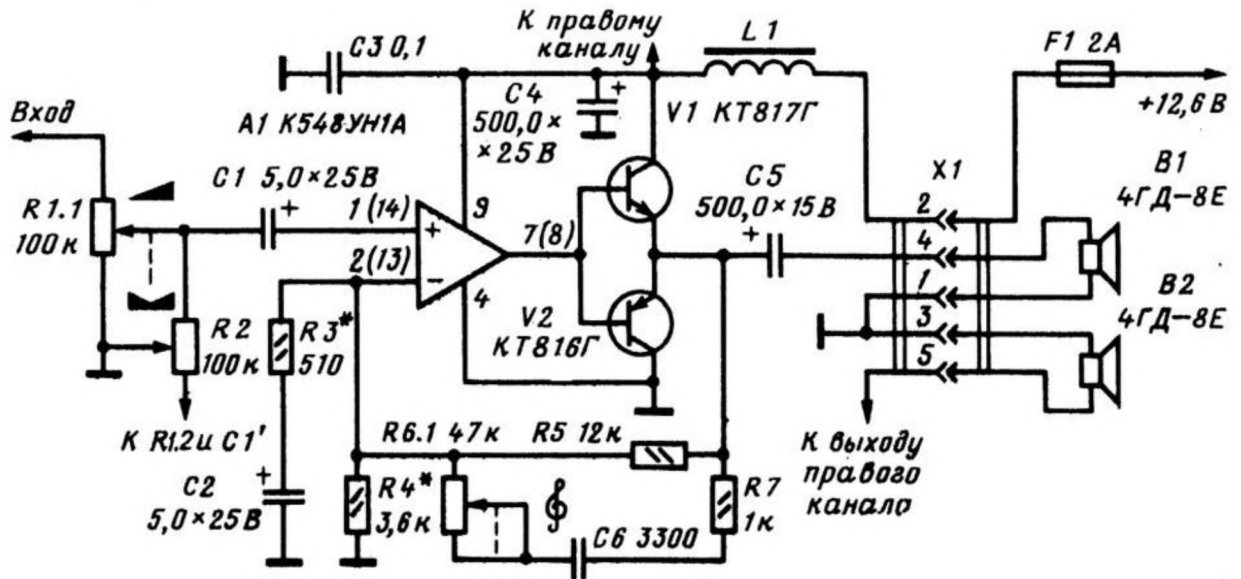


Рисунок 1.14 – Принципова схема підсилювача К548УН1 [11]

Гучність регулюється здовеним змінним резистором R1, стерео баланс – резистором R2.

Від перевантаження при короткому замиканні в навантаженні вихідні транзистори захищає пристрій обмеження вихідного струму, вбудований в мікросхему К548УН1А. Максимальне значення цього струму дорівнює 12 мА, тому колекторні струми транзисторів V1, V2 не можуть перевищити гранично допустимих. Дросель L1 намотаний (до заповнення каркаса) проводом ПЕВ – 1 0,5. В якості магнітопроводу застосований сердечник Ш6х6 від вихідного трансформатора кишенькового приймача. При складанні дроселя в магнітопроводі необхідно передбачити немагнітний зазор 0,1...0,2 мм.

Підсилювач НЧ рис. 1.15 введені регулятори тембру, що дозволяють змінювати посилення на частотах 100 Гц і 7,5 кГц приблизно на +/- 20 дБ. Підсилювач зібраний на п'яти транзисторах. Вхідний сигнал посилюється по

напрузі каскадами на транзисторах V1, V2 і через емітер ний повторювач на транзисторі V3 подається на двотактний вихідний каскад, зібраний на транзисторах V5, V6 різної структури. Навантаження – динамічна головка B1.

Основні технічні характеристики:

Номінальна вихідна потужність підсилювача.....	2 Вт
Коефіцієнт нелінійних спотворень.....	0,5%
Чутливість підсилювача.....	0,25 В
Смуга пропускання частот.....	20...18000 Гц
Нерівномірність амплітудно-частотної характеристики.....	1 дБ
Рівень фону.....	60 дБ
Вхідний опір.....	1 МОм

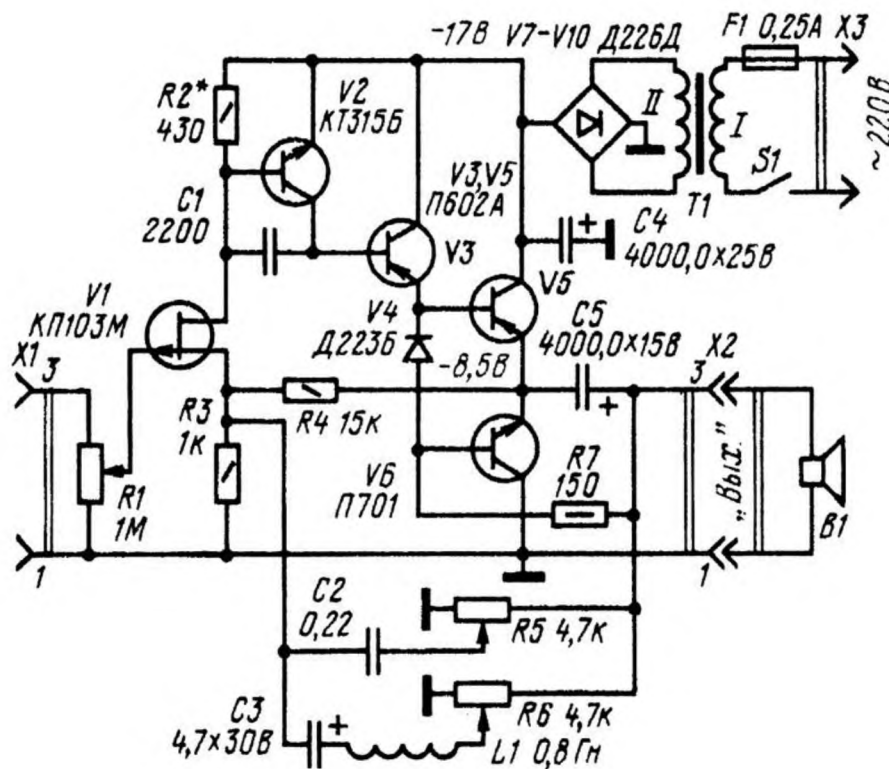


Рисунок 1.15 – Принципова схема підсилювача і джерела живлення [10]

Щоб усунути спотворення типу "сходінка", характерні для подібних вихідних каскадів, в ланцюг емітера транзистора V3 включений в прямому

напрямку діод V4, напруга на якому забезпечує потрібне зміщення між базами транзисторів V5 і V6. Для стабілізації режиму роботи вихідних транзисторів, в підсилювач введений зворотний зв'язок по постійній напрузі через резистор R4. Цей же резистор входить в ланцюг зворотного зв'язку по змінній напрузі. Останні ланцюги складаються із змінних резисторів R5, R6, конденсаторів C2, C3 і котушки індуктивності L1.

У підсилювачі можуть бути використані будь-які транзистори серій КП1030 (V1); КТ315, КТ301 (V2); П601 - П606 (V3, V5); П701, КТ601, Кт602 (V6).

Котушка L1 виконана на кільці тіпоразмера К17, 5x8x5 з фериту 2000 НМ - вона містить 700 витків дроту ПЕВ-2 0,12. Індуктивність котушки має бути 0,6..1 Гн.

Підсилювач НЧ 8 Вт рис.1.16 НЧ потужністю 8 Вт призначений для спільної роботи з п'єзоелектричним звукознімачем при відтворенні грамзапису. Основні параметри підсилювача:

Номинальна вихідна потужність, Вт	8
Смуга робочих частот, Гц	30...18000
Коефіцієнт гармонік % не більш	1
Опір навантаження, Ом	8
Чутливість, мВ	180
Нерівномірність характеристики в робочому діапазоні, дБ.....	1
Рівень фону, дБ	-60
Діапазон регулювання тембру, дБ	16
Вихідний опір, Ом	1

Регулювальник гучності - резистор R1, регулювальник тембру по вищих частотах - R6, по нижчих R3. Транзистори Т3 - Т5 установлені на радіаторах площею не менше 50 см². Силовий трансформатор Тр1 - ТА11 - 127/220 - 50. Його можна виготовити самостійно, узявши сердечник НІ 6x25. Мережева обмотка трансформатора містить 1800 витків дроту ПЕВ-2

діаметром 0,64 мм. Резистор R17 - дротяний, має 10 витків никелірованого дроту діаметром 0,3 мм, намотаних на резисторі ВС-0,25.

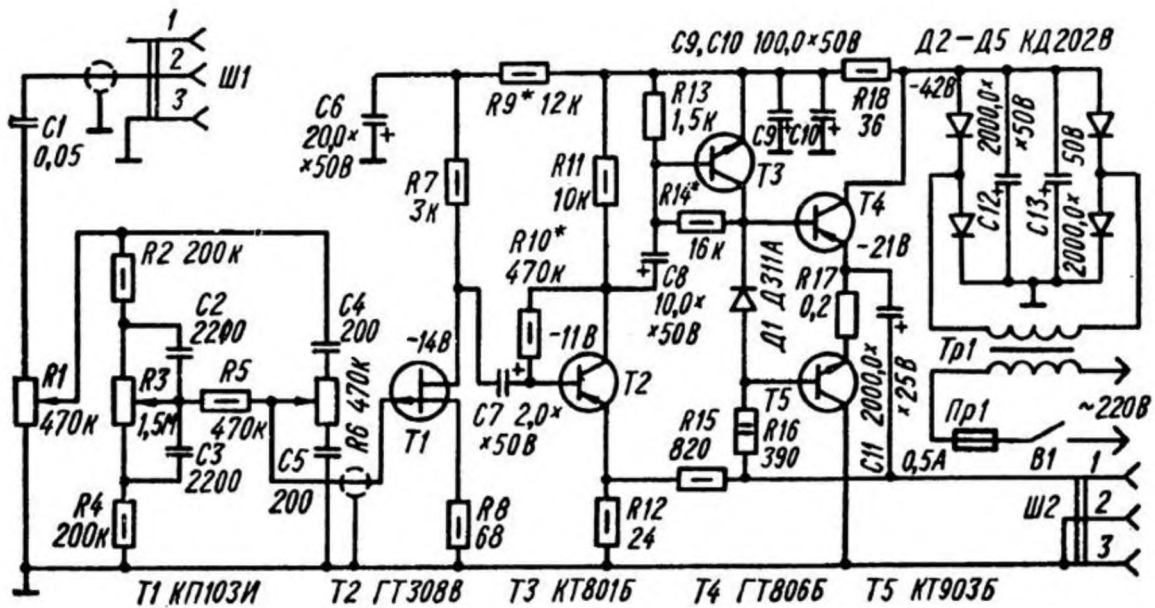


Рисунок 1.16 – Принципова схема підсилювача з регулятором тембром та джерелом живлення [10]

Широко смуговій ПНЧ на 8 Вт рис.1.17 розрахований на спільну роботу з електропрогравачами, що забезпечені п'єзоелектричним звукознімачем.

Основні параметри підсилювача:

Номінальна вихідна потужність, Вт	8
Смуга робочих частот при номінальній вихідній потужності і нерівномірності частотної характеристики +/-1 дБ.....	15...60000
Опір навантаження, Ом	12
Чутливість, В	0,18
Коефіцієнт гармонік %.....	1
Діапазон регулювання тембру, дБ	16
Рівень фону, дБ	-65

Перший каскад підсилювача для збільшення вхідного опору виконаний за схемою емітерного повторювача. Ланцюги частотної корекції (регулювання тембру) зібрані на резисторах R4 - R7 і конденсаторах C3 - C6. Другий і третій каскади на транзисторах T2, T3 - підсилювачі напруги. Фазоінвертор зібраний на транзисторі T4 за схемою з розділеним навантаженням. Двотактний вихідний каскад на високочастотних транзисторах T5, T6 працює в режимі класу В. Вихідні транзистори витримують короточасні короткі замикання навантаження, оскільки їх базові струми обмежуються резистором R18. Підсилювач охоплений глибоким негативним зворотним зв'язком, напруга якого знімається з виходу підсилювача і через резистор R6 подається в ланцюг емітера транзистора T3.

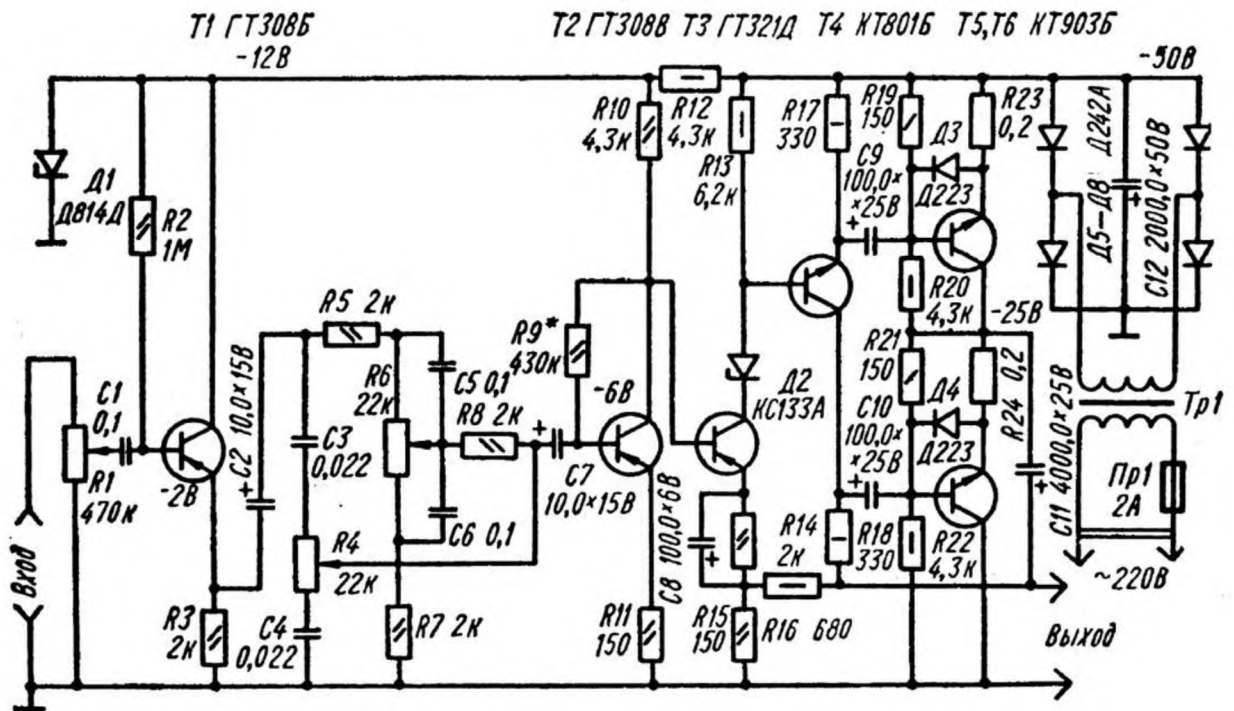


Рисунок 1.17 - Принципова схема підсилювача з регулятором тембром та джерелом живлення [10]

Живиться підсилювач від мережі через випрямляч, виконаний на діодах Д5, - Д8. Напруга на випрямляч подається з вторинної обмотки

знижувального мережевого трансформатора. Радіаторами вихідних транзисторів служить алюмінієве шасі підсилювача, причому транзистор Т5 має бути ізольований від шасі за допомогою тefлонової прокладки товщиною 50 мкм. Транзистор Т4 встановлений на невеликому циліндровому радіаторі. Трансформатор Тр1 виконаний на сердечнику Ш32x32 з вікном 16x48 мм. Мережева обмотка містить 900 витків дроту ПЕВ-1 діаметром 0,41мм, вторинна, -160 витків дроту ПЕВ-1 діаметром 0,8 мм.

Сtereo підсилювач 2x10 Вт основні технічні характеристики:

Вихідна потужність, Вт.....	10
Смуга частот при нерівномірності 0,5 дБ.....	20...20000 Гц
Коефіцієнт нелінійних спотворень, %.....	0,23
Вхідний опір, кОм.....	200
Рівень фону, дБ.....	- 72

Підсилювач рис.1.18 розраховано на підключення акустичних систем опором 8 Ом. Перший каскад на транзисторі Vt1 представляє собою підсилювач напруги з місцевою ООС. Через конденсатор С3 сигнал поступає на регулювальників стерео балансу, гучності і тембру. Далі сигнал поступає на другий каскад (Vt2), а потім на підсилювач потужності із загальною петлею ООС по напрузі. Конденсатору С12 запобігає самозбудження підсилювача на високих частотах, терморезистор R24 підвищує стабільність вихідних каскадів підсилювача. Ланцюги R25, Vd1, Vd2, СЮ і R17, С1 є такими, що фільтрують і розв'язують. Транзистори КТ3102Г можна замінити аналогічними марки КТ3102Е. У вихідному каскаді допустимо застосувати транзистори КТ818, КТ819 з буквеними індексами В та Г. Замість діодів КД202В допустимо застосувати мостовий випрямляч типа КЦ412 з будь-яким буквеним індексом.

Силовий трансформатор ТА88 -127/220 - 50 або ТА89 -127/220 - 50. В первинної обмотки з'єднуються виводи 2 і 6, а мережева напруга подається на виводи 1 і 8. Вторинну обмотку утворюють паралельним включенням виводів 11, 13, 15, 17 і 12, 14, 16, 18. Промисловий "силовик" можна замінити

саморобним: сердечник ШЛ20х25, мережева обмотка містить 1400 витків дроту ПЕВ-2 0,44, вторинна, - 200 витків ПЕВ-2 0,93.

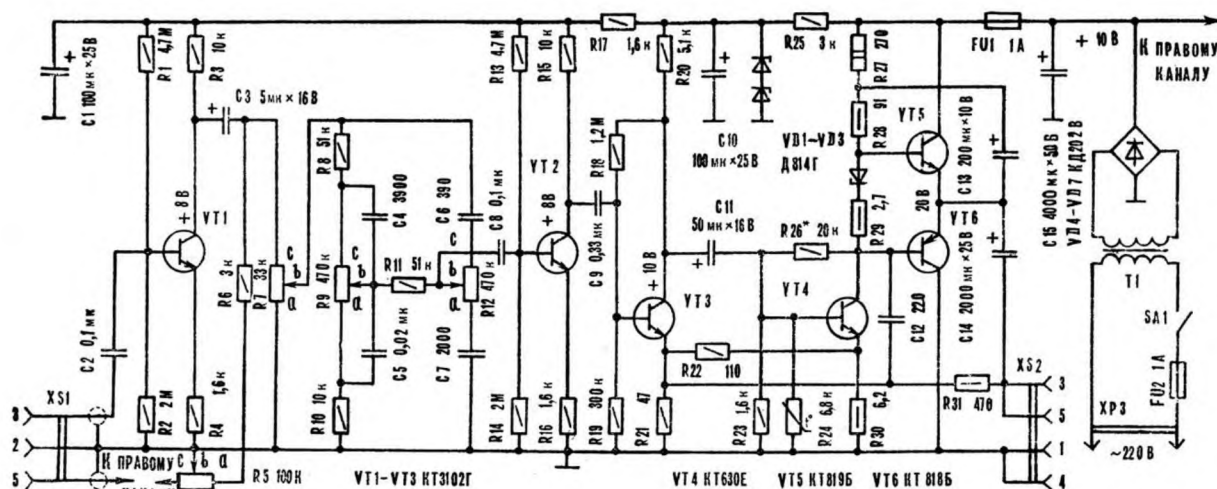


Рисунок 1.18 - Принципова схема підсилювача з регулятором тембром та джерелом живлення [11]

У радіолюбительській практиці широкого поширення набув широкопasmовий підсилювач потужності звукової частоти (ППЗЧ), виконаний за симетричною схемою рис.1.19. Біполярні транзистори комплементу його вхідного каскаду включені за схемою двотактного диференціального підсилювача, а наступного - за схемою із загальним емітером.

Істотно поліпшити параметри такого ППЗЧ дозволяє використання в його вхідних каскадах біполярних і польових транзисторів. З інших достоїнств підсилювача слід надати увагу високій частоті зрізу АЧХ, низький рівень шумів, хорошу стійкість. Основний недолік такого вхідного каскаду - досить значна чутливість до пульсацій живлячої напруги, що вимагає використання стабілізованого джерела живлення.

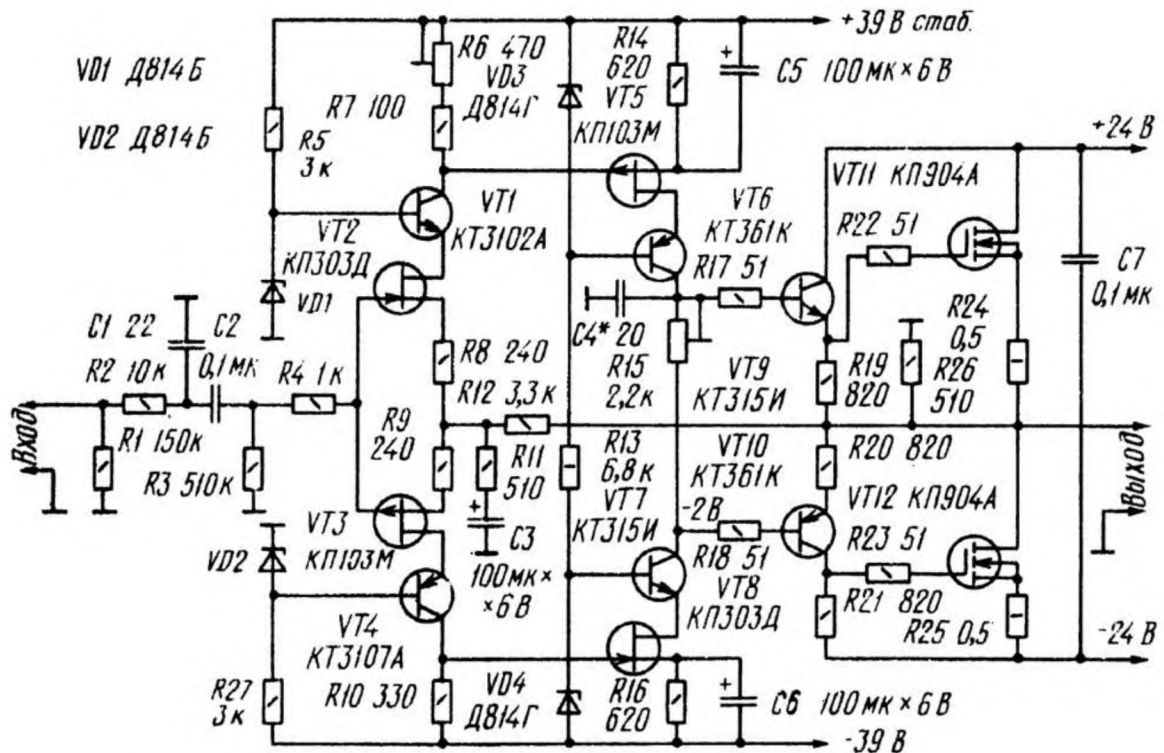


Рисунок 1.19 – Принципова схема симетричного підсилювача потужності

[11]

Основні технічні характеристики підсилювача наступні:

Номинальна вхідна напруга, В.....0,8

Вхідний опір, кОм.....100

Максимальна вихідна потужність на навантаженні 8 Ом, Вт.....10

Номинальна вихідна потужність, Вт.....6

Номинальний діапазон частот (без R2c1), Гц.....10..400000

Відношення сигнал/шум, Дб.....94

Транзистори КП303Д можна замінити на КП303Г(Е); КП103М - КП103Л; КТ3102А - КТ3102Б; КТ3107А - КТ3107Б; КП904А - КП904Б.

Підсилювач НЧ 12Вт на транзисторах П217 на рис.1.20 представлена повна принципова схема підсилювача низької частоти, виконаного із застосуванням германієвих транзисторів серії П214 - П217. Його вихідна потужність при опорі навантаження 6 Ом складає близько 12 Вт. За

допомогою змінного резистора R4 струм вихідних транзисторів встановлюють рівним близько 100 мА.

Змінним резистором R10 регулюють величину зворотного зв'язку. Коефіцієнт посилення по напрузі цього каскаду дорівнює 3-7.

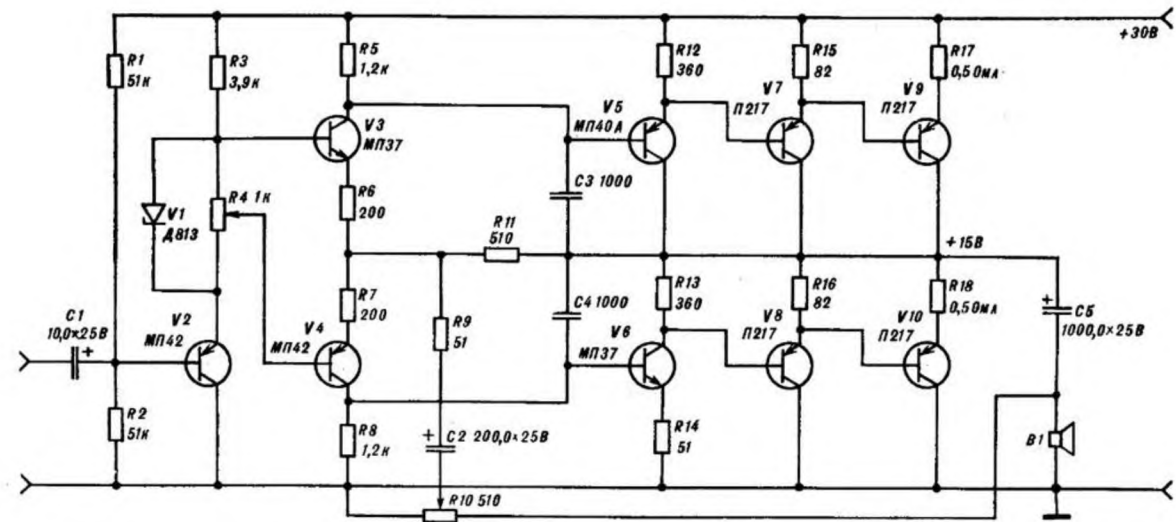


Рисунок 1.20 – Принципова схема підсилювача 12 Вт [11]

1.8 Висновки до першого розділу

В даному розділі розглянута класифікація підсилювачів звукової частоти, головні характеристики підсилювачів, механізм зворотного зв'язку і його вплив на загальні характеристики підсилювача. Розглянуто загальний алгоритм проведення вимірювання входного та вихідного опорів підсилювача, класи підсилювачів та існуючі стандарти якості підсилювачів звукової частоти. Детально описані відомі схемотехнічні рішення реалізації підсилювача, на основі аналізу яких запропонована вдосконалена схема підсилювача.

1.9 Постановка задачі

Зважаючи на інформацію викладену вище, існує потреба в розробці вдосконалених високоякісних підсилювачів звукової частоти.

Метою кваліфікаційної роботи магістра є дослідження вдосконаленого високоякісного підсилювача потужності звукової частоти на основі мікросхеми LM3875, в загальній схемі якого міститься струмовий буфер на тріоді. Для реалізації поставленої мети необхідно розв'язати такі задачі:

1. Провести математичне моделювання схеми підсилювача звуку.
2. Розробити схему принципову електричну підсилювача.
3. Дослідити характеристики вдосконаленого пристрою.

2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

2.1 Математичне моделювання схеми підсилювача звуку

Для проведення математичного моделювання підсилювача звуку базовим елементом підсилювача була обрана мікросхема MC LM3886 з повним комплектом захистів, потужним вихідним каскадом [12-18]. Це дозволяє віддавати довготривалу потужність 68 Вт і короточасну 135 Вт на 4-Омне навантаження. Струмівий буфер спроектовано на тріоді 6Н23П – ЕВ. Такий тріод має низьку напругу живлення, що є актуальним в даній схемі, і разом з тим, забезпечує непогане перетворення звуку.

Для моделювання виходу обрано обмежувач струму – дротяний SQP резистор.

На рис.2.1 представлена модельна схема одного каналу підсилювача, яка реалізована за допомогою програми схемотехнічного моделювання Micro Cap. Моделювання дозволило оптимізувати характеристики схеми та обрати параметри пасивних компонентів серед ряду номінальних значень.

Проведено дослідження частотної характеристики підсилення та фазочастотна характеристика підсилювача звуку. Встановлено, що зі збільшенням частоти зростає нелінійність АЧХ і фази. Проте зі зростанням нелінійності вдало справляється струмівий буфер на тріоді. Нерівномірність залежності коефіцієнта підсилення складає 1.4 дБ (вузол v(13)), а фазова – близько 40 градусів (вузол v(11)) (рис.2.2). Відомо, що згідно вимог стандарту DIM до звукової апаратури класу Ні – Fі допустима нерівномірність коефіцієнта підсилення становить 3 дБ, а нерівність фазової характеристики – 30 градусів. Таким чином, очікуванні характеристики підсилювача, задовольняють вимогам даного стандарту.

З рис.2.3 видно, що при вхідній напрузі амплітудою 10 мВ вихідна напруга практично не має нелінійних спотворень. Коефіцієнт підсилення за напругою складає близько 70.

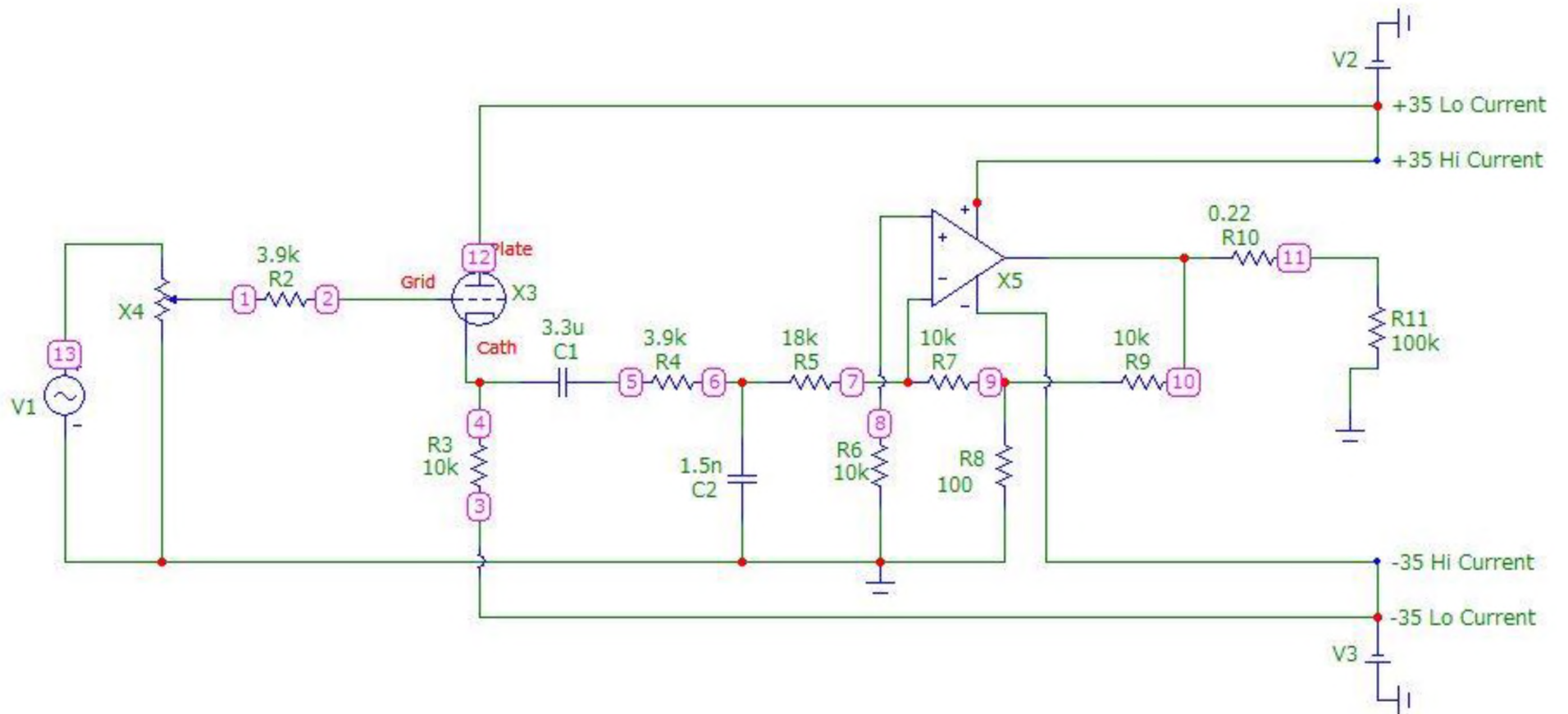


Рисунок 2.1 – Модельна схема одного каналу підсилювача звуку

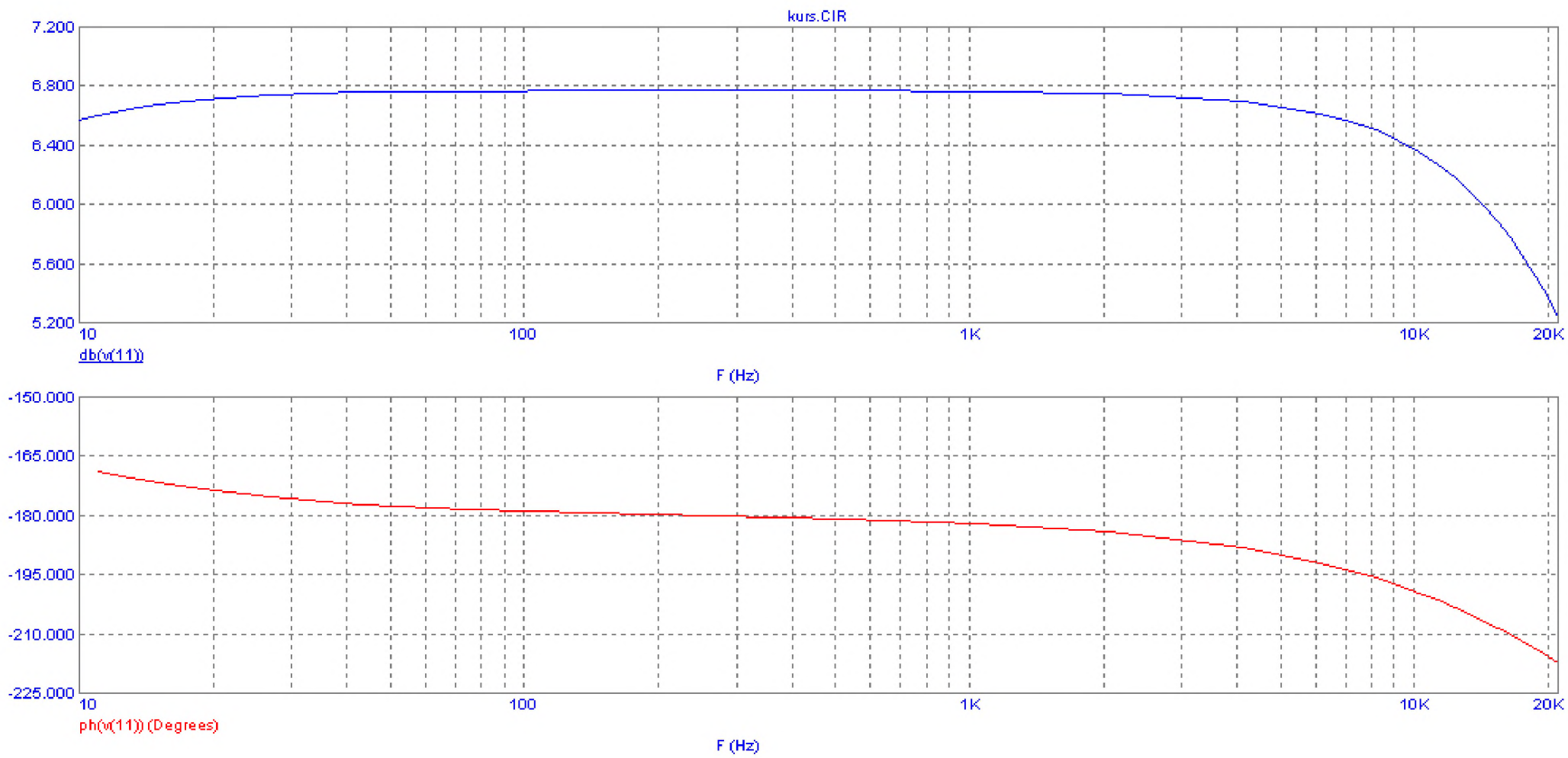


Рисунок 2.2 – Частотна характеристика підсилення та фазочастотна характеристика підсилювача звуку

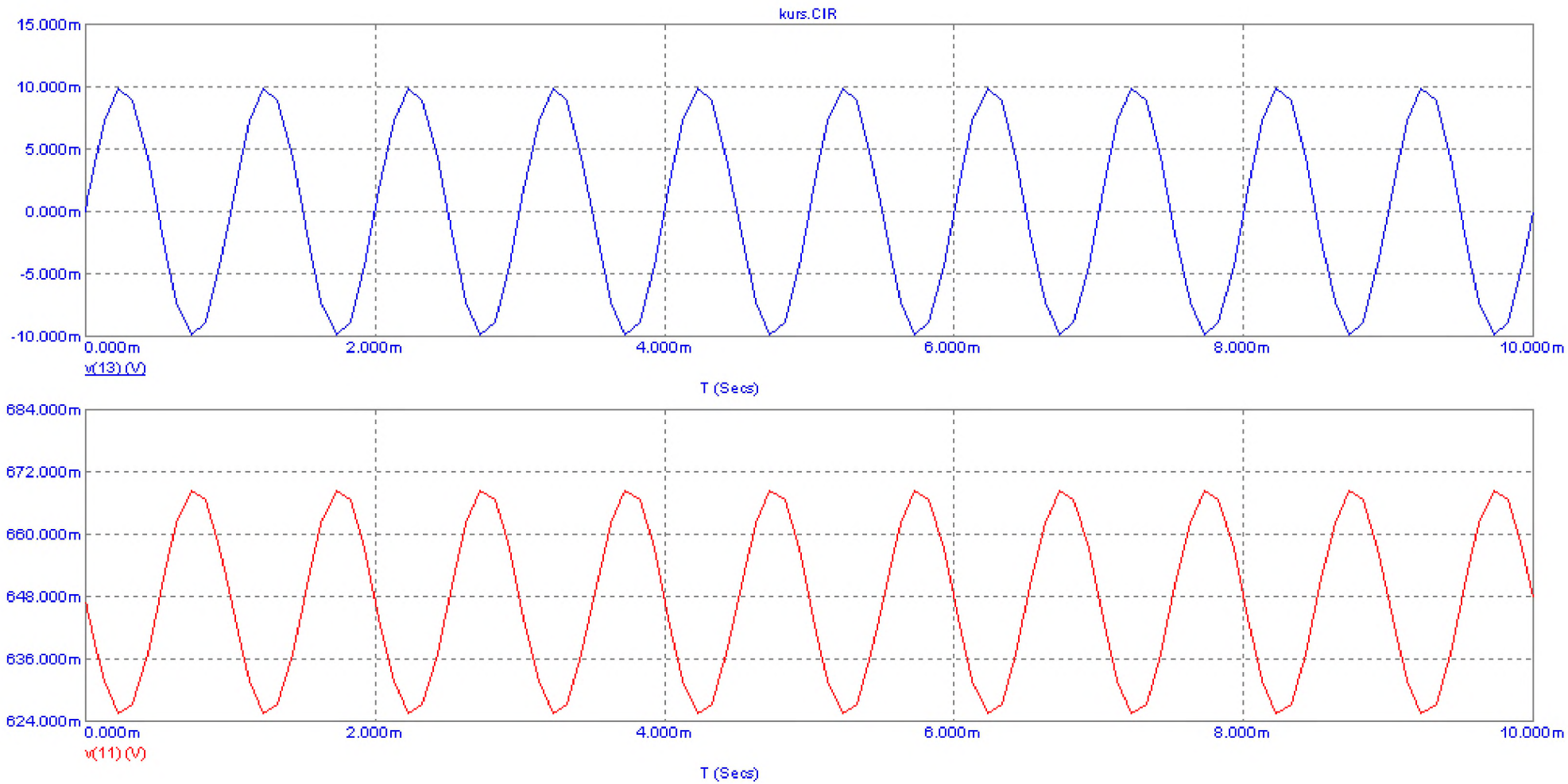


Рисунок 2.3 – Осцилограма вхідного (вузол $v(13)$) та вихідного (вузол $v(11)$) гармонійного сигналу підсилювача звуку

2.2 Розробка схема принципової електричної підсилювача

Відомо, що підсилювальні мікросхеми серії LM забезпечують найкращі звучанням серед аналогів. Найкраще звучання, стабільність та лінійність досягається за допомогою інвертованого включення. Однак це включення при роботі на класичний вихідний опір джерела має декілька мінусів. При збільшенні частоти зростає нелінійність АЧХ та фази. Це зумовлено тим, що при інвертуючому включенні сигнал повинен надходити від джерела струму, а звукові карти мають вихідний опір близький до 200 Ом. Джерело струму на польових транзисторах не може бути застосоване у зв'язку з великими втратами, з високою вхідною ємністю та значною нелінійністю.

Зважаючи на вказані технічні проблеми в моделювання схеми підсилювача застосовується струмовий буфер на тріоді. Крім того, такий різновид буфера має коефіцієнт підсилення за напругою менше 1. З урахуванням таких обставин глибина від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) мікросхеми зменшена, що також сприяє покращенню суб'єктивного сприйняття якості звуку. В кваліфікаційній роботі запропоновано покращену схему підсилювача, яка зображена на рис.2.4. В цій схемі додано Т-подібний від'ємний зворотній зв'язок, який збільшує вхідний опір за інвертованим входом та дозволяє зменшити заземлюючий опір за прямим входом. Недоліком застосування такого технічного рішення є збільшення шумів та наводок. Проте таке судження не є справедливим. Якщо розводка на монтажній платі та загальне екранування підсилювального блоку зроблено належним чином, наводки можуть бути зведені до мінімуму. Крім того, підсилювач оснащений загальним повним комплектом захистів та має вбудований режим mute.

Для реалізації практичної зручності об'єднання параметрів каналів та для зменшення габаритів підсилювача в якості буфера використаний вакуумний подвійний тріод 6Н23П - ЕВ.

Загальний вигляд друкованої плати підсилювача потужності звуку має розмір 130x80 мм. На даній платі обидва канали розміщено на одній друкованій платі (рис. 2.5).

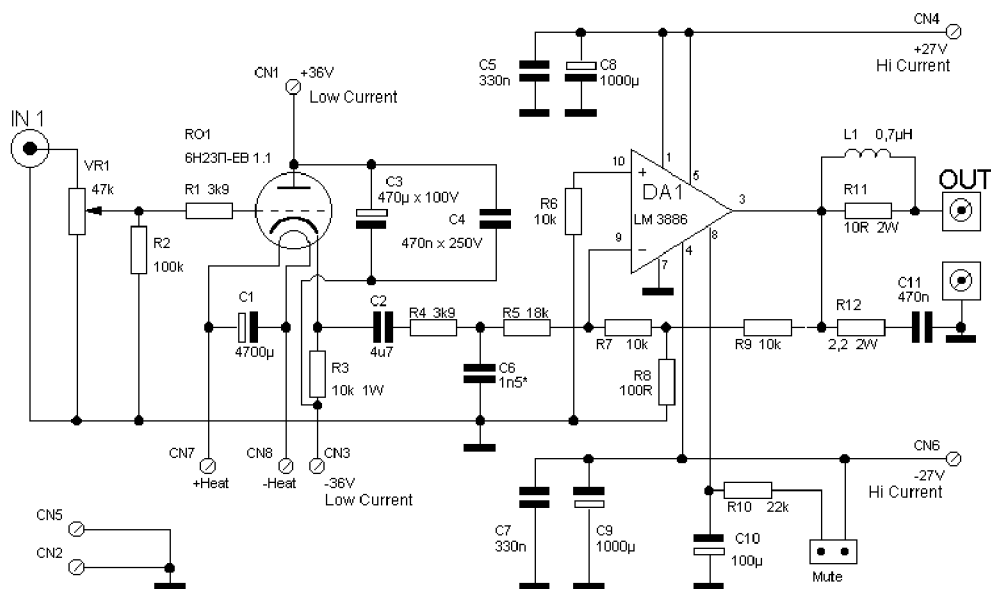


Рисунок 2.4 - Схема принципова електрична одного каналу підсилювача звуку

Під час реалізацій кваліфікаційної роботи магістра до плати підсилювача було додано такі авторські технічні рішення:

- Додана додаткова стабілізація напруги лампи;
- Встановлено керамічні панелі безпосередньо на плату;
- Загальне поєднання схеми стерео підсилювача виконано на одному листі текстоліту;
- Виконано збільшення номінальних значень ємності прохідних конденсаторів до 4,7 мкФ для кращої передачі низькочастотної складової сигналу;
- До загальної схеми додано ланцюги Цобеля, які запобігають процесу самозбудження;

- Додано вихідну індуктивність, що компенсує паразитну ємність кабелів і ГД;
- Розведення проведено плавними обводами, що полегшує проходження складних сигналів (кожен кут на розведенні може працювати, в тій чи іншій мірі, як хвилевід, відбивач або резонатор);
- «Земляний» вхід виконано загальною шиною. Такий підхід є компромісом, але в даному випадку цілком виправданий.

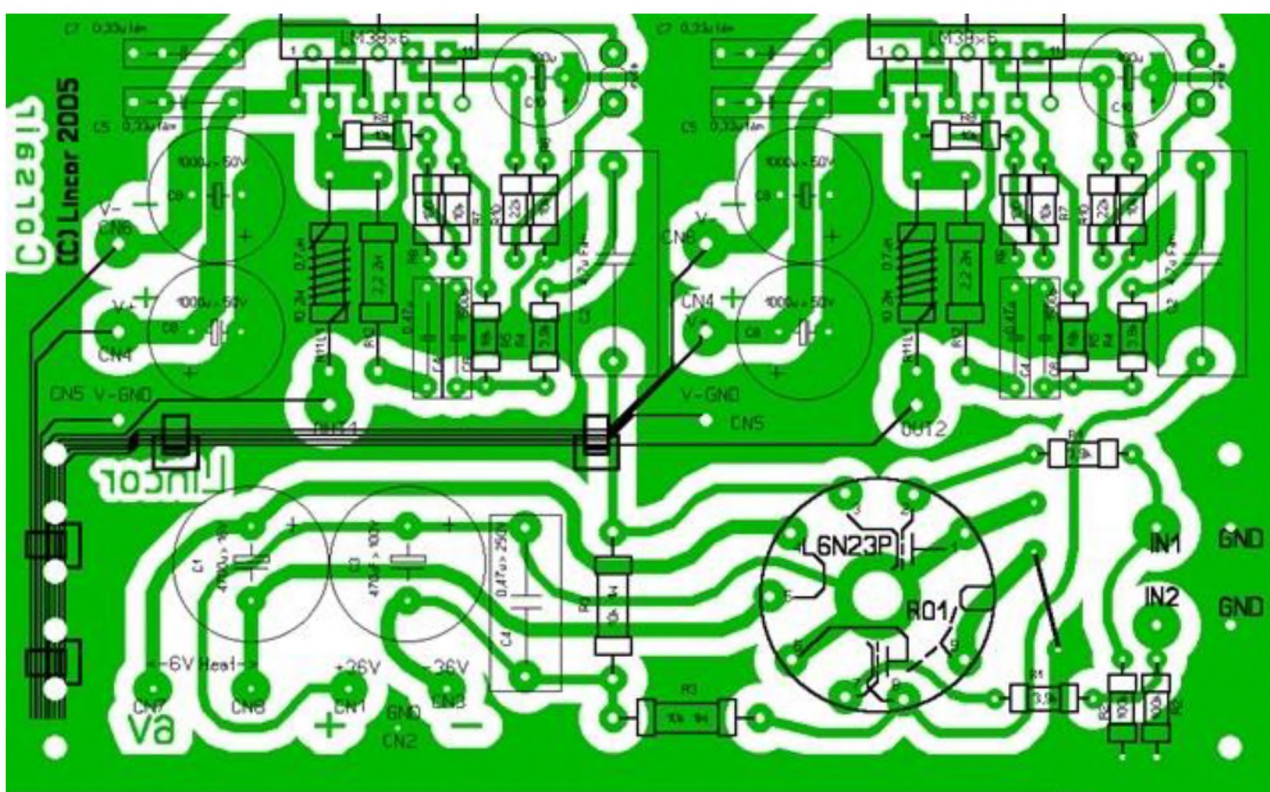


Рисунок 2.5 – Друкована плата підсилювача потужності звуку розміром 130x80 мм

Для живлення всієї схеми розроблено чотирьохполярний блок живлення із загальною землею і незалежною обмоткою нагріву, схема якого представлена на рис.2.6.

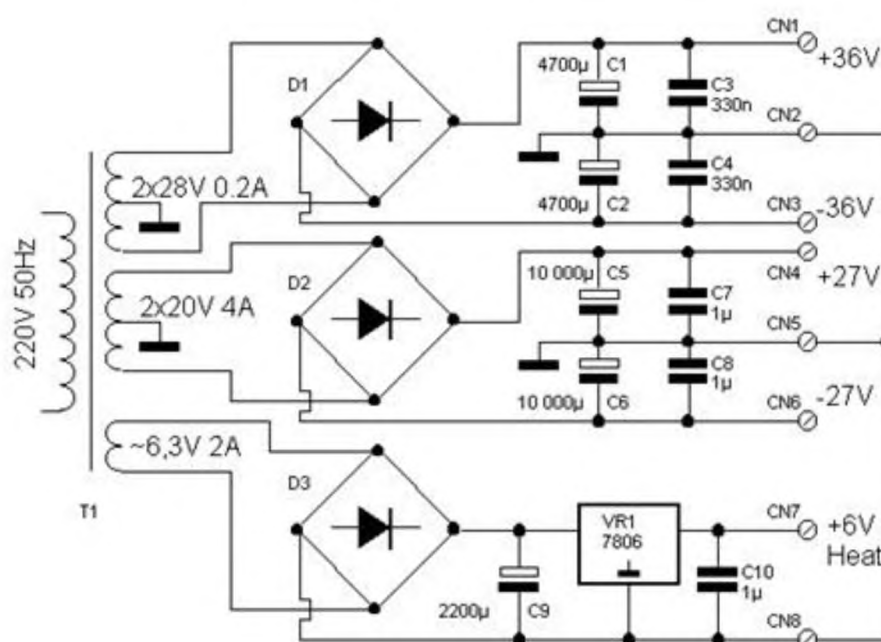


Рисунок 2.6 – Схема принципова електрична чотирьох полярного блоку живлення

На рис 2.7 показано креслення друкованої плати блоку живлення підсилювача потужності звукової частоти.

В якості трансформатора використані два уніфіковані окремі трансформатори ТПП323 і ТАН1. ТПП323 – потужного для живлення каналних підсилювачів потужності на мікросхемах, ТАН1 – для живлення лампи.

2.3 Дослідження характеристик вдосконаленого пристрою

Для віртуального дослідження підсилювача використовувались наступні віртуальні прилади: осцилограф PCSU1000 і генератор PCG10.

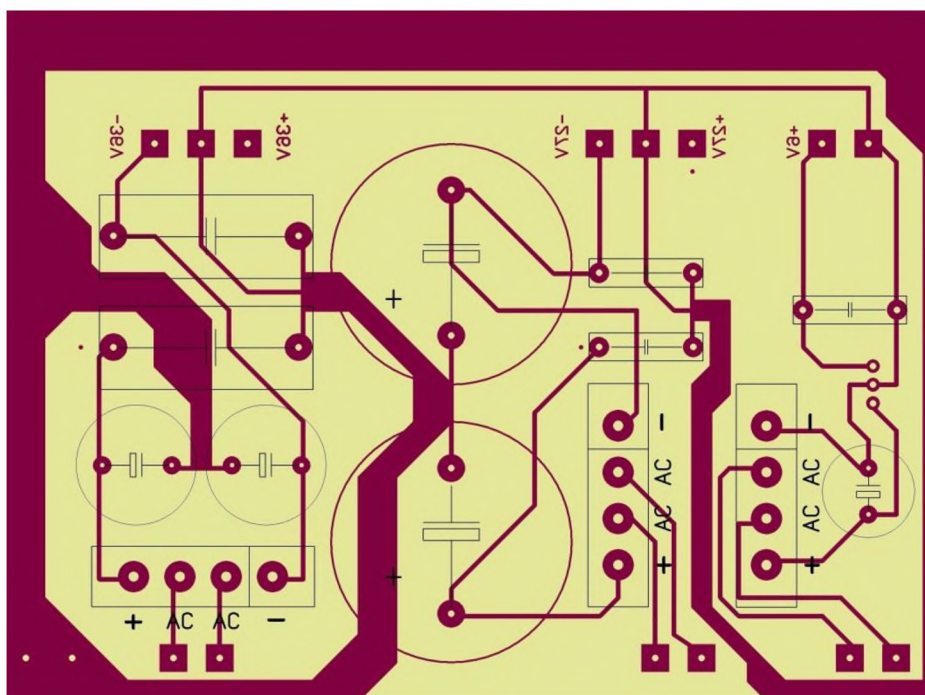


Рисунок 2.7 – Друкована плата блоку живлення підсилювача звуку

Методика вимірювання частотних залежностей коефіцієнта підсилення і фазової характеристики схеми підсилювача полягала у наступному. Із функціонального генератора PCG10 гармонійний сигнал заданої амплітуди і частоти подавався на коаксіальний трійник. З виходу 1 трійника сигнал подавався на вхід каналу 1 осцилографу PCSU1000. Осцилограма цього сигналу відповідала вхідному сигналу підсилювача. Із виходу трійника 2 сигнал подавався на вхід підсилювача. Підсилювач був навантажений на еквівалентне навантаження опором 4 Ом. Сигнал, який знімався з еквівалентного навантаження, подавався на вхід каналу 2 осцилографу. Осцилограма цього сигналу відповідала вихідному сигналу підсилювача. На рис. 2.8 показані осцилограми вхідного сигналу частотою 1 кГц (канал 1) і вихідного сигналу підсилювача (канал 2) при середньому положенні ручки атенюатора «Чутливість».

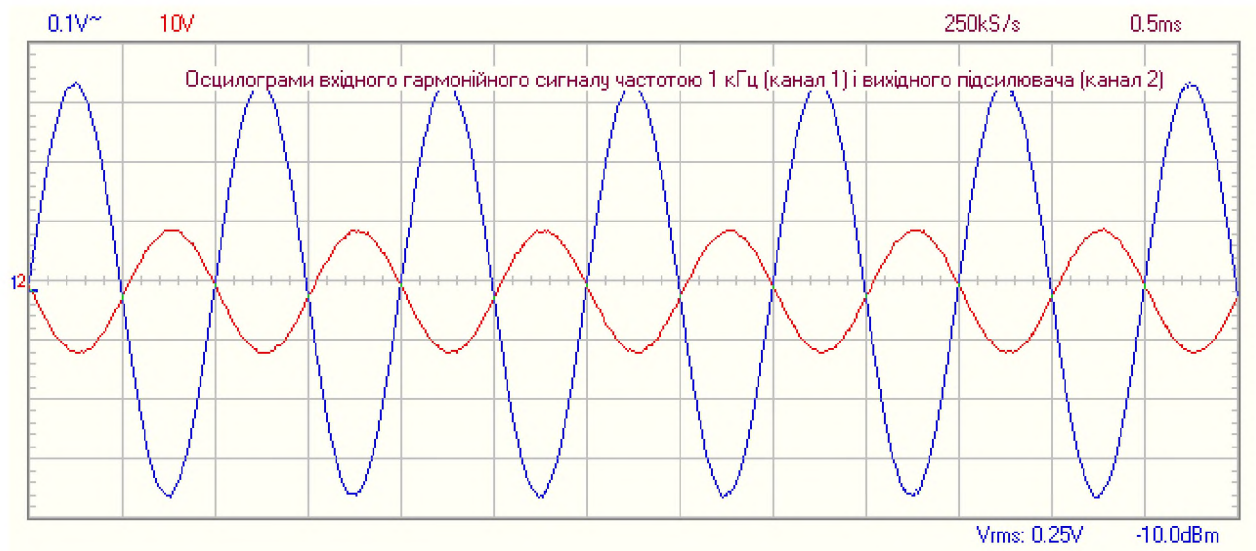


Рисунок 2.8 – Осцилограми вхідного частотою 1 кГц (канал 1) і вихідного сигналів підсилювача (канал 2)

Параметри вхідного і вихідного сигналів отримувались автоматично за допомогою опції "Waveform Parameters" віртуального осцилографу PCSU1000. Вікно опції меню "Waveform Parameters" показана на рис. 2.9. Тут подані параметри сигналів для осцилограм з рис. 2.8.

Для сітки частот f контролювався розмах (Peak-to-peak) вхідного сигналу U_{BX} і вихідного сигналу $U_{ВИХ}$ і фазовий зсув (Phase) вихідного сигналу по відношенню до вхідного $\Delta\varphi$. Коефіцієнт підсилення визначався як відношення $K = U_{ВИХ} / U_{BX}$, або в децибелах як $K = 20 \lg(U_{ВИХ} / U_{BX})$. Відповідні результати вимірювання та оцінка коефіцієнта підсилення для лівого каналу підсилювача приведені в таблиці 2.1.

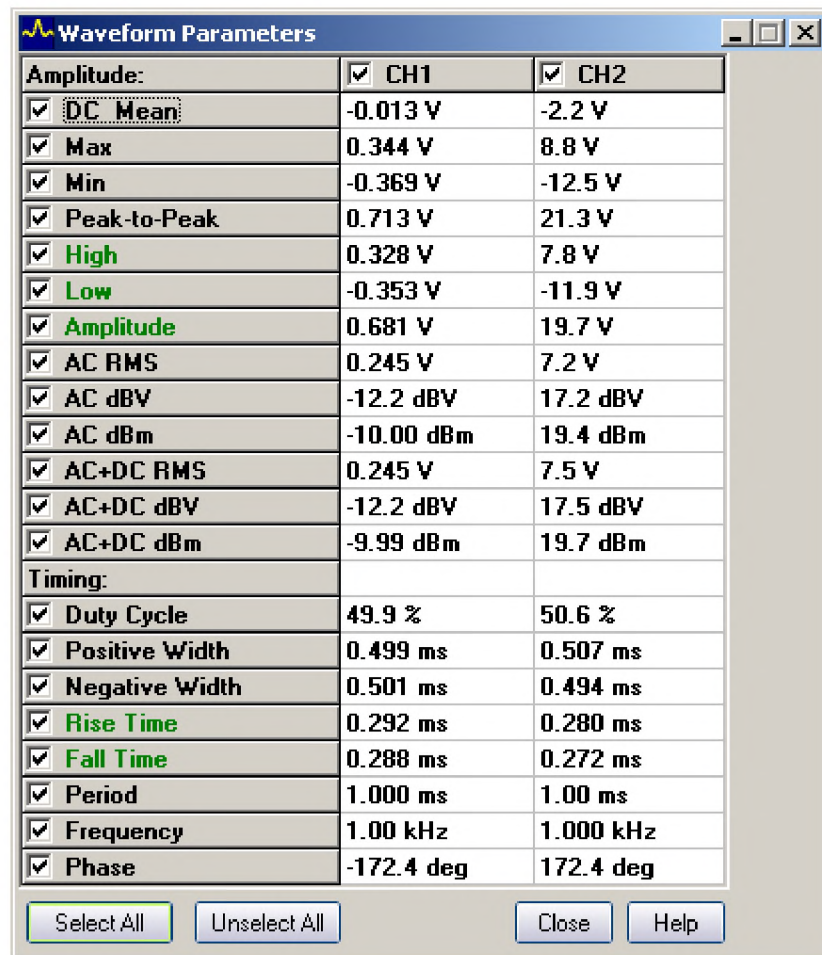


Рисунок 2.9 – Вікно опції "Waveform Parameters" із параметрами сигналів для осцилограм на рис. 2.8

Таблиця 2.1 – Результати вимірювання та оцінка коефіцієнта підсилення лівого каналу

Частота, f , Гц	Розмах вхідного сигналу, U_{BX} , В	Розмах вихідного сигналу, $U_{ВИХ}$, В	Фазовий зсув, $\Delta\varphi$, град	Коефіцієнт підсилення, K	Коефіцієнт підсилення, K , дБ
10	0.644	28.8	173	44.72	33.0
20	0.675	22.8	176	33.77	30.5
30	0.681	30.0	177	44.05	32.8

Продовження таблиці 2.1

40	0.681	26.6	179	39.06	31.8
60	0.681	30.0	179	44.05	32.8
80	0.681	27.8	177	40.82	32.2
100	0.681	25.0	175	36.71	31.2
300	0.681	29.7	178	43.61	32.7
500	0.688	25.9	178	37.64	31.5
700	0.681	29.1	177.5	42.73	32.6
1000	0.681	22.2	176.4	32.59	30.2
3000	0.681	28.8	170	42.29	32.5
5000	0.681	23.1	164.4	33.92	30.6
7000	0.681	22.5	158.6	33.03	30.3
10000	0.681	22.2	158.4	32.59	30.2
13000	0.681	20.6	141.6	30.24	29.6
15000	0.681	20.0	136.3	29.36	29.3
17000	0.681	19.1	131.5	28.04	28.9
19000	0.681	18.1	126.5	26.57	28.4
21000	0.681	17.5	122.5	25.69	28.1

На рис.2.10 приведена частотна залежність коефіцієнта підсилення лівого каналу підсилувача, побудована за даними таблиці 2.1. Видно, що середнє значення коефіцієнта підсилення складає 31 дБ, а нерівномірність коефіцієнта підсилення у смузі частот 40...16000 Гц не перевищує 2 дБ. Останнє свідчить про те, що підсилувач задовольняє вимогам стандарту DIN 45000 для звукової апаратури вищої якості Hi-Fi.

Аналогічні дослідження частотної залежності коефіцієнта підсилення виконані для правого каналу підсилувача. Вони показали, що різниця

каналів підсилення не перевищує 1,5 дБ, що також відповідає вимогам DIN 45000.

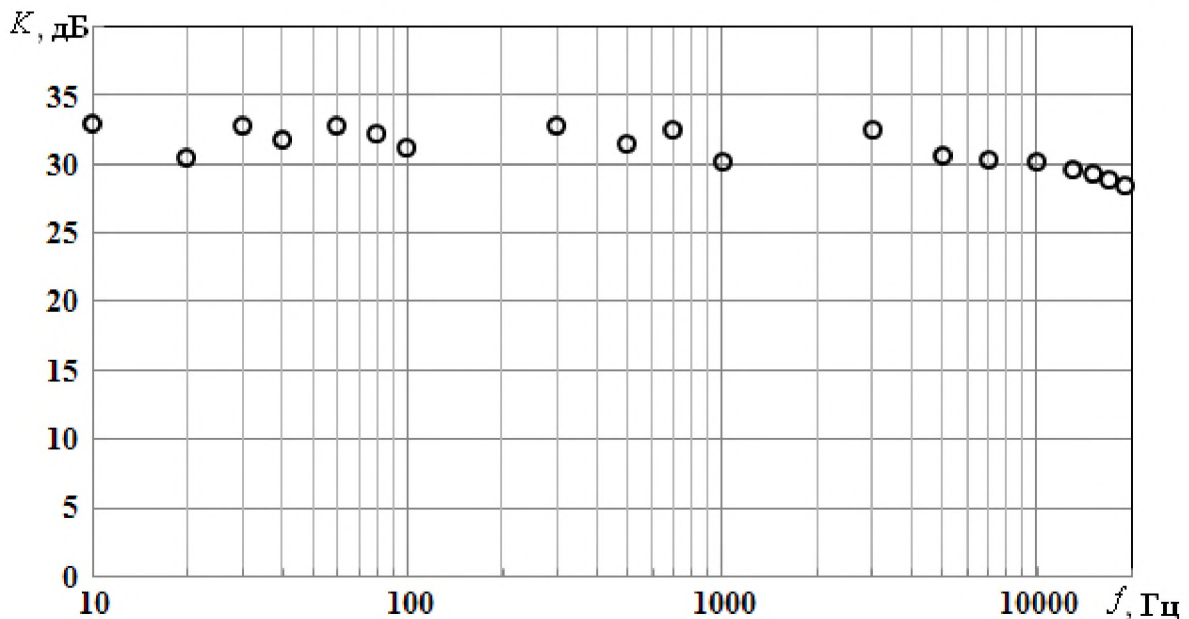


Рисунок 2.10 – Частотна залежність коефіцієнта підсилення лівого каналу підсилювача

На рис.2.11 представлена фазочастотна характеристика лівого каналу підсилювача. До речі, особливих вимог до фазочастотної характеристики DIN 45000 не висуває через низьку чутливість людського слуху до фазових викривлень.

Методика вимірювання амплітудної характеристики підсилювача полягала у наступному. Із функціонального генератора PCG10 гармонійний сигнал частотою 1000 Гц і заданої амплітуди подавався на коаксіальний трійник. З виходу 1 трійника сигнал подавався на вхід каналу 1 осцилографу PCSU1000. Із виходу трійника 2 сигнал подавався на вхід підсилювача. Підсилювач був навантажений на еквівалентне навантаження опором 4 Ом. Сигнал, який знімався із еквівалентного навантаження, подавався на вхід каналу 2 осцилографу. Для сітки значень розмаху вхідного сигналу $U_{ВХ}$ контролювався відповідний розмах вихідного сигналу $U_{ВИХ}$. Результати

вимірювання амплітудної характеристики лівого каналу підсилювача приведені в таблиці 2.2. Тут мінімальне значення амплітуди вхідного сигналу обумовлене не рівнем шумів, а можливістю функціонального генератора PCG10.

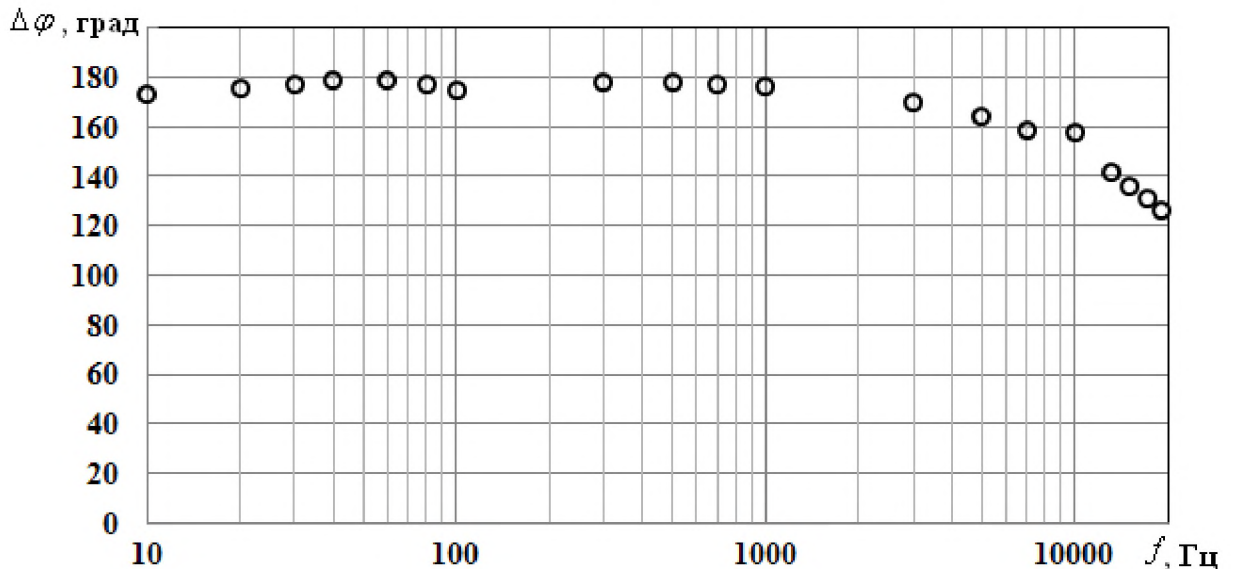


Рисунок 2.11 – Фазочастотна характеристика лівого каналу підсилювача

На рис.2.12 показана амплітудна характеристика (маркери) лівого каналу підсилювача, яка побудована за даними таблиці 3.2. На цьому графіку також приведена для порівняння лінія тренда. Видно, що у діапазоні вхідного сигналу 0,1...1,4 В і відповідному діапазоні вихідного сигналу 4...43 В амплітудна характеристика є практично лінійною. Це свідчить про очікуваний низький коефіцієнт нелінійних викривлень реалізованого підсилювача у цьому діапазоні напруг.

Максимально допустима амплітуда вхідного сигналу дорівнює 10 В (при максимальному ослабленні вхідним атенюатором «Чутливість»).

Нелінійні викривлення підсилювачів характеризують коефіцієнтом нелінійних викривлень чи коефіцієнтом гармонік. Для їх вимірювання потрібна спеціальна апаратура, яка передбачає спектральні дослідження на основі частотної фільтрації. Через відсутність такої апаратури за допомогою

аналізатора спектра осцилографа PCSU1000 оцінювався рівень другої гармоніки при вхідному гармонійному сигналі частотою 1 кГц розмахом 0,7 В.

Таблиця 2.2 - Результати вимірювання амплітудної характеристики підсилювача лівого каналу

Розмах вхідного сигналу, U_{BX} , В	Розмах вихідного сигналу, $U_{ВИХ}$, В
0,0938	4,1
0,1922	6,6
0,2906	9,4
0,384	11,9
0,481	14,1
0,584	16,9
0,675	19,7
0,775	22,5
0,881	25,3
0,981	28,4
1,081	31,3
1,181	34,4
1,281	37,2
1,381	40
1,41	43,1
1,5	44,4
0,0938	4,1

На рис.2.13 приведена спектральна густина вихідної напруги підсилювача у смузі частот 6 кГц. Положення маркера (вертикальна пунктирна лінія) відповідає положенню другої гармоніки частотою 2 кГц. Видно, що рівень другої гармоніки практично співпадає з рівнем шумів. Це

свідчить про очікуваний надзвичайно низький коефіцієнт нелінійних викривлень реалізованого підсилювача.

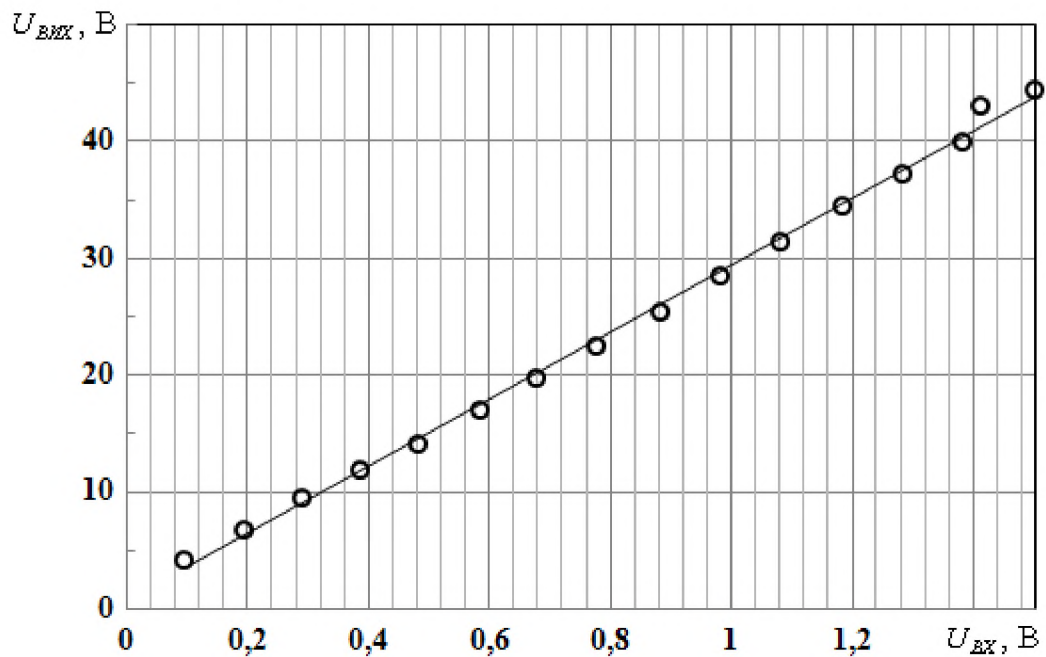


Рисунок 2.12 - Амплітудна характеристика (маркери) лівого каналу підсилювача і лінія тренда (суцільна лінія)

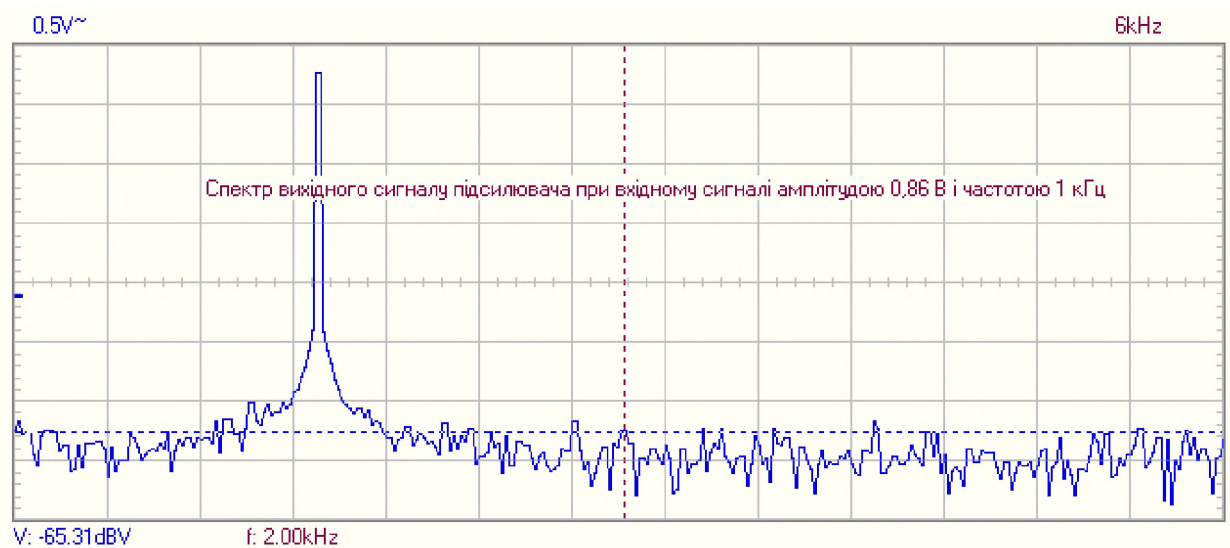


Рисунок 2.13 - Спектральна густина вихідної напруги у смузі частот 6 кГц при вхідному гармонійному сигналі 1 кГц розмахом 0,7 В

2.4 Висновки до другого розділу

В даному розділі розроблено підсилювач на основі мікросхеми LM3875. Цей вдосконалений високоякісний підсилювач потужності звукової частоти реалізовано основі мікросхеми LM3875, в загальній схемі якого міститься струмовий буфер на тріоді. Такий підсилювач забезпечує найкраще звучання, стабільність і лінійність досягається завдяки інвертуючому включенню. Проте це включення при роботі на класичне вихідний опір джерела має декілька недоліків. Так, зі збільшенням частоти зростає не лінійність АЧХ та фази. Це обумовлено тим, що при інвертуючому включенні сигнал повинен надходити від джерела струму, а звукові карти мають вихідний опір близько 200 Ом. Джерело струму на польових транзисторах теж не може бути реалізоване через високі втрати, високе значення вхідної ємності та значні нелінійності в роботі. Для подолання зазначених недоліків в кваліфікаційній роботі запропоновано використовувати струмовий буфер на тріоді.

3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

3.1 Визначення трудомісткості розробки методики покращення характеристик підсилювача звуку

Трудомісткість – показник, який характеризує витрати робочого часу на виробництво будь-якої споживчої вартості або на виконання конкретної технологічної операції. Трудомісткість розробки методики покращення характеристик підсилювальних систем можливо розрахувати за формулою (3.1):

$$t = t_0 + t_{до} + t_{дн} + t_{роз} + t_п \quad (3.1)$$

де t_0 – витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання;

$t_{до}$ – витрати праці на дослідження методики вдосконалення схемотехнічної побудови підсилювача звуку;

$t_{дн}$ – витрати праці на дослідження методики підвищення якості звукового сигналу за рахунок використання мікросхеми LM3875;

$t_{роз}$ – витрати праці на зменшення не лінійності АЧХ та фази звукового сигналу;

$t_п$ – витрати праці на підготовку документації та детальний опис запропонованого технічного рішення.

У таблиці 3.1 зведені данні тривалості процесів, що мали місце при розробці методики вдосконалення схемотехнічного рішення для підсилювача звукової частоти.

Отже, загальна трудомісткість за формулою 3.1:

$$t = 5 + 30 + 25 + 45 + 27 = 132 \text{ годин}$$

Таблиця 3.1 – Тривалість робочих процесів

Назва робочого процесу	Тривалість, год.
Витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання	5
Витрати праці на дослідження методики вдосконалення схемотехнічної побудови підсилювача звуку	30
Витрати праці на дослідження методики підвищення якості звукового сигналу за рахунок використання мікросхеми LM3875	25
Витрати праці на зменшення не лінійності АЧХ та фази звукового сигналу	45
Витрати праці на підготовку документації та детальний опис запропонованого технічного рішення	27

3.2 Розрахунок витрат на розробку методики покращення характеристик підсилювача звуку в кінцевих пристроях абонентського доступу телекомунікаційних систем

Витрати на розробку методики покращення характеристик підсилювача звуку в кінцевих пристроях абонентського доступу телекомунікаційних систем включають витрати на заробітну плату інженера телекомунікацій і вартість машинного часу.

Заробітна плата – це винагорода, яку за трудовим договором власник або уповноважений ним орган виплачує працівнику за виконану роботу. Розмір заробітної плати залежить від складності та умов виконуваної роботи, професійно-ділових якостей працівника, результатів його праці та

господарської діяльності підприємства в цілому. Заробітна плата інженера телекомунікацій визначається за формулою 3.2:

$$Z_{zn} = t \cdot C_{np} \quad \text{з} \quad (3.2)$$

де t – загальна трудомісткість розробки, яка розраховується за формулою 3.1, годин;

C_{np} – середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій (основна і додаткова) з урахуванням єдиного соціального внеску, грн/год.

Середня заробітна плата інженера телекомунікацій на 01.11.2023р. складає 23500 грн. Отже, заробітна плата інженера телекомунікацій з урахуванням премій (25%) і можливих надбавок (15%) складає 32900 грн.

Таким чином, річний фонд заробітної плати – 394800 грн. Єдиний соціальний внесок складає 36%, тобто 142128 грн.

Річний фонд заробітної плати включає: фонд денної зарплати; оплату відпусток; оплату часу, витраченого на виконання держобов'язків; виплати відрядженим на інші підприємства; оплату за вислугу років та ін. Разом, річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби склав 536928 грн.

Номінальний річний фонд часу роботи одного робітника визначається відніманням з повного календарного фонду часу за рік неробочих (вихідних і святкових) днів, відпустки. Він є максимально можливим часом, протягом якого могла б вироблятися робота при встановленому режимі, якби не було жодних втрат робочого часу.

Визначимо номінальний річний фонд робочого часу за формулою 3.3, при цьому прийнявши середню тривалість робочого дня рівної 8 годинам:

$$F_n = (T_k - T_{ce} - T_{вих} - T_{від}) \cdot 8 \quad \text{зо} \quad (3.3)$$

де T_k – кількість календарних днів у році, $T_k = 365$ днів;

T_{ce} – кількість святкових днів у році, $T_{ce} = 10$ днів;

$T_{вих}$ – кількість вихідних днів у році, $T_{вих} = 104$ днів;

$T_{від}$ – календарна тривалість відпустки, $T_{від} = 25$ днів.

Отже, річний фонд часу за формулою 3.3 дорівнює:

$$F_H = (365 - 10 - 104 - 25) \cdot 8 = 1808 \text{ годин}$$

Середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій визначається співвідношенням 3.4, яка має вигляд:

$$C_{зп} = \frac{\Phi ЗП_{сн}}{F_H} \quad \text{грн/г} \quad (3.4)$$

де $\Phi ЗП_{сн}$ – річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби;

F_H – річний фонд робочого часу.

Отже середня годинна заробітна плата інженера телекомунікацій за формулою 3.4 дорівнює:

$$C_{зп} = 536928 / 1808 = 296,98$$

Таким чином, витрати на оплату праці розробника складають з урахуванням формули 3.2 отримаємо:

$$З_{зп} = 132 \times 296,98 = 39108,96 \text{ грн}$$

Розрахунок вартості машинного часу, необхідного для розробки на ЕОМ включає витрати на програмне та апаратне забезпечення і витрати за електроенергію, здійснюється по формулі 3.5:

$$З_{мч} = C_o + C_{ел} \quad (3.5)$$

де C_o – витрати на обладнання, грн;

$C_{ел}$ – витрати на електроенергію, грн.

Для розрахунку вартості машино-часу необхідно знати вартість ЕОМ та ПЗ на момент їх придбання і введення в експлуатацію, і вартість споживаної електроенергії. Відповідні дані представлені в таблиці 3.2.

Витрати на електроенергію залежать від часу роботи на ЕОМ та собівартості машино-години роботи ЕОМ і розраховується за формулою:

$$C_{ел} = C_{мч} \cdot t \quad (3.6)$$

$$C_{мч} = W \cdot C_{ел} \quad (3.7)$$

де W – потужність ЕОМ, $W = 0,5$ кВт/год;

$C_{ел}$ – вартість $1кВт \cdot год$ електроенергії.

Таблиця 3.2 – Вартість необхідного програмного та апаратного забезпечення

Найменування	Вартість, грн
Персональний комп'ютер	20800,00
Монітор	3170,00
Комплект Клавіатура+миша Logitech Desktop	597,00
Операційна система Windows 10 Professional	2000,00
Пакет Micro Cap	4500,00
Разом:	31067

Вартість за спожиту електричну енергію складає 2,64 грн.

$$C_{ел} = 0,5 \times 2,64 \times 132 = 174,24 \text{ грн}$$

Враховуючи вартість програмного й апаратного забезпечення та витрати на електроенергію отримуємо вартість машинного часу:

$$Z_{мч} = 174,24 + 31067 = 31241,24 \text{ грн}$$

Отже, витрати на розробку вдосконаленої схеми підсилювача звукової частоти:

$$B_{РОЗ} = 31241,24 + 39108,96 = 70350,2 \text{ грн}$$

3.3 Висновок до третього розділу

В економічному розділі виконаний розрахунок трудомісткості розробки методики покращення характеристик вдосконаленої схеми підсилювача звукової частоти, заробітної плати інженера телекомунікацій, капітальні затрати. Загальні капітальні витрати становлять 34967,49 грн. трудомісткість розробки способу підвищення характеристик підсилювача звукової частоти – 132 годин.

ВИСНОВКИ

В першому розділі кваліфікаційної роботи розглянута класифікація підсилювачів звуку, основні характеристики та засоби їх корегування. Проаналізовані відомі схемні рішення реалізації підсилювачів потужності звуку.

В спеціальній частині кваліфікаційної роботи в якості базового елемента вдосконаленої схеми підсилювача обрана найбільш сучасна мікросхема LM3886. Виконані попередні розрахунки та проведено моделювання режимів роботи схем вузлів та схеми підсилювача звуку в цілому за допомогою програми схемотехнічного моделювання, налагоджені та оптимізовані моделі, обрані типи та номінальні параметри компонентів схеми. Розроблена електрична принципова схема підсилювача.

Виконано дослідження параметрів та характеристик вдосконаленої схеми підсилювача звуку, яке показало, що нерівномірність підсилення у смузі частот 40...16000 Гц не перевищує 2 дБ, різниця каналів підсилення не перевищує 1,5 дБ, діапазон вхідних сигналів 0,1 – 10 В, максимальна амплітуда вихідного сигналу 20 В на навантаженні 4 Ом.

Встановлено що вдосконалена схема підсилення забезпечує низький коефіцієнт нелінійних викривлень.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Меерсон А.М. Измерительная техника. Л.:Энергия, 1978. 408 с.
2. Кузнецов В.А. Измерения в электронике. М.: Энергоатомиздат, 1987. 510 с.
3. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. М.: Радио и связь, 1985. 368 с.
4. Кушнир Ф.В. Радиотехнические измерения. М.:Связь, 1980. 176 с.
5. Кушнир Ф.В. Электрорадиоизмерения. Л.: Энергоатомиздат, 1983. 320 с.
6. Мирский Г.Я. Электронные измерения. М.: Радио и связь, 1986. 440 с.
7. Телешевский Б.Е. Измерения в электро - и радиотехнике. М.: Высшая шк., 1984. 207 с.
8. Albullet M. RF Power Amplifiers. Atlanta: Noble publ. 2001. 376 p.
9. Cripps S. C. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. 2nd ed. Artech House Books, 2006. 470 p.
10. Крыжановский В. Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448 с.
11. Алипов А. С., Козырев В. Б. Систематизированная классификация транзисторных усилителей мощности // Электросвязь, 2006. № 10. С. 37–43.
12. Telegdy A., Molnar B., Sokal N. O. Class-EM Switching-Mode Tuned Power Amplifier – High Efficiency With Slow-Switching Transistor // IEEE Trans. on MTT. Vol. 51. No. 6, June 2003. P. 1662–1676.
13. Kazimierczuk M. K. RF Power Amplifier. Chichester. John Willy & Sons, 2008. 405 p.
14. Grebennikov A., Sokal N. O. Switchmode RE Power Amplifiers. Burlington. Newnes, Elsevier, 2007. 423 p.
15. Kee S. D., Aoki I., Hajimiri A., Rutledge D. The Class-E/F Family of ZVS Switching Amplifiers // IEEE Trans. on MTT. Vol. 51. No. 6, June 2003. P. 1677–1690.

16. Rudiakova A. N., Rassohina Yu. V., Kazimierczuk M. K., Krizhanovski V. G. Class-N High-Frequency Power Amplifier // Proceedings of IEEE Inter. Symp. on Circuits and Systems, Vol. 5, pp. 517–520, Phoenix, AZ, May 2002.
17. Bausov I., Stolarczyk L. G. Class-L power-output amplifier Pat. USA 6, 993, 302. January 31, 2006.
18. Wright P., Lees J., Benedikt J., Tasker P. J., Cripps S. C. A Methodology for Realizing High Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA // IEEE Tran. On Microwave Theory and Techniques. 2009. Vol. 57, No. 12, P. 3196–3204.

Додаток А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	2	
2	A4	Список умовних скорочень		
3	A4	Зміст	1	
4	A4	Вступ	1	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	35	
6	A4	Спеціальна частина	15	
7	A4	Економічний розділ	5	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Перелік посилань	2	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	

ДОДАТОК Б. Перелік документів кваліфікаційної роботи

- 1 Пояснювальна записка на 91 сторінці.
- 2 Матеріали кваліфікаційної роботи на оптичному носії:
 - Пояснювальна записка Гулецького К.Д.
 - Презентація.pptx

ДОДАТОК Г. ВІДГУК КЕРІВНИКА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
ВІДГУК
на кваліфікаційну роботу ступеня магістр здобувача групи 172м-22-1
Гулецького К.Д. на тему:
«Дослідження аналогового перетворювача сигналів в радіотехнічних
пристроях»

Мета кваліфікаційної роботи – дослідження вдосконаленого високоякісного підсилювача потужності звукової частоти на основі мікросхеми LM3875, в загальній схемі якого міститься струмовий буфер на тріоді.

Обрана тема є актуальною у зв'язку з тим, що Проблема «останньої милі» підсилює вимоги на кінцевих пристроїв абонентського доступу. Незважаючи на загальний перехід до цифрових сигналів в електронних комунікаціях, нині в сегменті кінцевих пристроїв досі представлено широкий ряд аналогових перетворюючих пристроїв, які забезпечують високий рівень сприйняття телекомунікаційних послуг (QoE).

Наукова новизна роботи в полягає практичній реалізації високоякісного підсилювача звуку.

Практичне значення роботи полягає у покращенні акустичного звукового що піддався підсилення в даному пристрої.

Оформлення кваліфікаційної роботи виконано на відповідному рівні і відповідає вимогам, що пред'являються до робіт даної кваліфікації. В цілому кваліфікаційна робота ступеня магістр повністю задовольняє вимогам, що пред'являються і заслуговує оцінки «добре», а її автор, Гулецький К.Д., присвоєння кваліфікації технічного фахівця в галузі електроніки та телекомунікацій.

Керівник кваліфікаційної роботи, проф.

Магро В.І.



October 2003

LM3886 Overture™ Audio Power Amplifier Series High-Performance 68W Audio Power Amplifier w/Mute

General Description

The LM3886 is a high-performance audio power amplifier capable of delivering 68W of continuous average power to a 4Ω load and 38W into 8Ω with 0.1% THD+N from 20Hz–20kHz.

The performance of the LM3886, utilizing its Self Peak Instantaneous Temperature (°Ke) (SPIke™) protection circuitry, puts it in a class above discrete and hybrid amplifiers by providing an inherently, dynamically protected Safe Operating Area (SOA). SPIke protection means that these parts are completely safeguarded at the output against overvoltage, undervoltage, overloads, including shorts to the supplies, thermal runaway, and instantaneous temperature peaks.

The LM3886 maintains an excellent signal-to-noise ratio of greater than 92dB with a typical low noise floor of 2.0μV. It exhibits extremely low THD+N values of 0.03% at the rated output into the rated load over the audio spectrum, and provides excellent linearity with an IMD (SMPTE) typical rating of 0.004%.

- 135W instantaneous peak output power capability
- Signal-to-Noise Ratio ≥ 92dB
- An input mute function
- Output protection from a short to ground or to the supplies via internal current limiting circuitry
- Output over-voltage protection against transients from inductive loads
- Supply under-voltage protection, not allowing internal biasing to occur when $|V_{EE}| + |V_{CC}| \leq 12V$, thus eliminating turn-on and turn-off transients
- 11-lead TO-220 package
- Wide supply range 20V - 94V

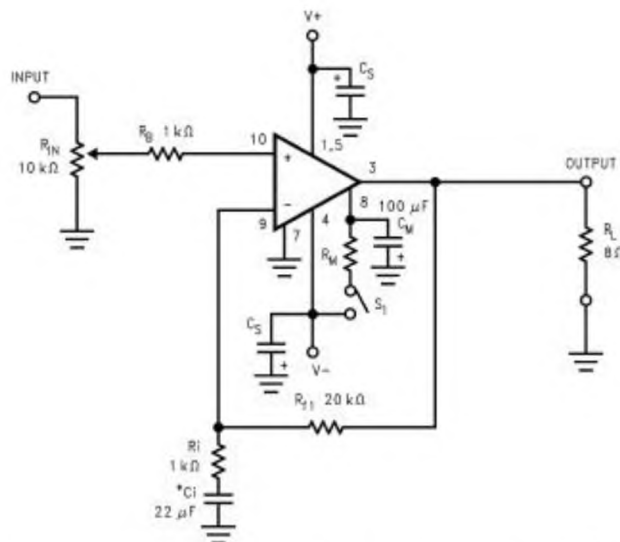
Applications

- Component stereo
- Compact stereo
- Self-powered speakers
- Surround-sound amplifiers
- High-end stereo TVs

Features

- 68W cont. avg. output power into 4Ω at $V_{CC} = \pm 28V$
- 38W cont. avg. output power into 8Ω at $V_{CC} = \pm 28V$
- 50W cont. avg. output power into 8Ω at $V_{CC} = \pm 35V$

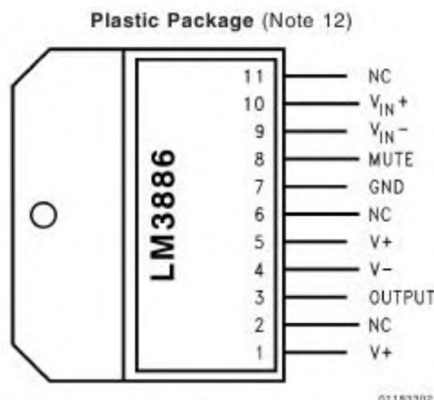
Typical Application



01183301

*Optional components dependent upon specific design requirements. Refer to the External Components Description section for a component functional description.

Connection Diagram



Note 1: Preliminary: call you local National Sales Rep. or distributor for availability

Top View
Order Number LM3886T
or LM3886TF
See NS Package Number TA11B for
Staggered Lead Non-Isolated
Package or TF11B (Note 1) for
Staggered Lead Isolated Package

Absolute Maximum Ratings (Notes 6, 5)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage $ V^+ + V^- $ (No Signal)	94V	ESD Susceptibility (Note 8)	3000V
Supply Voltage $ V^+ + V^- $ (Input Signal)	84V	Junction Temperature (Note 9)	150°C
Common Mode Input Voltage (V^+ or V^-) and $ V^+ + V^- \leq 80V$		Soldering Information	
Differential Input Voltage (Note 16)	60V	T Package (10 seconds)	260°C
Output Current	Internally Limited	Storage Temperature	-40°C to +150°C
Power Dissipation (Note 7)	125W	Thermal Resistance	
		θ_{JC}	1°C/W
		θ_{JA}	43°C/W

Operating Ratings (Notes 5, 6)

Temperature Range		Supply Voltage $ V^+ + V^- $	20V to 84V
$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	-20°C \leq $T_A \leq$ +85°C		

Electrical Characteristics (Notes 5, 6)

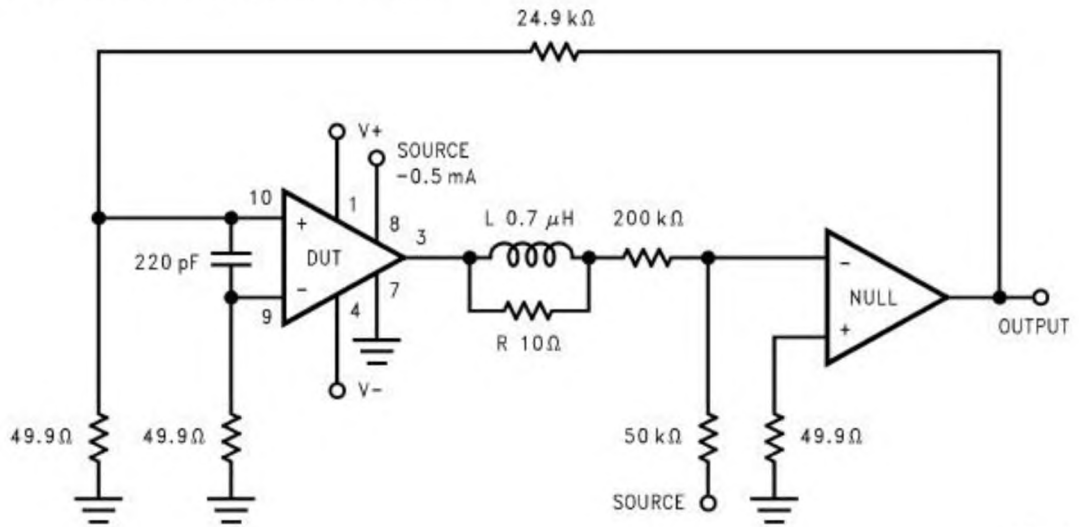
The following specifications apply for $V^+ = +28V$, $V^- = -28V$, $I_{MUTE} = -0.5$ mA with $R_L = 4\Omega$ unless otherwise specified. Limits apply for $T_A = 25^\circ C$.

The following specifications apply for $V^+ = +28V$, $V^- = -28V$, $I_{MUTE} = -0.5$ mA with $R_L = 4\Omega$ unless otherwise specified. Limits apply for $T_A = 25^\circ C$.					
Symbol	Parameter	Conditions	LM3886		Units (Limits)
			Typical (Note 10)	Limit (Note 11)	
$ V^+ + V^- $	Power Supply Voltage (Note 14)	$V_{pin7} - V^- \geq 9V$	18	20 84	V (min) V (max)
A_M	Mute Attenuation	Pin 8 Open or at 0V, Mute: On Current out of Pin 8 > 0.5 mA, Mute: Off	115	80	dB (min)
P_O (Note 4)	Output Power (Continuous Average)	THD + N = 0.1% (max) $f = 1$ kHz; $f = 20$ kHz $ V^+ = V^- = 28V$, $R_L = 4\Omega$ $ V^+ = V^- = 28V$, $R_L = 8\Omega$ $ V^+ = V^- = 35V$, $R_L = 8\Omega$	68 38 50	60 30	W (min) W (min) W
Peak P_O	Instantaneous Peak Output Power		135		W
THD + N	Total Harmonic Distortion Plus Noise	60W, $R_L = 4\Omega$, 30W, $R_L = 8\Omega$, 20 Hz $\leq f \leq 20$ kHz $A_V = 26$ dB	0.03 0.03		% %
SR (Note 4)	Slew Rate (Note 13)	$V_{IN} = 2.0V_{p-p}$, $t_{RISE} = 2$ ns	19	8	V/ μ s (min)
I^+ (Note 4)	Total Quiescent Power Supply Current	$V_{CM} = 0V$, $V_O = 0V$, $I_O = 0A$	50	85	mA (max)
V_{OS} (Note 3)	Input Offset Voltage	$V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA	1	10	mV (max)
I_B	Input Bias Current	$V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA	0.2	1	μ A (max)
I_{OS}	Input Offset Current	$V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA	0.01	0.2	μ A (max)
I_O	Output Current Limit	$ V^+ = V^- = 20V$, $t_{ON} = 10$ ms, $V_O = 0V$	11.5	7	A (min)
V_{od} (Note 3)	Output Dropout Voltage (Note 15)	$ V^+ - V_O $, $V^+ = 28V$, $I_O = +100$ mA $ V_O - V^- $, $V^- = -28V$, $I_O = -100$ mA	1.6 2.5	2.0 3.0	V (max) V (max)
PSRR (Note 3)	Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 40V$ to $20V$, $V^- = -40V$, $V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA $V^+ = 40V$, $V^- = -40V$ to $-20V$, $V_{CM} = 0V$, $I_O = 0$ mA	120 105	85 85	dB (min) dB (min)

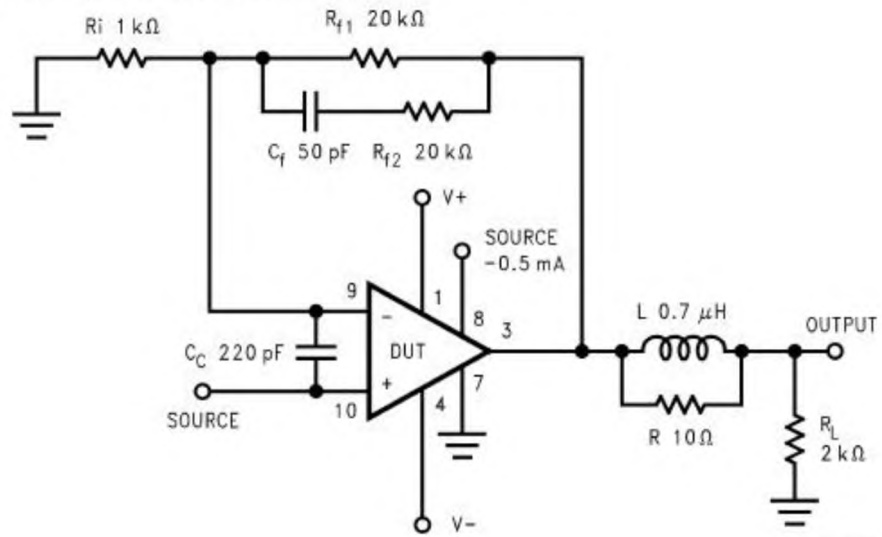
Electrical Characteristics (Notes 5, 6) (Continued)

The following specifications apply for $V^+ = +28V$, $V^- = -28V$, $I_{MUTE} = -0.5$ mA with $R_L = 4\Omega$ unless otherwise specified. Limits apply for $T_A = 25^\circ C$.

Symbol	Parameter	Conditions	LM3886		Units (Limits)
			Typical (Note 10)	Limit (Note 11)	
CMRR (Note 3)	Common Mode Rejection Ratio	$V^+ = 60V$ to $20V$, $V^- = -20V$ to $-60V$, $V_{CM} = 20V$ to $-20V$, $I_O = 0$ mA	110	85	dB (min)
A_{VOL} (Note 3)	Open Loop Voltage Gain	$ V^+ = V^- = 28V$, $R_L = 2$ k Ω , $\Delta V_O = 40V$	115	90	dB (min)
GBWP	Gain-Bandwidth Product	$ V^+ = V^- = 30V$ $f_O = 100$ kHz, $V_{IN} = 50$ mVrms	8	2	MHz (min)
e_{IN} (Note 4)	Input Noise	IHF—A Weighting Filter $R_{IN} = 600\Omega$ (Input Referred)	2.0	10	μ V (max)
SNR	Signal-to-Noise Ratio	$P_O = 1W$, A-Weighted, Measured at 1 kHz, $R_S = 25\Omega$	92.5		dB
		$P_O = 60W$, A-Weighted, Measured at 1 kHz, $R_S = 25\Omega$	110		dB
IMD	Intermodulation Distortion Test	60 Hz, 7 kHz, 4:1 (SMPTE) 60 Hz, 7 kHz, 1:1 (SMPTE)	0.004 0.009		%

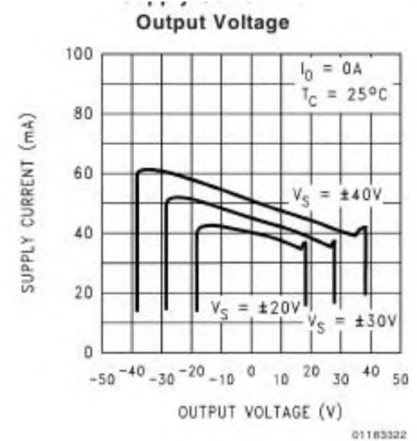
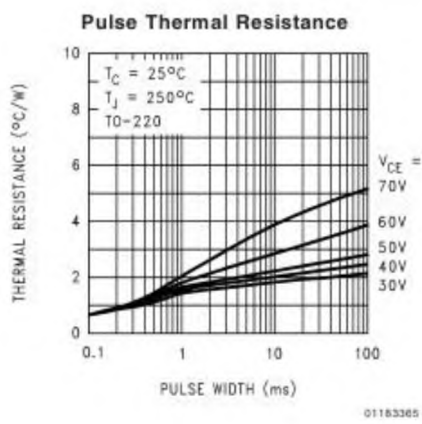
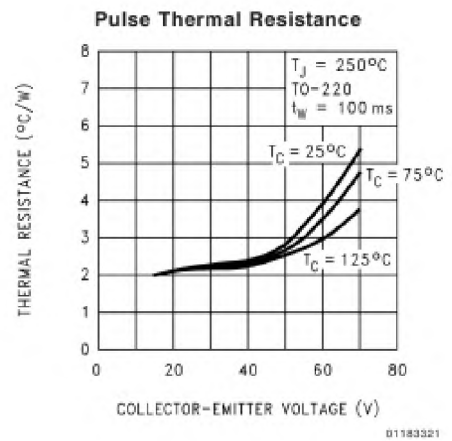
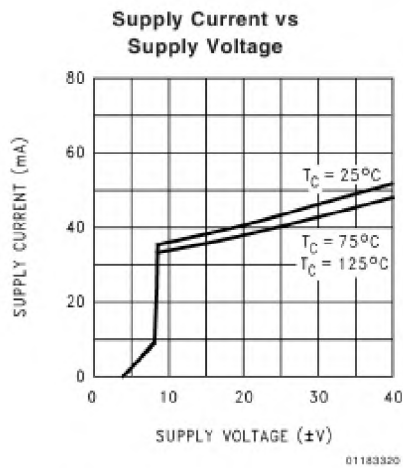
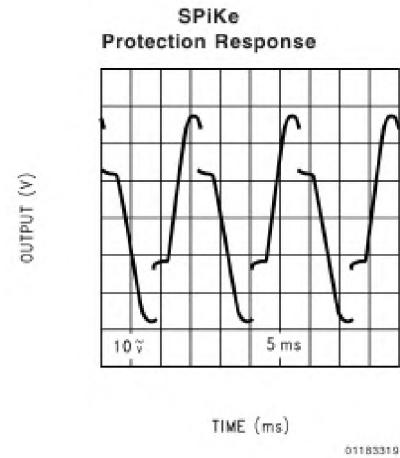
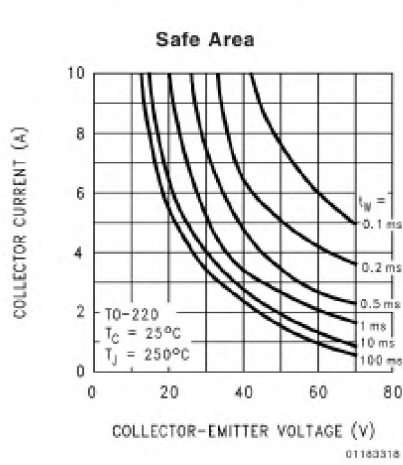
Test Circuit #1 (DC Electrical Test Circuit)

01183303

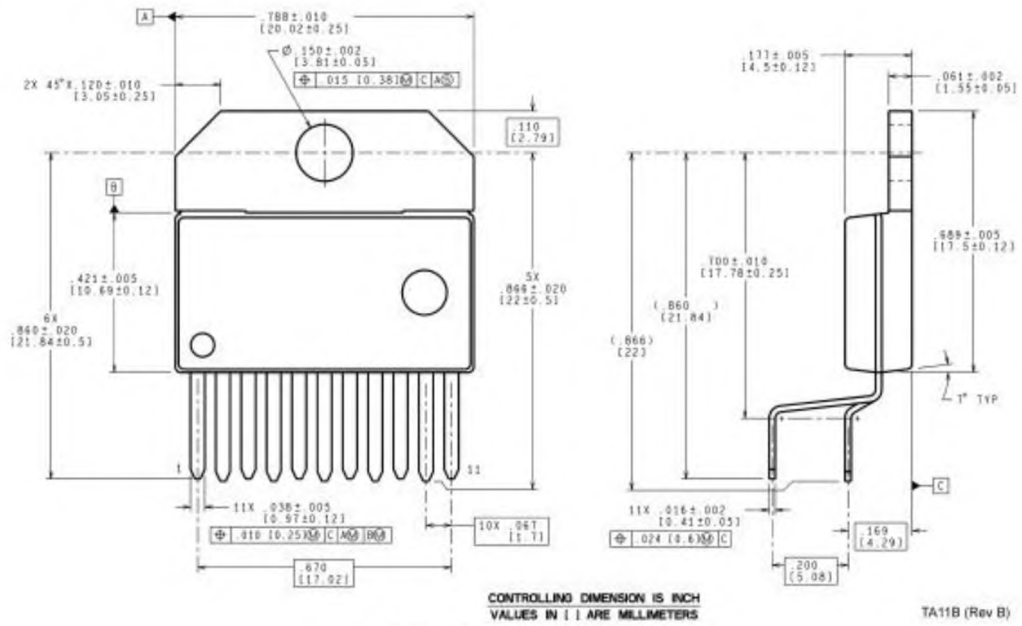
Test Circuit #2 (AC Electrical Test Circuit)

01183304

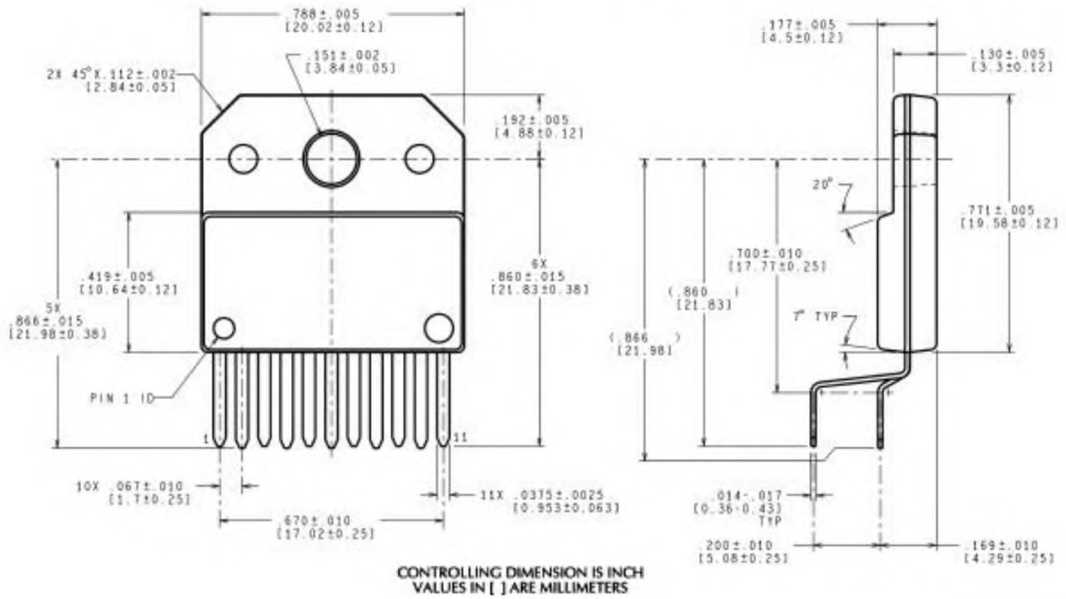
Typical Performance Characteristics



Physical Dimensions inches (millimeters)
unless otherwise noted



Order Number LM3886T
NS Package Number TA11B



Order Number LM3886TF
NS Package Number TF11B

Додаток Е. Характеристика BC549

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR™

BC546/547/548/549/550**Switching and Amplifier**

- High Voltage: BC546, $V_{CE0}=65V$
- Low Noise: BC549, BC550
- Complement to BC556 ... BC560

**NPN Epitaxial Silicon Transistor****Absolute Maximum Ratings** $T_a=25^{\circ}C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage : BC546	80	V
	: BC547/550	50	V
	: BC548/549	30	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage : BC546	65	V
	: BC547/550	45	V
	: BC548/549	30	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage : BC546/547	6	V
	: BC548/549/550	5	V
I_C	Collector Current (DC)	100	mA
P_C	Collector Dissipation	500	mW
T_J	Junction Temperature	150	$^{\circ}C$
T_{STG}	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics $T_a=25^{\circ}C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Units	
I_{CBO}	Collector Cut-off Current	$V_{CB}=30V, I_E=0$			15	nA	
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE}=5V, I_C=2mA$	110		800		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10mA, I_B=0.5mA$		90	250	mV	
		$I_C=100mA, I_B=5mA$		200	600	mV	
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10mA, I_B=0.5mA$		700		mV	
		$I_C=100mA, I_B=5mA$		900		mV	
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE}=5V, I_C=2mA$	580	660	700	mV	
		$V_{CE}=5V, I_C=10mA$			720	mV	
f_T	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE}=5V, I_C=10mA, f=100MHz$		300		MHz	
C_{ob}	Output Capacitance	$V_{CB}=10V, I_E=0, f=1MHz$		3.5	6	pF	
C_{ib}	Input Capacitance	$V_{EB}=0.5V, I_C=0, f=1MHz$		9		pF	
NF	Noise Figure	: BC546/547/548	$V_{CE}=5V, I_C=200\mu A$		2	10	dB
		: BC549/550	$f=1KHz, R_G=2K\Omega$		1.2	4	dB
		: BC549	$V_{CE}=5V, I_C=200\mu A$		1.4	4	dB
		: BC550	$R_G=2K\Omega, f=30\sim 15000MHz$		1.4	3	dB

Typical Characteristics

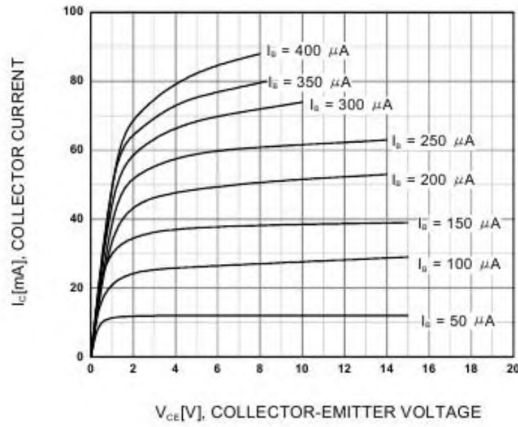


Figure 1. Static Characteristic

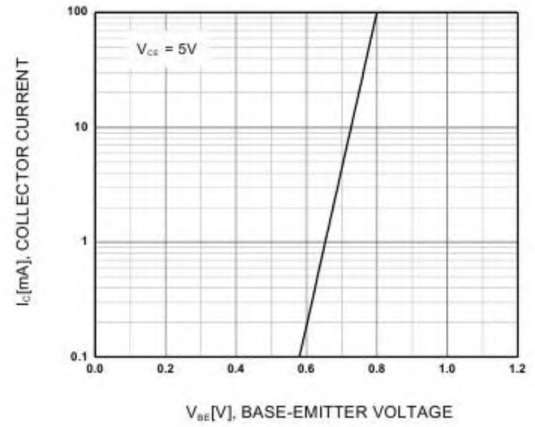


Figure 2. Transfer Characteristic

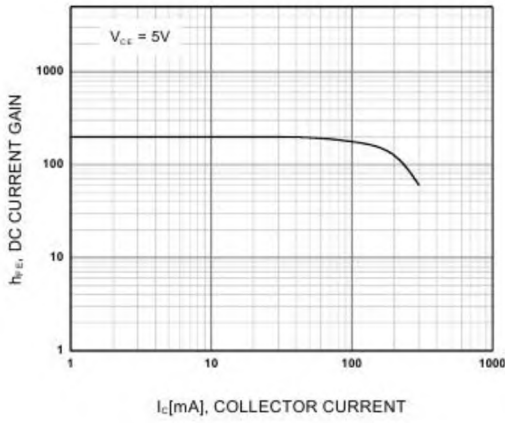


Figure 3. DC current Gain

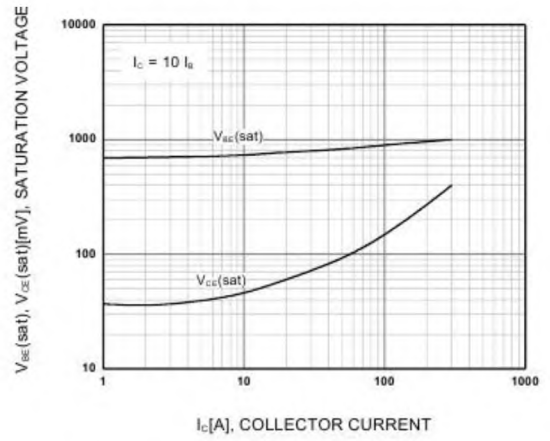


Figure 4. Base-Emitter Saturation Voltage
Collector-Emitter Saturation Voltage

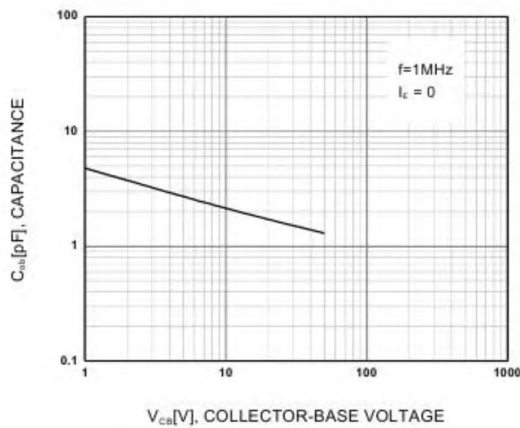


Figure 5. Output Capacitance

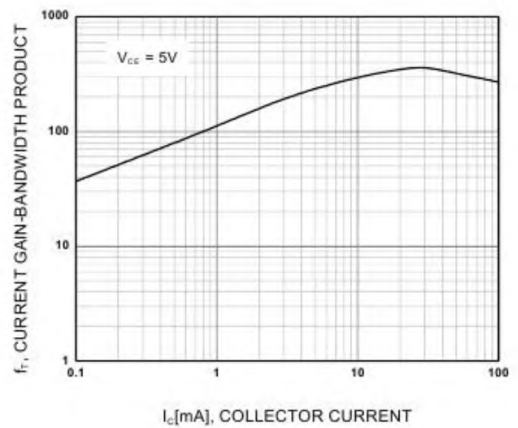
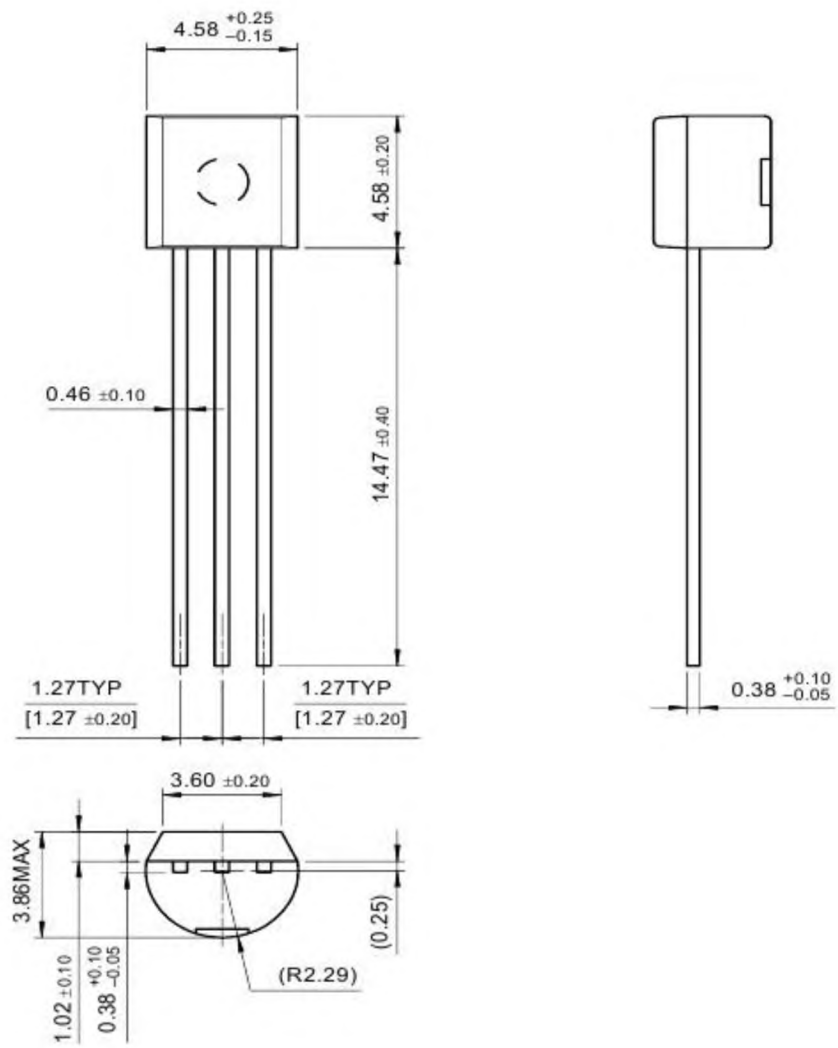


Figure 6. Current Gain Bandwidth Product



Додаток Є. Характеристика BD 139

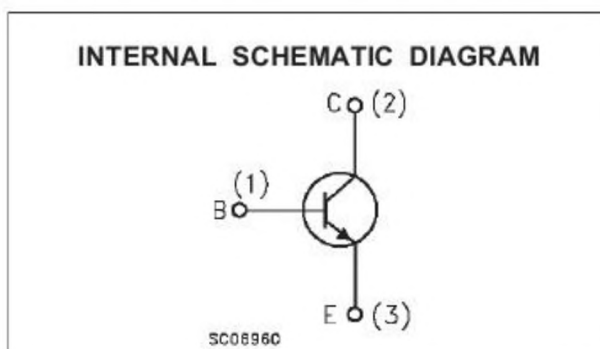
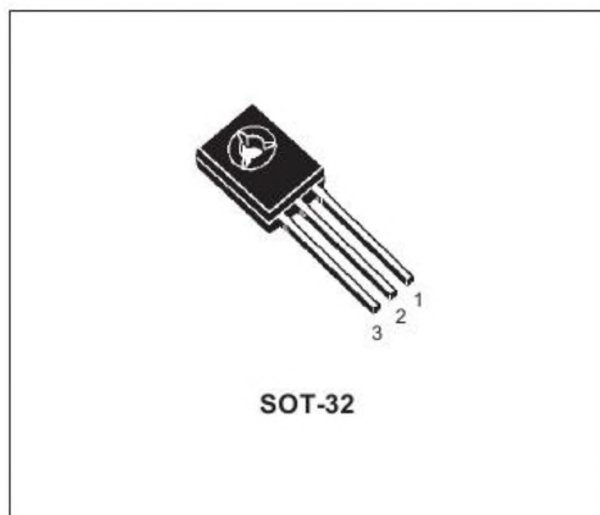
NPN SILICON TRANSISTORS

STMicroelectronics PREFERRED
SALESTYPES

DESCRIPTION

The BD135 and BD139 are silicon epitaxial planar NPN transistors in Jedec SOT-32 plastic package, designed for audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

The complementary PNP types are BD136 and BD140 respectively.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value		Unit
		BD135	BD139	
V_{CBO}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)	45	80	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)	45	80	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage ($I_C = 0$)	5		V
I_C	Collector Current	1.5		A
I_{CM}	Collector Peak Current	3		A
I_B	Base Current	0.5		A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$	12.5		W
P_{tot}	Total Dissipation at $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1.25		W
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 150		$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature	150		$^\circ\text{C}$

THERMAL DATA

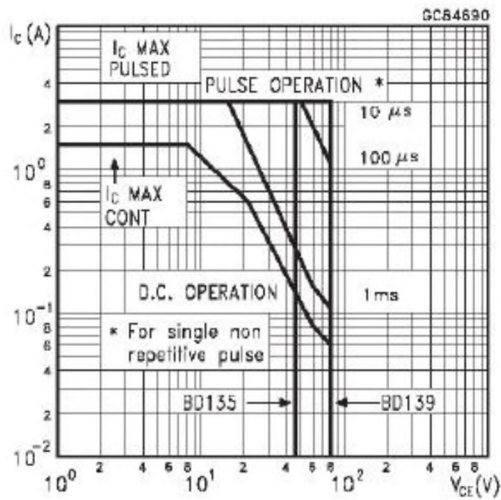
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	10	$^{\circ}C/W$
----------------	----------------------------------	-----	----	---------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

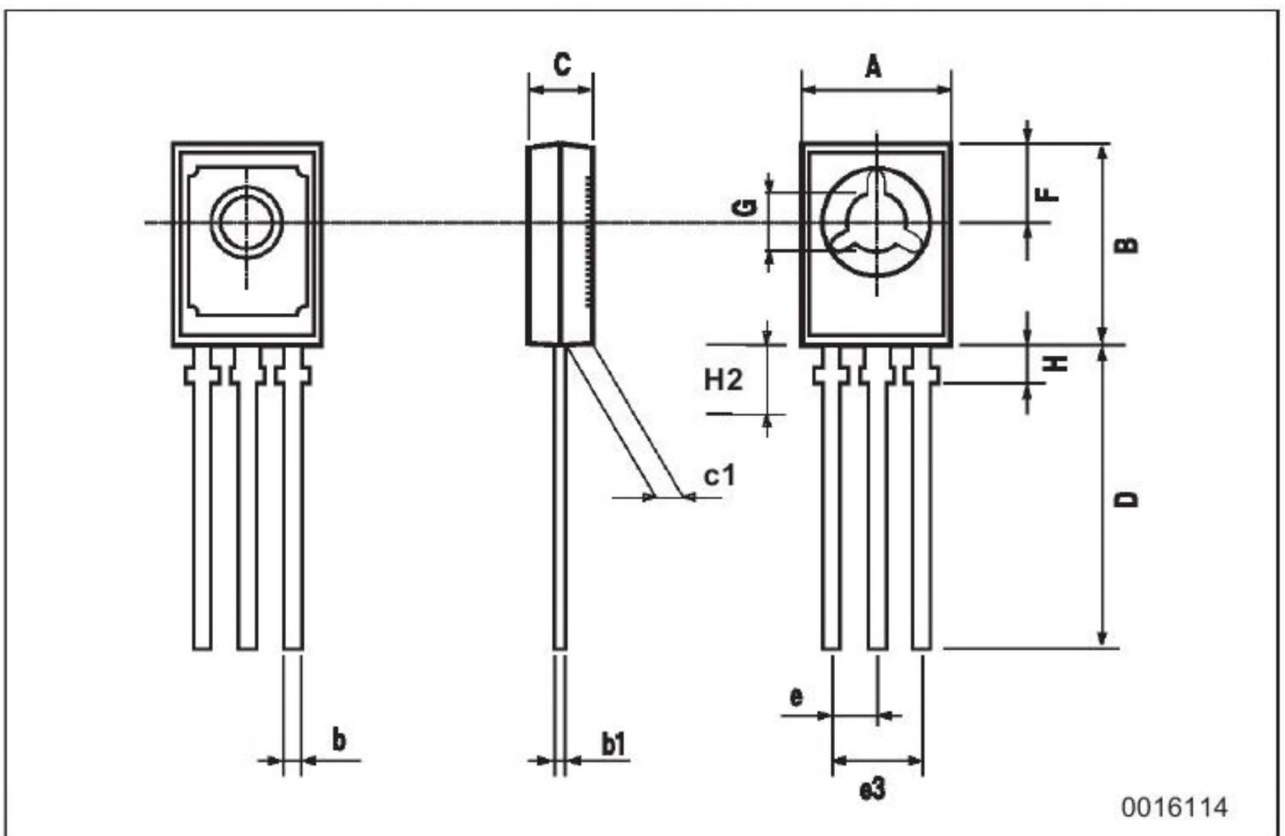
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cut-off Current ($I_E = 0$)	$V_{CB} = 30 V$ $V_{CB} = 30 V$ $T_C = 125^{\circ}C$			0.1 10	μA μA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 5 V$			10	μA
$V_{CE(sus)}^*$	Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 30 mA$ for BD135 for BD139	45 80			V V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 0.5 A$ $I_B = 0.05 A$			0.5	V
V_{BE}^*	Base-Emitter Voltage	$I_C = 0.5 A$ $V_{CE} = 2 V$			1	V
h_{FE}^*	DC Current Gain	$I_C = 5 mA$ $V_{CE} = 2 V$ $I_C = 0.5 A$ $V_{CE} = 2 V$ $I_C = 150 mA$ $V_{CE} = 2 V$	25 25 40		250	
h_{FE}	h_{FE} Groups	$I_C = 150 mA$ $V_{CE} = 2 V$ for BD139 group 10	63		160	

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %

Safe Operating Area



DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	7.4		7.8	0.291		0.307
B	10.5		10.8	0.413		0.445
b	0.7		0.9	0.028		0.035
b1	0.49		0.75	0.019		0.030
C	2.4		2.7	0.040		0.106
c1	1.0		1.3	0.039		0.050
D	15.4		16.0	0.606		0.629
e		2.2			0.087	
e3	4.15		4.65	0.163		0.183
F		3.8			0.150	
G	3		3.2	0.118		0.126
H			2.54			0.100



Додаток Ж. Характеристика 7806, 7815

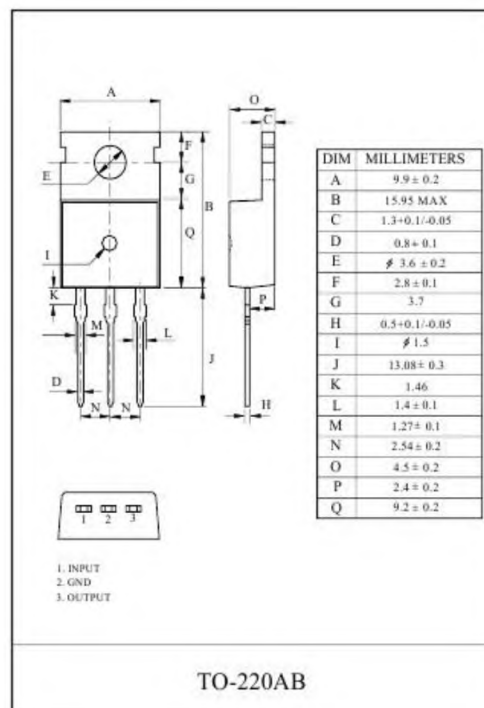
THREE TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS 5V, 6V, 7V, 8V, 9V, 10V, 12V, 15V, 18V, 20V, 24V.

FEATURES

- Internal Thermal Overload Protection.
- Internal Short Circuit Current Limiting.
- Output Current up to 1.5A.
- Satisfies IEC-65 Specification. (International Electronical Commission).
- Package is TO-220AB

LINE-UP

ITEM	OUTPUT VOLTAGE (Typ.)	UNIT
KIA7805AP	5	V
KIA7806AP	6	
KIA7807AP	7	
KIA7808AP	8	
KIA7809AP	9	
KIA7810AP	10	
KIA7812AP	12	
KIA7815AP	15	
KIA7818AP	18	
KIA7820AP	20	
KIA7820AP	20	
KIA7824AP	24	



MAXIMUM RATINGS (Ta=25 °C)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Input Voltage	V _{IN}	35	V
		40	
Power Dissipation-1 (No Heatsink)	AP	P _{D2}	W
Power Dissipation-2 (Infinite Heatsink)	AP	P _{D2}	
Operating Junction Temperature	T _j	-40 ~150	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-55 ~150	°C
Maximum Junction Temperature	T _{j(max)}	150	°C

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	$T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$, $I_{OUT}=100\text{mA}$	11.5	12.0	12.5	V	
Input Regulation	Reg line	Fig. 1	$T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$	$14.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 30\text{V}$	-	10	240	mV
				$16\text{V} \leq V_{IN} \leq 22\text{V}$	-	3	120	
Load Regulation	Reg load	Fig. 1	$T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$	$5\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 1.5\text{A}$	-	12	240	mV
				$250\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 750\text{mA}$	-	4	120	
Output Voltage	V_{OUT}	Fig. 1	$14.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 27\text{V}$	11.4	-	12.6	V	
Quiescent Current	I_B	Fig. 1	$T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$, $I_{OUT}=5\text{mA}$	-	4.3	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_B	Fig. 1	$14.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 30\text{V}$	-	-	1.0	mA	
Output Noise Voltage	V_{NO}	Fig. 2	$T_a=25\text{ }^\circ\text{C}$, $10\text{Hz} \leq f \leq 100\text{kHz}$	-	90	-	μV_{rms}	
Ripple Rejection Ratio	RR	Fig. 3	$f=120\text{Hz}$, $15\text{V} \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$,	55	71	-	dB	
Dropout Voltage	V_D	Fig. 1	$I_{OUT}=1.0\text{A}$, $T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$	-	2.0	-	V	
Short Circuit Current Limit	I_{SC}	Fig. 1	$T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$	-	0.7	-	A	
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TC_{VO}	Fig. 1	$I_{OUT}=5\text{mA}$, $0\text{ }^\circ\text{C} \leq T_j \leq 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	-1.6	-	$\text{mV}/^\circ\text{C}$	

Додаток 3. Характеристика 1N4001

Features

- Low forward voltage drop.
- High surge current capability.



DO-41

COLOR BAND DENOTES CATHODE

Absolute Maximum Ratings * $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value							Units
		4001	4002	4003	4004	4005	4006	4007	
V_{RRM}	Peak Repetitive Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
$I_{F(AV)}$	Average Rectified Forward Current .375 " lead length @ $T_A = 75^\circ\text{C}$	1.0							A
I_{FSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single Half-Sine-Wave	30							A
I^2t	Rating for Fusing ($t < 8.3\text{ms}$)	3.7							A^2sec
T_{STG}	Storage Temperature Range	-55 to +175							$^\circ\text{C}$
T_J	Operating Junction Temperature	-55 to +175							$^\circ\text{C}$

* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units	
V_F	Forward Voltage @ 1.0A	1.1	V	
I_{rr}	Maximum Full Load Reverse Current, Full Cycle $T_A = 75^\circ\text{C}$	30	μA	
I_R	Reverse Current @ Rated V_R	$T_A = 25^\circ\text{C}$	5.0	μA
		$T_A = 100^\circ\text{C}$	50	μA
C_T	Total Capacitance $V_R = 4.0\text{V}$, $f = 1.0\text{MHz}$	15	pF	

Typical Performance Characteristics

Figure 1. Forward Current Derating Curve

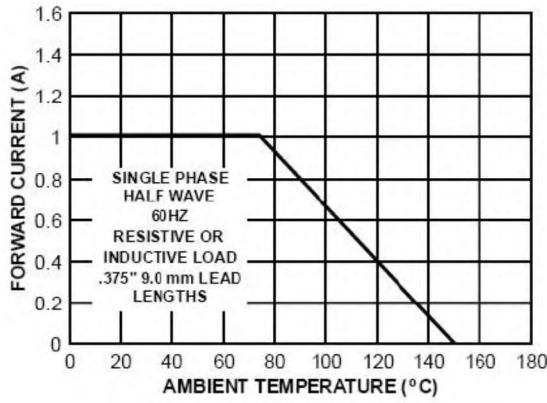


Figure 2. Forward Characteristics

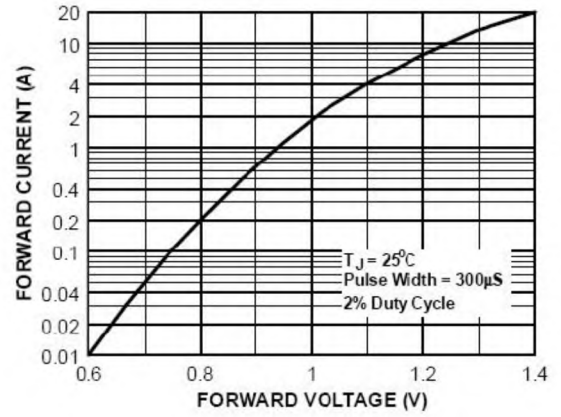


Figure 3. Non-Repetitive Surge Current

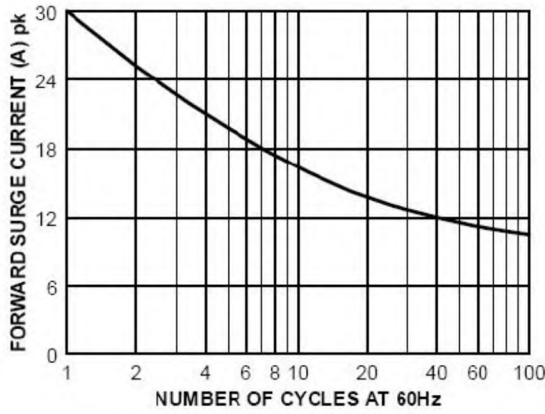


Figure 4. Reverse Characteristics

