

**НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ ДЕРЖАВНОЇ ПРИКОРДОННОЇ СЛУЖБИ УКРАЇНИ  
ІМЕНІ БОГДАНА ХМЕЛЬНИЦЬКОГО**

---

**КАФЕДРА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ ТА ІНФОРМАЦІЙНИХ  
СИСТЕМ**

**МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ**

**для виконання курсового проектування з дисципліни:  
«ОСНОВИ СХЕМОТЕХНІКИ»**

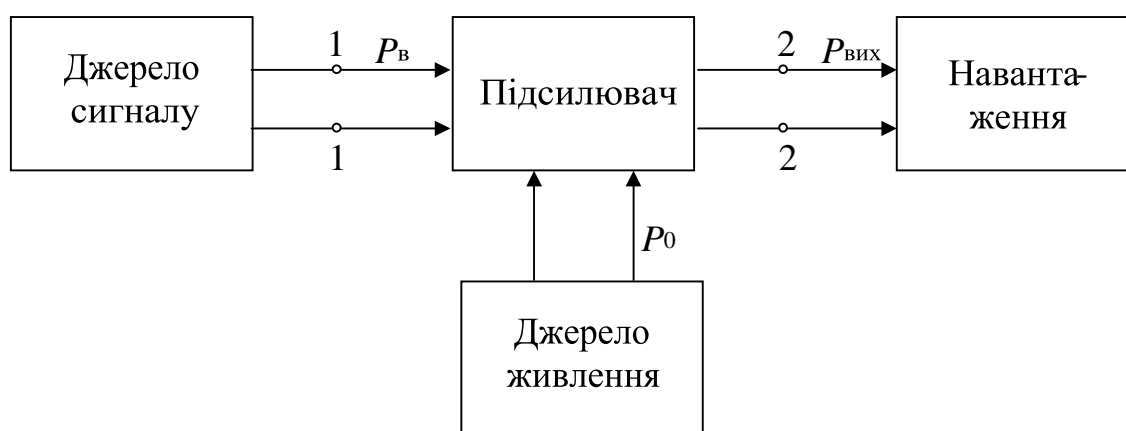
## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b>	<b>3</b>
<b>1 ЗМІСТ КУРСОВОЇ РОБОТИ</b>	<b>5</b>
<b>2 ЗАВДАННЯ НА КУРСОВЕ ПРОЕКТУВАННЯ</b>	<b>6</b>
<b>3 КОРОТКІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ</b>	<b>7</b>
3.1. Основні типи підсилювачів	7
3.2. Параметри підсилювачів і їх розрахунок	8
3.3. АЧХ і ФЧХ підсилювачів	10
3.4. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі	12
3.5. Вихідні каскади підсилювачів	15
3.5.1. Однотактний трансформаторний каскад	15
3.5.2. Двотактний вихідний трансформаторний каскад	17
3.5.3. Двотактний вихідний безтрансформаторний каскад	18
<b>4 РОЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПІДСИЛЮВАЧА</b>	<b>20</b>
4.1. Визначення кількості каскадів	20
4.2. Розподіл спотворень по каскадах	20
<b>5 РОЗРАХУНОК ВИХІДНОГО КАСКАДУ</b>	<b>22</b>
5.1. Вибір транзистора	22
5.2. Розрахунок режиму роботи транзистора	22
5.3. Розрахунок еквівалентних параметрів транзистора і побудова динамічної характеристики каскаду	23
5.4. Розрахунок кіл зсуву робочої точки транзистора і термостабілізації	25
5.5. Розрахунок основних характеристик вихідного каскаду в області верхніх частот	26
5.6. Розрахунок підсилювача в області низьких частот	27
<b>6 РОЗРАХУНОК КАСКАДІВ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ</b>	<b>29</b>
6.1. Розрахунок проміжних каскадів	29
<b>7 ПРИКЛАД РОЗРАХУНКУ ДВОКАСКАДНОГО ПІДСИЛЮВАЧА НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ</b>	<b>31</b>
7.1. Розрахунок параметрів вихідного каскаду	31
7.2. Розрахунок параметрів каскаду попереднього підсилення	37
<b>8 ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ПРОЕКТУВАННЯ</b>	<b>43</b>
8.1. Вибір номіналів і типів елементів схеми	43
8.2. Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	43
<b>Перелік використаної літератури</b>	<b>44</b>
<b>Додаток 1</b> Вихідні дані для розрахунку підсилювача	<b>45</b>
<b>Додаток 2</b> Параметри і характеристики транзисторів, що рекомендуються до застосування в підсилювачах низької частоти	<b>46</b>
<b>Додаток 3</b> Стандартизовані ряди номінальних значень	<b>53</b>
<b>Додаток 4</b> Приклад оформлення схеми електричної принципової Підсилювача	<b>54</b>

## ВСТУП

Методичні вказівки присвячені питанням проектування низькочастотних підсилювачів, як одного з класів аналогових електронних пристроїв.

**Підсилювач електричних сигналів** – це електронний пристрій, призначений для збільшення потужності, напруги або струму сигналу, підведеного до його входу, без істотного спотворення його форми. Оскільки потужність сигналу на виході підсилювача більша, ніж на вході, то за законом збереження енергії підсилювальний пристрій повинен включати джерело живлення. Тоді узагальнену структурну схему підсилювального пристрою можна зобразити, як показано на рис. 1.



*Рисунок 1 – Узагальнена структурна схема підсилювача*

Від джерела живлення підсилювач відбирає потужність  $P_0$ , необхідну для підсилення вхідного сигналу. Джерело сигналу забезпечує потужність на вході підсилювача  $P_{вх}$ , вихідна потужність  $P_{вих}$  виділяється на активній частині навантаження. У підсилювачі для потужностей виконується нерівність:  $P_{вх} < P_{вих} < P_0$ . Отже, підсилювач – це керований вхідним сигналом перетворювач енергії джерела живлення в енергію вихідного сигналу. Перетворення енергії здійснюється за допомогою підсилювальних елементів (ПЕ) біполярних транзисторів, польових транзисторів, електронних ламп, інтегральних мікросхем (ІМС), варикапів та інших.

Якщо джерело живлення включити в підсилювач, то для сигналу відносно двох пар вхідних і вихідних клем підсилювач можна розглядати як нелінійний активний чотириполісник. За теоремою про еквівалентний генератор джерело сигналу можна замінити генератором ЕРС  $E_s$  і внутрішнім опором  $Z_s$ , а опір навантаження можна замінити еквівалентним опором  $Z_n$ .

Простий підсилювач містить один підсилювальний елемент. Один підсилювальний елемент з приєднаними до нього елементами живлення і зв'язку утворюють каскад підсилення.

У більшості випадків підсилення одного каскаду недостатньо, тому підсилювач містить декілька каскадів підсилення, утворюючи багатокаскадний пристрій. Каскади з'єднані таким чином, що сигнал, підсилений одним каскадом, підводиться до входу другого, потім до третього і т.д.

Структурну схему типового багатокаскадного підсилювача наведено на рис. 2.



Рисунок 2 – Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Вхідний каскад і попередній підсилювач призначені для підсилення сигналу до значення, необхідного для подачі на вхід підсилювача потужності (вихідного каскаду). Кількість каскадів попереднього підсилення визначається необхідним підсиленням. Вхідний каскад забезпечує, за необхідності, узгодження з джерелом сигналу, шумові параметри підсилювача і необхідні регулювання.

Вихідний каскад (каскад підсилення потужності) призначений для віддачі у навантаження заданої потужності сигналу за мінімальних спотворень його форми і максимальному ККД.

Проектування підсилювальних пристроїв – це процес, який залежить від інтуїції, знань і досвіду розробника. Саме багатофакторність процесу проектування викликає певні труднощі у початківців-розробників, до яких, власне, і відносяться курсанти. Ці труднощі посилюються ще і тим, що навчальна література з проектування підсилюючих пристроїв в значній мірі застаріла, містить багато суперечних моментів і взаємовиключних висновків.

У методичних вказівках робиться головний акцент на розгляд безпосередніх питань проектування підсилюючих пристроїв, вважаючи, що необхідні теоретичні відомості та практичні навички отримані курсантами на лекційних, практичних та лабораторних заняттях.

## 1 ЗМІСТ КУРСОВОЇ РОБОТИ

Курсова робота містить 5 завдань, кожне з яких має 25 варіантів. Номер варіанта відповідає номеру, під яким курсант записаний у журнал навчальної групи.

### **Завдання 1.**

Провести розрахунок структурної схеми підсилювача. Початкові дані для проектування наведені в додатку 1.

Розрахувати загальний коефіцієнт підсилення, кількість каскадів і розподіл частотних спотворень.

### **Завдання 2.**

Провести розрахунок вихідного каскаду підсилювача низьких частот.

➤ на підставі проведених розрахунків провести вибір біполярного транзистора;

➤ виконати графоаналітичний розрахунок динамічних режимів каскаду і характеристик, що забезпечують роботу в класі А;

➤ розрахувати елементи кола емітерної термостбілізації, кіл зміщення, що забезпечують певне положення робочої точки транзистора на його динамічних характеристиках;

➤ розрахувати величини ємностей роздільних конденсаторів;

➤ розрахувати величину коефіцієнта підсилення вихідного каскаду;

➤ провести моделювання розрахованої схеми в будь-якому середовищі моделювання електричних схем.

### **Завдання 3.**

Провести розрахунок попереднього каскаду підсилювача низьких частот при цьому виконати дії завдання 2 а також;

➤ розрахувати параметри та номінали елементів фільтруючого кола;

➤ розрахувати загальний коефіцієнт підсилення.

### **Завдання 4.**

За результатами проектування накреслити схему електричну принципову розрахованого підсилювача (формат А4). Схему електричну принципову виконати і оформити згідно ГОСТ-2.701÷2.759 – 71. Також виконати перелік елементів до схеми електричної принципової розрахованого підсилювача який оформлюється згідно ГОСТ-2.701 – 84.

### **Завдання 5.**

За результатами моделювання оформити отримані АЧХ і ФЧХ розрахованого підсилювача (формат А4).

## 2 ЗАВДАННЯ НА КУРСОВЕ ПРОЕКТУВАННЯ

При проектуванні підсилюючих пристроїв вирішують ряд завдань, пов'язаних зі складанням схеми, що як найкраще задовольняє вимогам технічного завдання (ТЗ). Також проводиться розрахунок цієї схеми на основі обраних параметрів і режимів роботи її елементів.

У методичних вказівках даються рекомендації по ескізного розрахунку низькочастотних підсилювачів з верхньою граничною частотою ( $f_v$ ) номіналом порядку десятків кілогерц, що працюють в узгодженому режимі і побудовані на базі біполярних транзисторів.

Режим узгодження зазвичай передбачає рівність внутрішнього опору джерела сигналу, вхідного і вихідного опору підсилювальних пристроїв, опору навантаження - хвильовому опору тракту передачі сигналу.

У технічному завданні на розрахунок підсилювальних пристроїв зазвичай задають коефіцієнт підсилення по напрузі  $K$ , верхню і нижню граничні частоти  $f_v$  і  $f_n$  при заданих коефіцієнтах частотних спотворень  $M_v$  і  $M_n$ , рівень нелінійних спотворень, вимоги до стабільності характеристик у діапазоні температур і т.д.

Ескізний розрахунок підсилювальних пристроїв полягає у виборі підсилювального елемента, розрахунку кількості каскадів, розподілу по каскадах частотних спотворень так, щоб їх сумарна величина не перевищувала задану.

Попередньо частотні спотворення розподіляють по каскадах рівномірно. У процесі розрахунку їх зазвичай доводиться перерозподіляти для ослаблення вимог до якогось каскаду, найчастіше до вхідного.

В даний час для проектування підсилювальних пристроїв широко використовуються ЕОМ з різними пакетами програм схемо-технічного проектування. Однак перший етап проектування являє собою ручний ескізний розрахунок, що дає наближений розв'язок поставленої задачі, уточнення якого проводиться далі на ЕОМ.

### 3 КОРОТКІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

Підсилення сигналу - це процес збільшення його амплітуди. Зазвичай цей процес супроводжується деякою зміною форми сигналу, що підсилюється. Відхилення форми підсиленого вихідного сигналу від форми вхідного називається спотворенням, тому необхідні відомості про підсилювач повинні включати не лише кількісну оцінку самого ефекту підсилення, але і міру спотворень сигналу який підсилюється. Перелік відомостей, що характеризують основні властивості підсилювача, називають його показниками.

До основних показників підсилювача відносяться: коефіцієнт підсилення, амплітудна, частотна, фазова і перехідна характеристики підсилювача, допустимий рівень лінійних і нелінійних спотворень сигналу, рівень власних шумів підсилювача, його коефіцієнт корисної дії, необхідний рівень напруги вихідного сигналу на заданому навантаженні, динамічний діапазон зміни вхідного і вихідного сигналів.

#### 3.1. Основні типи підсилювачів

По типу вхідних електричних сигналів підсилювачі можна розділити на дві групи:

1. Підсилювачі гармонійних сигналів (або гармонійні підсилювачі), призначені для підсилення квазіперіодичних сигналів різної величини і форми, тобто сигналів, гармонійні складові яких змінюються набагато повільніше за тривалість процесів, що встановлюються, в колах підсилювача. До гармонійних відносяться: мікрофонні і магнітофонні підсилювачі, підсилювачі відтворення звукового супроводу відео і музики, вимірювальні підсилювачі і т. д.

2. Підсилювачі імпульсних сигналів (або імпульсні підсилювачі), призначені для підсилення імпульсних сигналів різної величини і форми. Процеси, що встановлюються, в колах цих підсилювачів повинні протікати з такою швидкістю, аби не спотворювати недопустимим чином форму імпульсів що підсилюються. До імпульсних підсилювачів відносяться підсилювачі імпульсних систем зв'язку, імпульсних пристроїв радіолокації і радіонавігації, багато підсилювачів систем регулювання і управління, телевізійні відеопідсилювачі і т. д.

По ширині смуги і абсолютним значенням робочих частот підсилювачі ділять на наступні типи:

Підсилювачі постійного струму (точніше, підсилювачі повільно змінної напруги і струмів), призначені для підсилення електричних коливань будь-якої частоти в межах від нижньої робочої частоти  $f_n = 0$  до верхньої робочої частоти  $f_B$ , тобто підсилювачі, що підсилюють як змінні складові сигналу, так і його постійну складову.

Підсилювачі змінного струму, призначені для підсилення електричних коливань будь-якої частоти в межах від  $f_n > 0$  до  $f_B$ , але нездатні підсилювати постійну складову сигналу.

Підсилювачі високої частоти (ПВЧ), призначені для підсилення електричних коливань несучої частоти (як модульованої, так і не модульованої), що наприклад, приймається антеною радіоприймального пристрою. ПВЧ можна підрозділити на підсилювачі радіочастоти, що підсилюють електричні коливання несучої частоти і підсилювачі проміжної частоти, що підсилюють електричні коливання перетвореної частоти. ПВЧ характеризуються відношенням вищої робочої частоти до нижчої, близьким до одиниці ( $f_v/f_n < 1,1$ ), оскільки спектральні складові модульованого коливання тісно групуються поблизу несучої частоти або проміжної.

Підсилювачі низької частоти (ПНЧ), призначені для підсилення гармонійних складових сигналу в звуковому діапазоні. Таку назву цей тип підсилювачів отримав на початку розвитку радіотехніки, коли по радіо передавалися лише мова, музика і телеграфні сигнали невисокої швидкості, через що гармонійні складові неперетвореного сигналу дійсно мали низьку частоту, що не перевищує десятка кілогерц.

Підсилювачі низької частоти характеризуються великим відношенням верхньої робочої частоти до нижньої, що складає 10...500 для підсилювачів звукових частот і значенням, що перевищує  $10^5$  для деяких типів відео підсилювачів.

Підсилювачі з верхньою робочою частотою порядку сотні кілогерц і вище, що одночасно мають велике відношення верхньої робочої частоти до нижньої, зазвичай називають широкосмуговими підсилювачами.

Крім того, підсилювачі поділяються на підсилювачі прямого підсилення, в яких електричні коливання підсилюються безпосередньо без перетворення частоти цих коливань, і підсилювачі з перетворенням, в яких спектр частот вхідних коливань перетворюється (відбувається зміщення по частоті).

Вибіркові підсилювачі підсилюють електричні сигнали у вузькій смузі частот; їх підсилення різко спадає на частотах вище і нижче за середню частоту. Вибіркові підсилювачі розділяють на резонансні, підсилення яких із зміною частоти змінюється відповідно до закону зміни повного опору паралельного резонансного контуру, і вузькосмугові, підсилення яких майже постійне у вузькій смузі частот і різко спадає за її межами.

За призначенням підсилювачі поділяють на телевізійні, радіолокаційні, широкосмугові, магнітофонні, вимірювальні і т. д.

По типу підсилювальних (активних) елементів підсилювачі поділяються на лампові, транзисторні, магнітні, надпровідникові (кріотронні) і ін.; дві перші групи зазвичай називають електронними підсилювачами.

### 3.2 Параметри підсилювачів і їх розрахунок

Коефіцієнт підсилення – один з найважливіших показників підсилювача. Він показує в скільки разів корисний сигнал у заданому навантаженні на виході підсилювача більше сигналу, що створюється джерелом на його вході. Корисний сигнал на виході може визначатися напругою, струмом або потужністю. Відповідно до цього підсилювач характеризують його



коефіцієнтами підсилення напруги  $K_U$ , струму  $K_I$  або потужності  $K_P$ . Вони визначаються в сталому режимі при синусоїдальному вхідному сигналі.

Коефіцієнтом підсилення потужності  $K_P$  називають число, яке показує в скільки разів потужність  $P_2$ , що віддається підсилювачем в його кінцеве навантаження  $Z_n$ , більша потужності  $P_1$ , що підводиться до його вхідних затисків:

$$K_P = P_2/P_1 \quad (1.1)$$

Зазвичай інтерес представляє активна потужність  $P_2$ , що віддається підсилювачем в навантаження, і активна потужність  $P_1$ , що забирається ним від джерела вхідних сигналів. В цьому випадку  $K_P$  визначається дійсним числом.

Коефіцієнтом підсилення напруги (струму) підсилювача називається відношення його вихідної напруги  $U_2$  (струму  $I_2$ ) до вхідної напруги  $U_1$  (струму  $I_1$ ):

$$K_U = U_2/U_1 \quad (1.2)$$

$$K_I = I_2/I_1 \quad (1.3)$$

Наявність в схемі підсилювача і його навантаженні реактивних елементів призводить до залежності коефіцієнтів підсилення від частоти. Особливий інтерес при розрахунку підсилювачів мають значення коефіцієнтів підсилення в області середніх частот, в межах якої вони практично не залежать від частоти. Зазвичай їх називають номінальними коефіцієнтами підсилення і приписують їм додатковий індекс – «нуль». Таким чином

$$K_{0U} = U_{02}/U_{01}$$

$$K_{0I} = I_{02}/I_{01}$$

представляють номінальні коефіцієнти підсилення в області середніх частот і характеризуються дійсними числами.

Для оцінки відношення двох величин однакової розмірності широкого застосування в підсилювальній техніці знаходить спеціальна логарифмічна одиниця децибел. Для вираження коефіцієнтів підсилення в децибелах користуються наступними співвідношеннями:

$$\begin{cases} K_{P(\text{дБ})} = 10 \lg K_P = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \\ K_{U(\text{дБ})} = 20 \lg K_U = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} \\ K_{I(\text{дБ})} = 20 \lg K_I = 20 \lg \frac{I_2}{I_1} \end{cases} \quad (1.4)$$

Активний елемент (лампа, транзистор) спільно зі всіма допоміжними елементами, що забезпечують його нормальну роботу в лінійному режимі, утворюють пристрій, який називається підсилювальним каскадом. Коли підсилення, що створюється таким пристроєм, виявляється недостатнім, застосовують послідовне включення декількох каскадів (рис. 3).

Результуюче підсилення напруги такого підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих каскадів які входять в нього, тобто

$$K_U = \frac{U_3}{U_1} = \frac{U_3}{U_2} \frac{U_2}{U_1} = K_{U2} K_{U1}$$

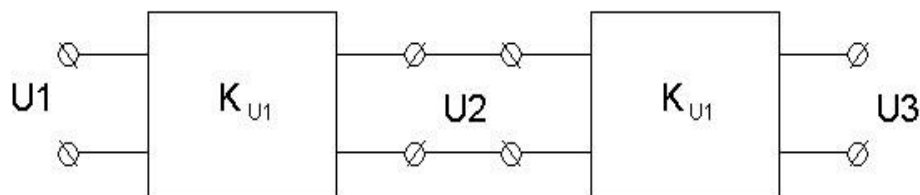


Рисунок 3 – Послідовне включення декількох каскадів підсилення

Аналогічний результат має місце, якщо розглядати результуючий коефіцієнт підсилення струму або потужності. Таким чином, в загальному випадку

$$K_n = \prod_{j=1}^n K_{(j)}, \quad (1.5)$$

де  $K_{(j)}$  – коефіцієнт підсилення  $j$ -го каскаду по напрузі, струму або потужності,  $n$  – кількість каскадів,  $K_n$  – результуючий коефіцієнт підсилення по напрузі, струму або потужності.

Дуже великий вхідний опір електронних ламп приводить до того, що лампові підсилювачі практично не споживають струму від джерела вхідного сигналу ( $I_I = 0$ ). Природньо, що використання коефіцієнтів підсилення струму і потужності для оцінки властивостей таких підсилювачів позбавляється сенсу. Тому їх підсилювальні властивості характеризують лише коефіцієнтом підсилення по напрузі  $K_U$ .

Транзисторні підсилювачі, на відміну від лампових, володіють порівняно малим вхідним опором і споживають від джерела сигналів помітний струм. Тому для транзисторних підсилювачів мають сенс всі три коефіцієнти підсилення.

### 3.3 АЧХ і ФЧХ підсилювачів

Форма сигналу на виході лінійного підсилювача може відрізнятись від форми сигналу на його вході в двох випадках:

1) коли окремі гармонійні складові вхідного сигналу підсилюються неоднаково;

2) коли фазові зсуви, яких набувають гармонійні складові сигналу, пройшовши через підсилювач, призводять до їх взаємного зміщення в часі.

Спотворення форми сигналу в лінійній системі, викликані цими причинами, називаються лінійними спотвореннями.

Характер і величину лінійних спотворень можна розглянути по частотній і фазовій характеристиках.

Частотною характеристикою підсилювача називається залежність модуля коефіцієнта підсилення  $K(\omega)$  від частоти. Типовий вигляд частотної характеристики (АЧХ) приведений на рис 4, а. Зазвичай для осі ординат

використовують логарифмічний масштаб, для осі абсцис – лінійний, або логарифмічний. Необхідність в останньому може обумовлюватись широким частотним діапазоном.

Граничними частотами  $\omega_n$  і  $\omega_b$  називають частоти, на яких підсилення зменшується до заданої (допустимої) величини, відносно підсилення  $K_0$ . Діапазон частот від  $\omega_n$  до  $\omega_b$ , що дорівнює  $\Delta\omega$ , називається смугою пропускання підсилювача.

Весь діапазон частот підсилювача умовно розбивають на область середніх частот, в межах якої підсилення практично не залежить від частоти, і області нижніх і верхніх частот (рис. 4, б), в межах яких підсилення істотно змінюється в залежності від частоти. Значення  $K_0$  в області середніх частот визначає номінальний коефіцієнт підсилення. Зміна з частотою коефіцієнта підсилення в області нижніх і вищих частот характеризує частотні спотворення сигналу, що підсилюється.

Фазова характеристика (ФЧХ) підсилювача  $\varphi(\omega)$  показує залежність від частоти фазового зсуву вихідного гармонійного коливання відносно вхідного. Ця залежність визначається аргументом комплексного коефіцієнта підсилення. Типовий вигляд фазової характеристики показаний на рис. 5, а. По осі ординат відкладений фазовий кут в градусах або радіанах в лінійному масштабі, по осі абсцис – частота в лінійному масштабі. На рис. 5, б та ж фазова характеристика зображена при логарифмічному масштабі осі частот.

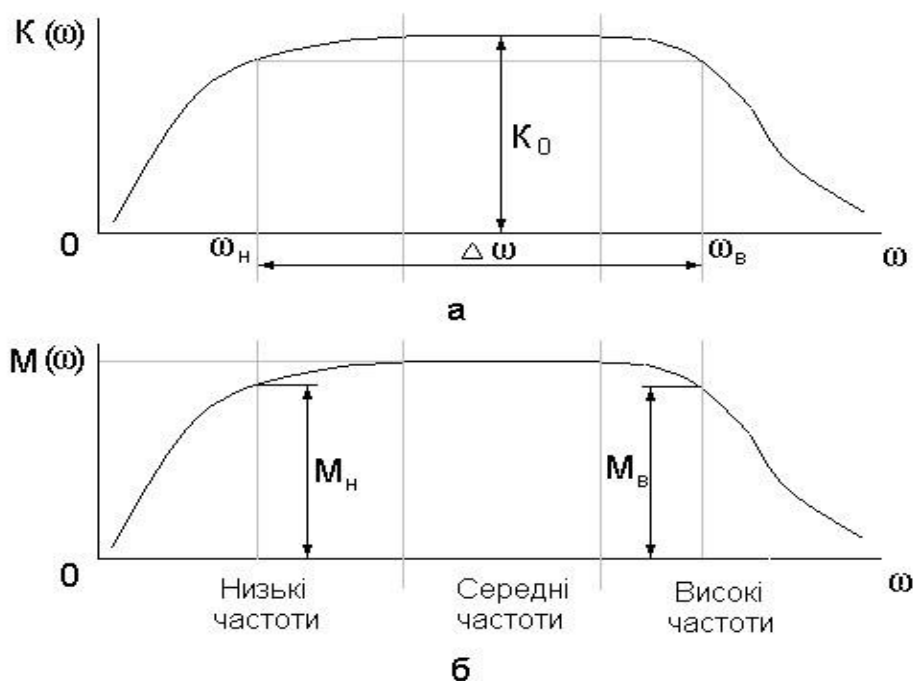


Рисунок 4 – Частотна характеристика підсилювача

Фазова характеристика, яка не створює спотворень форми коливань що підсилюються, характеризується лінійною залежністю фазового кута від частоти

$$\varphi(\omega) = -t_3\omega \quad (1.6)$$

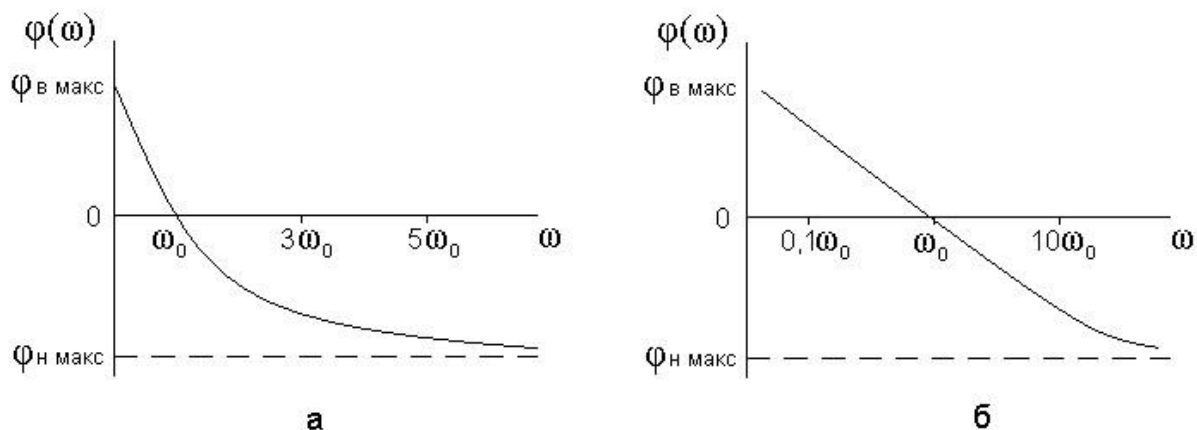


Рисунок 5 – Фазова характеристика підсилювача

Залежність (1.6) визначає вигляд ідеальної фазової характеристики підсилювача. Вона є прямою, що виходить з початку координат. Тангенс кута нахилу цієї прямої

$$\operatorname{tg} \alpha = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega} = -t_3$$

визначає час запізнювання  $t_3$ .

При оцінюванні спотворень, що створюються фазовими зсувами в підсилювачі, інтерес представляє не сама величина фазового зсуву, а характер його зміни з частотою. Якщо забезпечується постійність  $t_3$ , тобто  $\varphi(\omega)$  лінійно змінюється з частотою, то спотворення форми сигналу відсутні. Інакше виникають спотворення. Таким чином, спотворення форми сигналу викликане відхиленням  $\Delta\varphi$  реальної фазової характеристики від ідеальної і обумовлене нелінійністю фазової характеристики.

### 3.4 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі

Проста схема транзисторного підсилювального каскаду із загальним емітером і живленням від одного джерела показана на рис. 6.

Вхідний сигнал поступає на базу і змінює її потенціал відносно заземленого емітера. Це призводить до зміни струму бази, а отже, до зміни струму колектора і напруги на опорі навантаження  $R_K$ . Розділовий конденсатор  $C_{p1}$  служить для запобігання протіканню постійної складової струму бази через джерело вхідного сигналу. За допомогою конденсатора  $C_{p2}$  на вихід каскаду подається змінна складова напруги  $U_{KE}$ , що змінюється за законом вхідного сигналу, але, який значно перевищує його по величині. Важливу роль грає резистор  $R_B$  в колі бази, що забезпечує вибір робочої точки на характеристиках транзистора і визначає режим роботи каскаду по постійному струму. Процес підсилення можна відобразити наступним взаємозв'язком електричних величин:

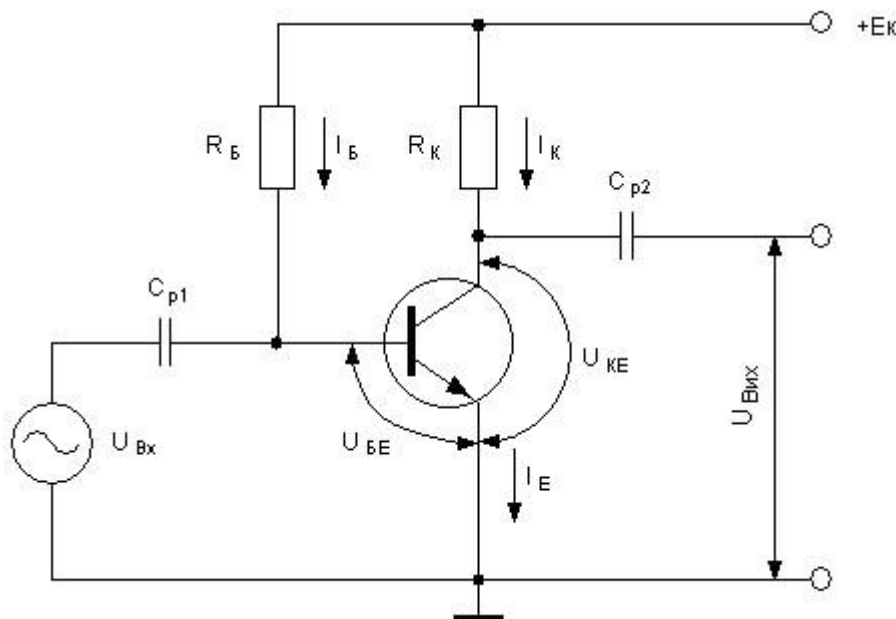


Рисунок 6 - Спрощена схема транзисторного підсилювального каскаду із загальним емітером

$$U_{mBx} \rightarrow I_{Bm} \rightarrow I_{Km} \rightarrow I_{Km}R_K \rightarrow (U_{KE} = E_K - I_{Km}R_K) = U_{mBux} \gg U_{mBx}$$

Дійсно розглядаючи спочатку рис. 7 а, а потім рис. 7 б, можна переконатися в тому, що напруга вхідного сигналу з амплітудою  $U_{mBx} = U_{BEt}$  змінює величину струму бази.

Ці зміни струму бази викликають в колекторному колі пропорційні зміни струму колектора і напруги на колекторі, причому амплітуда колекторної напруги (з урахуванням масштабу по осі абсцис) виявляється значно більше амплітуди напруги на базі.

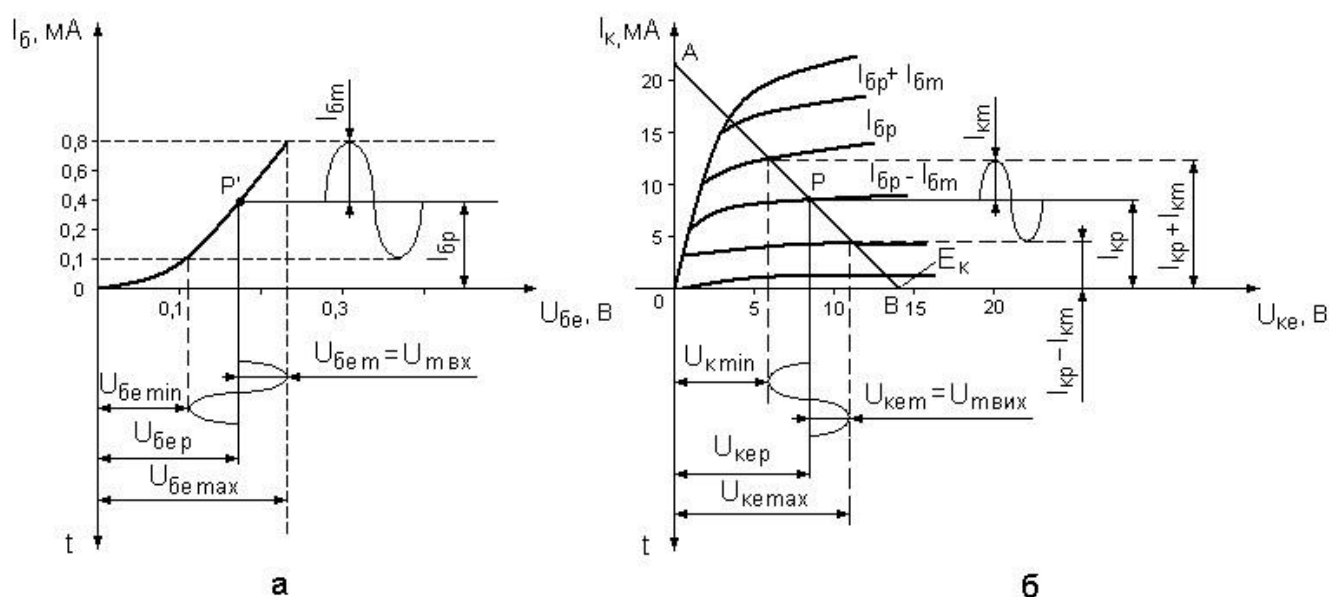


Рисунок 7 – Графічне пояснення процесу підсилення сигналу схемою із загальним емітером

Для отримання найменших спотворень вихідного сигналу, робочу точку **Р** слід розташовувати на середині прямої навантаження **АВ**, побудованої на сімействі вихідних характеристик транзистора. З рис. 7, б видно, що положення робочої точки **Р** відповідає струму зсуву в колі бази  $I_{Бр}$ . Для отримання вибраного режиму необхідно в підсилювачі забезпечити необхідну величину струму зсуву в колі бази. Для цього служить резистор  $R_B$  в схемі рис. 6. Величину опору цього резистора розраховують по формулі:

$$R_B = \frac{E_K - U_{БЕР}}{I_{Бр}} \approx \beta \frac{E_K}{I_{Кр}}, \quad (1.7)$$

де  $I_{Бр}$  та  $I_{Кр}$  – постійні складові струму бази і колектора у вибраних робочих точках **Р'** і **Р** відповідно. Схема приведена на рис. 6 називається схемою з фіксованим базовим струмом.

Схема з фіксованою напругою зсуву на базі представлена на рис. 8.

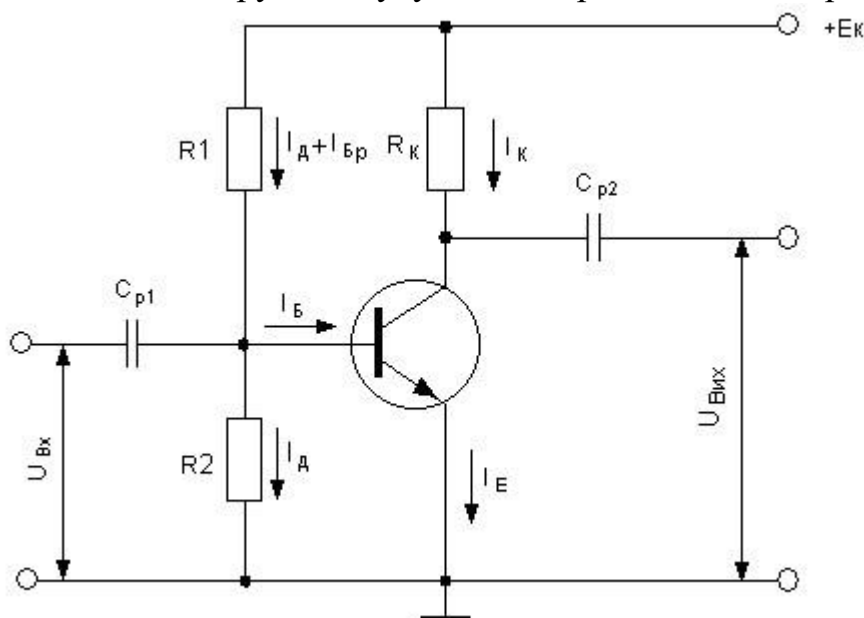


Рисунок 8 - Резистивний підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з фіксованою напругою зсуву на базі

У цій схемі резистори  $R_1$  і  $R_2$  підключені паралельно джерелу живлення  $E_K$ , складають дільник напруги. Опори дільника визначаються із співвідношень:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЕР}}{I_Д + I_{Бр}} \quad (1.8)$$

$$R_2 = \frac{U_{БЕР}}{I_Д} \quad (1.9)$$

Струм дільника  $I_Д$  зазвичай вибирають в межах:

$$I_Д = (2 \div 5) I_{Бр} \quad (1.10)$$

При побудові схем транзисторних підсилювачів доводиться приймати заходи для стабілізації положення робочої точки на характеристиках. Основний дестабілізуючий чинник, що порушує стійку роботу транзисторної схеми – вплив температури. Найбільшого поширення набула схема приведена на рис. 9.

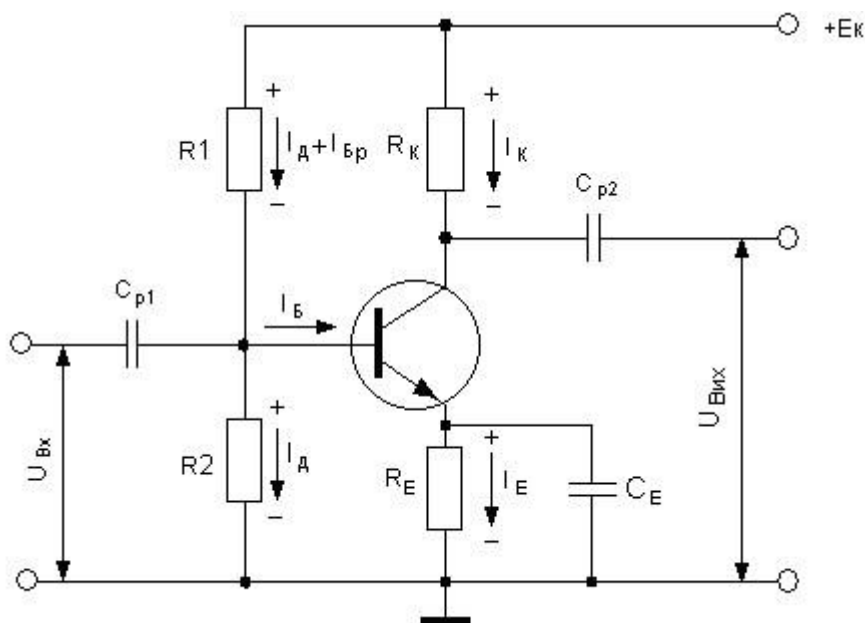


Рисунок 9 – Схема термостабілізації режиму транзисторного каскаду

У цій схемі назустріч фіксованій прямій напрузі зсуву, що знімається з резистора R2, включена напруга, що виникає на резисторі R<sub>E</sub> при проходженні через нього струму емітера I<sub>E</sub>.

При збільшенні температури, постійна складова колекторного струму зросте. Оскільки  $I_E = I_K + I_B$ , це збільшення струму I<sub>K</sub> призведе до збільшення струму емітера I<sub>E</sub> і падіння напруги на резисторі R<sub>E</sub>. В результаті напруга між емітером і базою U<sub>BE</sub> зменшиться, що приведе до зменшення струму бази I<sub>B</sub>, а отже і струму колектора I<sub>K</sub>. Навпаки, якщо з якої-небудь причини колекторний струм зменшиться, то зменшиться і напруга на резисторі R<sub>E</sub>, а пряма напруга U<sub>BE</sub> зросте. При цьому збільшиться струм бази і струм колектора.

У більшості випадків резистор R<sub>E</sub> шунтується конденсатором C<sub>E</sub> досить великої ємності. Це робиться для відведення змінної складової струму емітера від резистора R<sub>E</sub>.

### 3.5 Вихідні каскади підсилювачів

#### 3.5.1 Однотактний трансформаторний каскад

Однотактний вихідний трансформаторний каскад працює в режимі класу А. У вигляді колекторного навантаження він має первинну обмотку трансформатора, що погоджує опір навантаження з вихідним опором каскаду (рис. 10).

Вихідні каскади підсилення є підсилювачами потужності. Вживання трансформаторів, що погоджують, дозволяє здійснювати оптимальне узгодження виходу підсилювача з навантаженням. В цьому випадку можна вважати, що  $P_1 = P_2$ , де P<sub>1</sub> – потужність первинної обмотки, а P<sub>2</sub> – потужність вторинної обмотки, або, що те ж саме, потужність навантаження.

$$\frac{U_1^2}{R_{\text{Конт}}} = \frac{U_2^2}{R_{\text{Н}}} \quad (1.11)$$

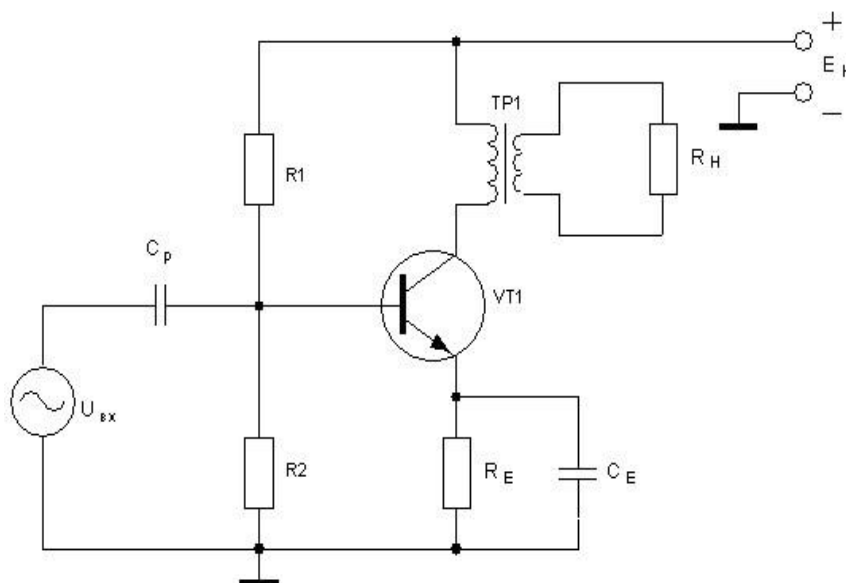


Рисунок 10 - Однотактний вихідний трансформаторний каскад

Розділимо обидві частини останнього рівняння на  $U_1^2$ .

Отримаємо:

$$\frac{1}{R_{\text{Конт}}} = \left( \frac{U_2}{U_1} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_H}, \quad (1.12)$$

де  $\frac{U_2}{U_1}$  - коефіцієнт трансформації,  $\frac{1}{R_{\text{Конт}}} = h^2 \cdot \frac{1}{R_H}$ ;  $n = \sqrt{\frac{R_H}{R_{\text{Конт}}}}$ ;

$$R_{\text{Конт}} = \frac{U_{K1}}{I_{K1}}.$$

На рис. 11 площа **ABC** є потужністю, що віддається підсилювачем в навантаження.

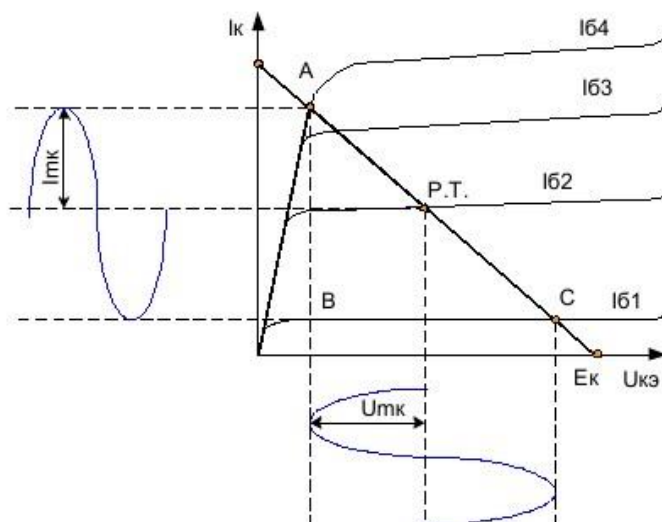


Рисунок 11 – Вихідна характеристика підсилювального каскаду



$$P = \frac{2 \cdot I_{мк} \cdot 2U_{мк}}{2} \quad (1.13)$$

$$P = 2 \cdot U_{мк} \cdot I_{мк} \cdot \eta \quad (1.14)$$

З врахуванням ККД трансформатора, потужність  $P$ , що віддається в навантаження, буде рівна  $\eta = 60 \div 70\%$ . Застосовуються одноктактні вихідні каскади для підсилення невеликих потужностей. Недоліками є всі недоліки трансформаторного міжкаскадного зв'язку.

### 3.5.2 Двотактний трансформаторний каскад

У вхідному колі включений трансформатор  $Tr1$  з середньою точкою у вторинній обмотці. Це дозволяє отримати на базах транзисторів  $VT1$  і  $VT2$  дві однакових по амплітуді і протилежних по фазі напруги (рис. 12).

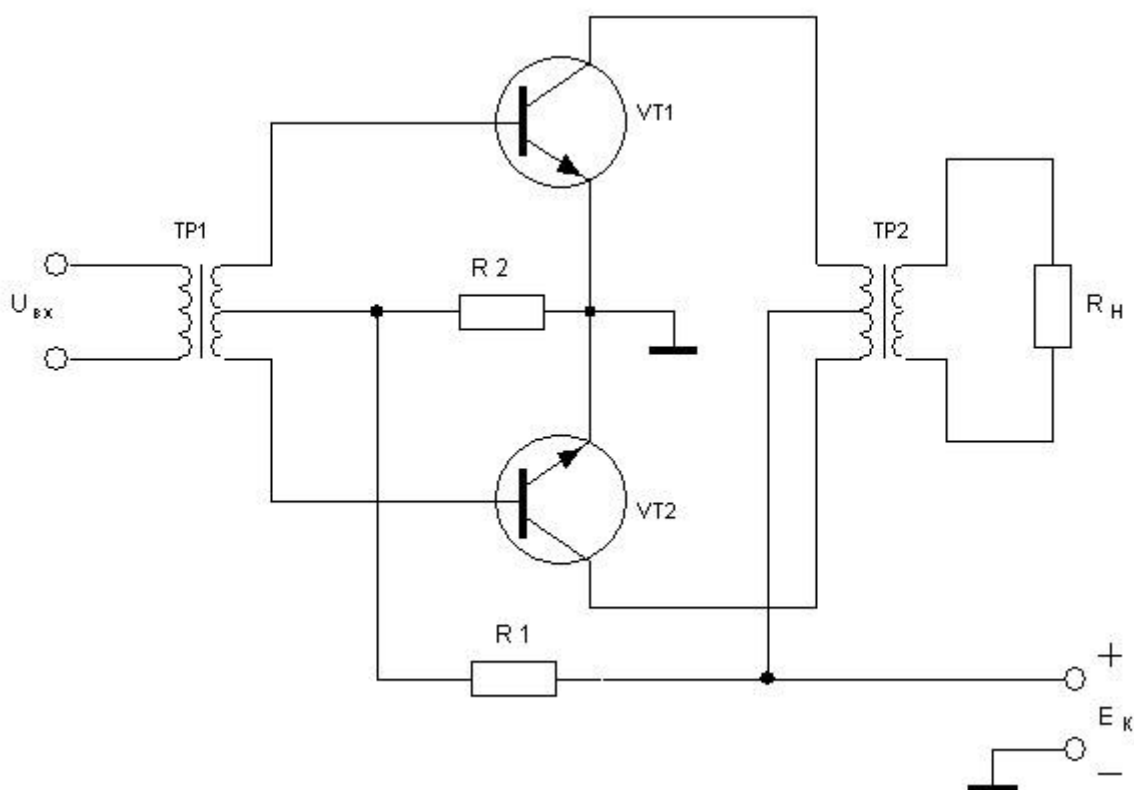


Рисунок 12 - Двотактний вихідний трансформаторний каскад

Двотактні підсилювальні каскади працюють в режимах класів В або АВ.

Коли на бази транзисторів подаватиметься позитивна напруга вони знаходитимуться у відкритому стані і через них протікатимуть струми від плюса  $E_k$ , середню точку  $Tr2$ , половину первинної обмотки  $Tr2$ , перехід колектор – емітер транзистора, загальний дріт, мінус  $E_k$ . Отже, в первинній обмотці  $Tr2$  струми протікатимуть від середньої точки в різні боки, за рахунок чого магнітні потоки в сердечнику і магнітні поля, що наводяться у вторинній обмотці, а значить, і струм в навантаженні відніматимуться. Тобто:

$$I_H = I1 - I2.$$

Струм в навантаженні матиме подвійний розмах в порівнянні з кожним із струмів транзистора, а отже, така схема віддаватиме в навантаження подвоєну

потужність в порівнянні з потужністю, що розсіюється кожним з транзисторів. Ця схема використовується для підсилення великих потужностей.

Переваги: малі нелінійні спотворення, оскільки в сердечнику відсутня постійна складова магнітного потоку і не відбувається насичення; схема не чутлива до пульсацій напруги живлення.

Недоліки: всі недоліки трансформаторних схем – вузький діапазон частот, підвищені габарити і вага трансформатора, великі частотні спотворення, велика собівартість.

Частково недоліки трансформаторних каскадів можна усунути, якщо на вході замість трансформатора  $Tr1$  поставити фазоінверсний каскад (або каскад з розділеним навантаженням), що має два виходи (рис. 14).

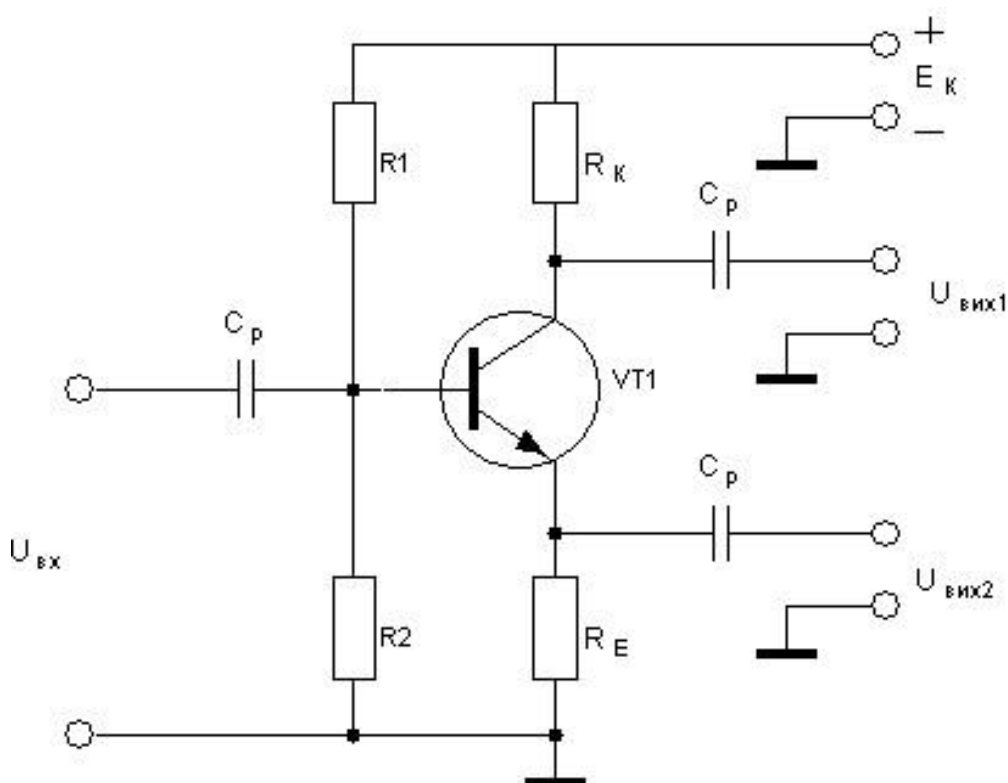


Рисунок 14 – Двотактний вихідний підсилювальний каскад з розділеним навантаженням

Напруга з виходу  $U_{вих1}$  буде в протифазі з вхідною напругою, як для схеми з загальним емітером, а напруга з виходу  $U_{вих2}$  буде у фазі з вхідною напругою, як для схеми емітерного повторювача. Якщо при цьому опір  $R_k$  дорівнюватиме опорі  $R_E$ , то і амплітуди напруги з виходів 1 і 2 будуть рівні.

### 3.5.3 Двотактний вихідний безтрансформаторний каскад

Безтрансформаторний каскад на транзисторах різного типу провідностей представлено на рис. 15.

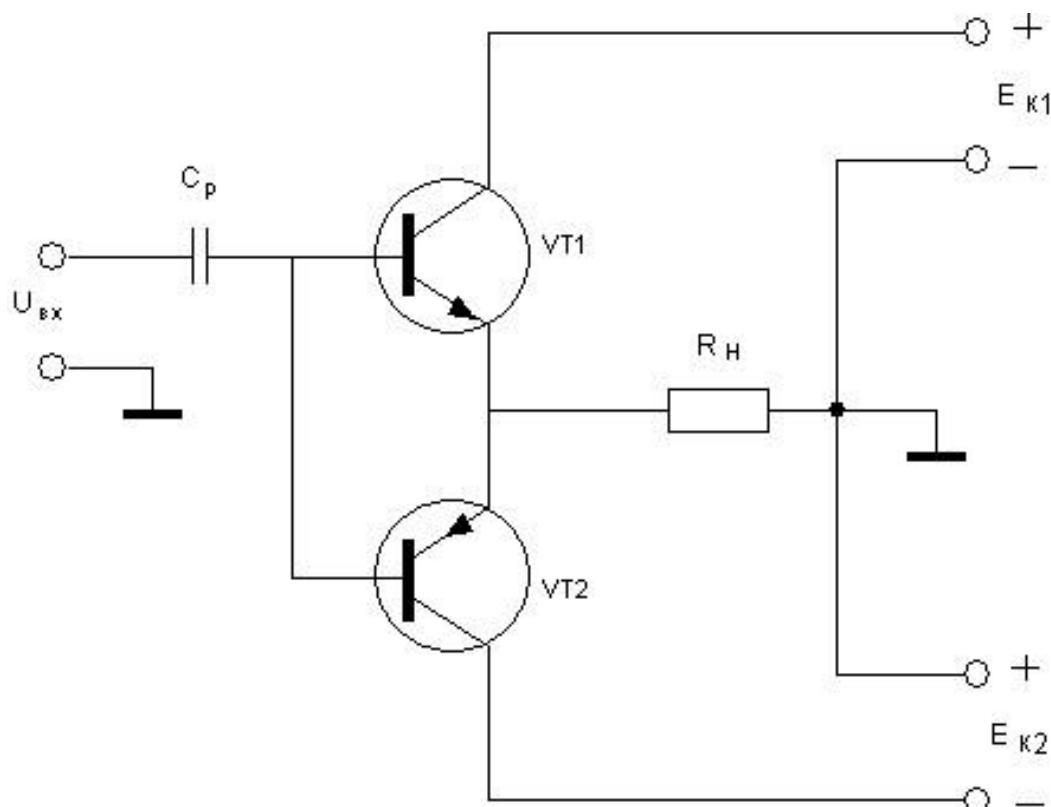


Рисунок 15 - Двотактний вихідний безтрансформаторний каскад

При подачі на вхід позитивної півхвилі напруги транзистор VT1, структури n-p-n, буде відкритий, а транзистор VT2, структури p-n-p, буде закритий, і через навантаження протікатиме струм по колу від плюсу  $E_{к1}$ , колектор – емітер VT1,  $R_{н}$ , загальний провід, мінус  $E_{к1}$ . При негативній півхвилі вхідної напруги транзистор VT1 закривається, а VT2 відкривається і через нього протікатиме струм від плюсу  $E_{к2}$ ,  $R_{н}$ , емітер - колектор VT2, мінус  $E_{к2}$ . Таким чином, струми в навантаженні відніматимуться, за рахунок чого в навантаженні з'явиться подвоєна амплітуда струму, отже, і подвоєна потужність.

Переваги: велика вихідна потужність, незалежність від пульсацій джерела живлення, малі нелінійні спотворення.

Недолік даної схеми: швидкий вихід зі строю транзисторів при КЗ або перевантаженні.

## 4 РОЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПІДСИЛЮВАЧА

### 4.1 Визначення кількості каскадів

Для багатокаскадного підсилювача (рис. 16) коефіцієнт підсилення визначається за формулою:

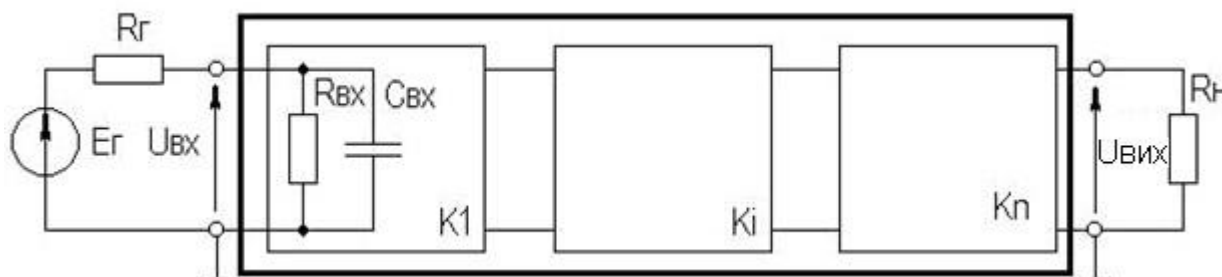


Рисунок 16 – Схема електрична структурна багатокаскадного підсилювача

$$K = U_{вих} / U_{вх} = \sum_{i=1}^n K_i . \quad (4.1)$$

де  $K$  - коефіцієнт підсилення підсилювача, дБ;  $K_i$  - коефіцієнт підсилення  $i$ -го каскаду, дБ,  $i=1, \dots, n$ ;  $n$  - кількість каскадів підсилювача.

З урахуванням коефіцієнта передачі вхідного кола коефіцієнт підсилення визначається як:

$$K, \text{дБ} = 20 \lg \left( \frac{R_{вх} + R_{г}}{R_{г}} \cdot \frac{U_{вих}}{E_{г}} \right),$$

де  $E_{г}$  - е.р.с. джерела сигналу;  $R_{г}$  - внутрішній опір джерела сигналу;  $R_{вх}$  - вхідний опір підсилювача.

Для низькочастотних підсилювальних пристроїв орієнтовно кількість каскадів можна визначити, вважаючи в (4.1) усі каскади однаковими з  $K_i \approx 20$  дБ, таким чином

$$n = \frac{K, \text{дБ}}{20}.$$

### 4.2 Розподіл спотворень по каскадах

Для багатокаскадних підсилювальних пристроїв результуючий коефіцієнт частотних спотворень визначається наступним чином:

$$M = \sum_{i=1}^{n+1} M_i , \quad (4.2)$$

де  $M$  - результуючий коефіцієнт частотних спотворень в області низьких або високих частот, дБ;  $M_i$  - коефіцієнт частотних спотворень  $i$ -го каскаду, дБ.

Підсумовування у виразі (4.2) робиться  $(n + 1)$  разів через необхідність врахування впливу вхідного кола, утвореного  $R_{г}$ ,  $R_{вх}$  і  $C_{вх}$  (рис. 16).

Попередньо розподілити спотворення можна рівномірно, при цьому  $M_i = M / (n+1)$ .

У подальшому, виходячи з результатів проміжних розрахунків, можливий перерозподіл спотворень між каскадами.

Частотні спотворення підсилювальних пристроїв в області нижніх частот (НЧ) визначаються наступним співвідношенням:

$$M_H = \sum_{i=1}^N M_{Hi}, \quad (4.3)$$

де  $M_H$  - результуючий коефіцієнт частотних спотворень в області НЧ, дБ;  $M_{Hi}$  - спотворення, що припадають на  $i$ -й елемент, дБ;  $N$  - кількість елементів, що вносять спотворення на НЧ.

Кількість елементів, що вносять спотворення на НЧ (зазвичай це блокувальні в колах емітерів і розділові міжкаскадні конденсатори), стає відомою після остаточного вибору топології електричної схеми підсилювача, тому розподіл спотворень в області НЧ проводять на етапі розрахунку номіналів цих елементів. З (4.3) випливає, що при рівномірному розподілі низькочастотних спотворень, їх частка (в децибелах) на кожен з  $N$  елементів визначиться зі співвідношення:

$$M_{Hi} = M_H / N.$$

На практиці, з метою вирівнювання номіналів конденсаторів, на розділові конденсатори розподіляють більше спотворень, ніж на блокувальні конденсатори.

У зв'язку з можливим розкидом номіналів елементів і параметрів транзисторів необхідно забезпечити запас за основними характеристиками підсилювальних пристроїв в 1,2 – 1,5 рази.

## 5 РОЗРАХУНОК ВИХІДНОГО КАСКАДУ

### 5.1 Вибір транзистора

Вибір транзистора для вихідного каскаду здійснюється з урахуванням таких граничних параметрів:

- граничної частоти підсилення транзистора по струму в схемі з СЕ

$$f_T \geq (10 \dots 100) f_{\text{в}};$$

- гранично допустимої напруги колектор-емітер:

$$U_{\text{кет}} > (2 \dots 3) U_{\text{вихmax}};$$

- гранично допустимого струму колектора (при узгодженні на виході)

$$I_{K \text{ max}} > (2 \dots 3) U_{\text{вихmax}} / R$$

Тип провідності транзистора може бути будь-який. Зазвичай при  $U_{\text{вих}} = (1 \dots 5) \text{ В}$  і  $R_n = (50 \dots 150) \text{ Ом}$  для вихідного каскаду беруться кремнієві ВЧ і НВЧ транзистори середньої потужності типу КТ610 і т. п.

### 5.2 Розрахунок режиму роботи транзистора

Типова схема кінцевого каскаду наведена на рис. 17.

Задаємося орієнтовною величиною напруги насичення транзистора  $U_{\text{КЕ нас}} = 1 \text{ В}$  і розраховуємо необхідну величину напруги джерела живлення для підсилювального пристрою

$$E_K \approx 1,5 \cdot 2\sqrt{2} \cdot U_{\text{вих}} \approx 4,3 U_{\text{вих}}$$

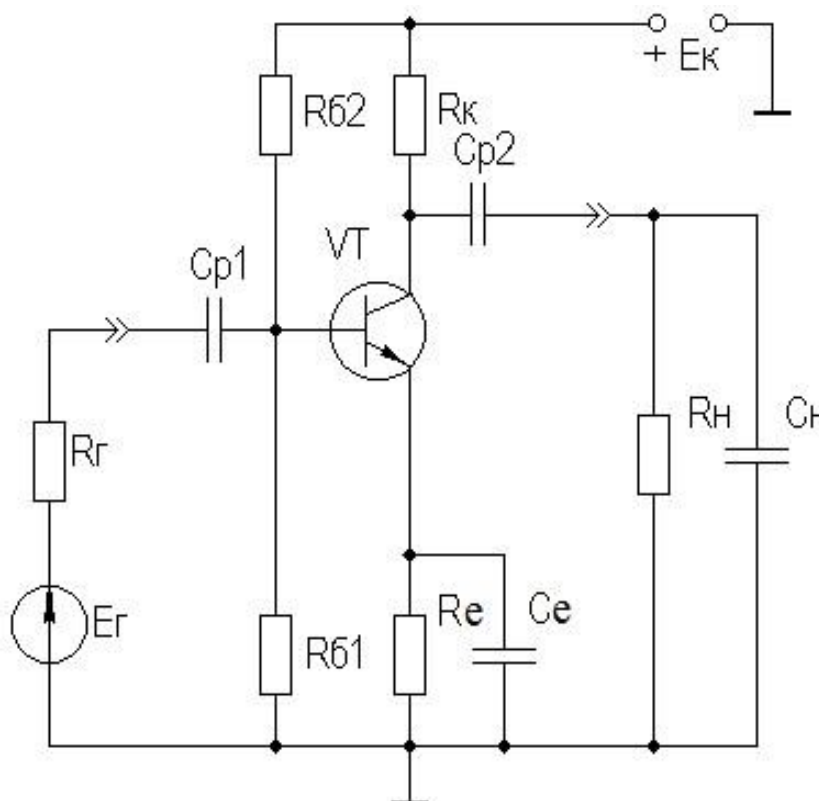


Рисунок 17 – Схема електрична принципова каскаду з СЕ

Напруга джерела живлення повинна відповідати рекомендованим значенням із ряду:

$$E_K = (5; 6; 6,3; 9; 10; 12; 12,6; 15; 20; 24; 27; 30; 36)В.$$

Якщо в результаті розрахунку  $E_K$  не буде відповідати значенню з рекомендованого ряду слід привести значення  $E_K$  під найближче з рекомендованого ряду.

Задаємося опором у колі колектора:

$$R_K = (2...3)R_H.$$

Задаємося падінням напруги на  $R_E$  (або на  $R_E + R_{зз}$ , якщо  $R_{зз}$  присутній у схемі):

$$U_{Re} = 0.25E_K.$$

Визначаємо еквівалентний опір навантаження:

$$R_{екв} = \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}. \quad (5.1)$$

Визначаємо необхідне значення струму спокою колектора в робочій точці (плюс 10%-й запас з урахуванням можливої термонеустабільності):

$$I_{K0} \geq \frac{1,1U_{вих}}{R_{екв}}.$$

Напруга колектор-емітер в робочій точці визначається за формулою:

$$U_{K0} \geq U_{вих} + U_H,$$

де  $U_H$  - напруга насичення транзистора.

Рекомендується врахувати для  $U_{K0}$  необхідний запас на термонеустабільність (звичайно не більше 10...15%).

Постійна потужність, що розсіюється на колекторі,  $P_K = U_{K0} \cdot I_{K0}$  не повинна перевищувати граничного значення, взятого з довідкових даних на транзистор.

Розраховуємо розмах імпульсу струму в навантаженні

$$I_{Hmax} = \frac{2,82 \cdot U_{вих}}{R_H}.$$

Знаючи напруга живлення підсилювача і максимальний струм, що протікає через навантаження, виберемо транзистори для вихідного каскаду (додаток 2) за наступними умовами:

$$\begin{aligned} I_{Kmax\ доп} &\geq 1,5 I_{Hmax} \\ U_{KEmax} &= 2 E_{Ж} \\ P_{Kmax} &\geq 2P_K \\ f_c &\geq f_v \end{aligned}$$

### 5.3 Розрахунок еквівалентних параметрів транзистора і побудова динамічної характеристики каскаду

При використанні транзисторів до частоти (0,2 ... 0,3)  $f_T$  можливе використання спрощених еквівалентних моделей транзисторів, параметри елементів еквівалентних схем на основі довідкових даних, наведених на еквівалентній схемі біполярного транзистора, що представлена на рис. 18.

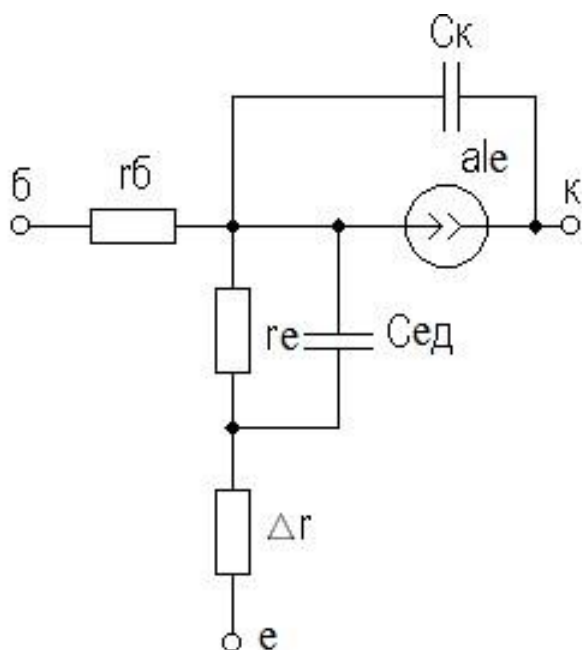


Рисунок 18 - Еквівалентна схема біполярного транзистора

Параметри вибраних транзисторів визначаються на основі довідкових даних таким чином:

опір бази транзистора

$$r_b = \tau_{33} / C_k,$$

де  $\tau_{33}$  - постійна часу кола внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі на ВЧ;

опір емітеру транзистора

$$r_e = 25,6 / I_e,$$

при  $I_e$  в міліамперах  $r_e$  виходить в Омах;

динамічна ємність емітеру транзистора

$$C_{ed} = 1 / (2\pi f_T r_e),$$

де  $f_T$  - гранична частота підсилення по струму транзистора з СЕ,

$$f_T = |h_{21e}| \cdot f_{3M};$$

коефіцієнт передачі струму в схемі з СБ

$$\alpha = H_{21e} / (1 + H_{21e}),$$

де  $H_{21e}$  - низькочастотне значення коефіцієнта передачі по струму транзистора з СЕ.

$$\Delta r = (0,5 \dots 1,5) \text{ Ом};$$

Таким чином, параметри еквівалентної схеми біполярного транзистора повністю визначаються довідковими даними і режимом роботи.

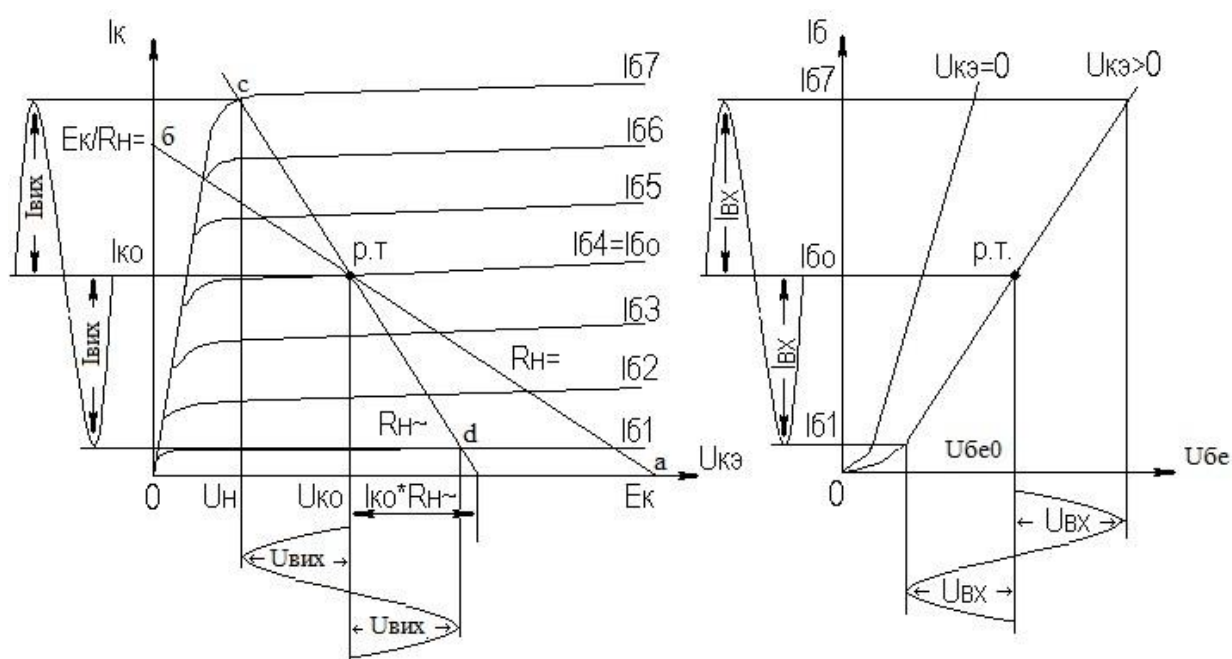


Рисунок 19 - Навантажувальні (динамічні) характеристики каскаду

Слід враховувати залежність  $C_k$  від напруги колектор-емітер  $U_k$ :



$$C_K(U_{K02}) = C_K(U_{K01}) \cdot U_{K01} / U_{K02}.$$

За параметрами еквівалентної схеми транзистора визначимо його низькочастотні значення вхідної провідності  $g$  і крутизни  $S_0$ :

$$g = \frac{1}{(1 + H_{21e}) \cdot (r_{\bar{e}} + r_e + \Delta r)},$$

$$S_0 = g \cdot H_{21e}.$$

На вольт-амперних характеристиках обраного транзистора побудувати навантажувальні (динамічні) характеристики каскаду (рис. 19).

Динамічні характеристики мають вигляд прямих ліній, тому для їх побудови досить знати дві точки їм належать.

Для побудови динамічної характеристики по постійному струму координати вищевказаних точок можна отримати, використовуючи рівняння напруги колекторного кола каскаду

$$U_{K0} = E_K - I_{K0} R_K.$$

Першу точку (а) навантажувальної прямої по постійному струму знаходимо враховуючи що транзистор каскаду повністю закритий ( $I_K = 0$ ) в результаті чого рівняння напруги колекторної ланцюга каскаду буде мати вигляд

$$U_{K0} = E_K.$$

Отже, точка (а) на вихідній характеристиці транзистора буде мати координати  $E_K$  (на осі  $U_{K0}$ ) так як  $I_K = 0$ .

Другу точку (б) навантажувальної прямої по постійному струму знаходимо враховуючи, що транзистор каскаду повністю відкритий ( $U_{K0} = 0$ ) в результаті чого рівняння напруги колекторного кола каскаду буде мати вигляд

$$I_{K0} = E_K / R_K.$$

Отже, точка (б) на вихідній характеристиці транзистора буде мати координати ( $I_K = E_K / R_K$ ) (на осі  $I_K$ ) так як  $U_{K0} = 0$ .

Для побудови динамічної характеристики по змінному струму на тих же вихідних вольт-амперних характеристиках транзистора встановлюємо точку (с) з координатами ( $U_{\bar{n}}, I_{n \max}$ ) і точку (d) з координатами ( $U = 2.82 U_{\text{вих}} + U_{\bar{n}}, I = I_{\bar{b}1}$ ) як показано на рис. 19. У точці перетину динамічних характеристик лежить робоча точка каскаду. Таким чином на підставі вищевказаних побудов отримуємо параметри робочої точки ( $I_{K0}, U_{K0}, I_{\bar{b}0}, U_{\bar{b}e0}$ ).

#### 5.4 Розрахунок кіл зсуву робочої точки транзистора і термостабілізації

Для стабілізації параметрів робочої точки підсилювального каскаду найбільш широкого поширення набула схема емітерної термостабілізації (рис. 17). Для розрахунку цієї схеми визначимо потенціал на базі транзистора ( $U_{\bar{b}}$ ):

$$U_{\bar{b}} = U_{Re} + U_{\bar{b}e0},$$

де  $U_{\bar{b}e0}$  - напруга база-емітер в робочій точці.

Задамося струмом діляника, утвореного резисторами  $R_{\bar{b}1}$  і  $R_{\bar{b}2}$ :

$$I_{\bar{b}} = (3 \dots 10) I_{\bar{b}0},$$

де  $I_{\delta 0}$  - струм бази в робочій точці.

Визначимо номінали резисторів  $R_e$ ,  $R_{\delta 1}$  і  $R_{\delta 2}$ :

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_{\kappa 0} + I_{\delta 0}},$$

$$R_{\delta 1} = U_a / I_d,$$

$$R_{\delta 2} = \frac{E_k - U_a}{I_d + I_{\delta 0}}.$$

Визначимо величину опору резистора в колі емітера з урахуванням що каскад буде працювати в заданому інтервалі температур і параметри робочої точки (зокрема  $I_{\kappa 0}$ ) не будуть змінюватися більш ніж на 10%.

$$R_E \geq \frac{\gamma \Delta T}{0,1 I_{\kappa 0}}$$

де  $\gamma = 2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ ,  $\Delta T$  – інтервал робочих температур

Для вибору номіналу резистора в колі емітерної термостабілізації використовують максимальну величину опору який отримали при розрахунку  $R_e$  і  $R_E$ .

## 5.5 Розрахунок основних характеристик вихідного каскаду в області верхніх частот

Визначимо коефіцієнт підсилення каскаду в області середніх частот:

$$K_0 = S_0 \cdot R_{екв}, \quad (5.2)$$

де  $S_0$  - низькочастотне значення крутизни транзистора в робочій точці.

Оцінити необхідне значення постійної часу каскаду в області високих частот:

- для підсилювача низької частоти із заданою верхньою граничною частотою

$$\tau'_B = \frac{\sqrt{M_{Bi}^2 + 1}}{2\pi f_B},$$

де  $M_{Bi}$  - частка частотних спотворень (у відносних одиницях), розподілених на каскад;

Розрахувати очікуване значення постійної часу каскаду в області високих частот

$$\tau_e = \tau + \tau_1 + \tau_2 = \frac{S_0 \cdot r_{\delta}}{2\pi f_T} + S_0 C_{\kappa} r_{\delta} R_{екв} + C_H R_{екв}, \quad (5.3)$$

де  $C_H$  - ємність навантаження вихідного каскаду (якщо для вихідного каскаду не задана, то прийняти  $C_H = C_{монтажа} \approx (2...5) \text{ пФ}$ ).

Якщо  $\tau_B \leq \tau'_B$ , то очікувані спотворення будуть менші заданих спотворень. В іншому випадку, тобто коли  $\tau_B > \tau'_B$ , можливе зменшення  $\tau_B$  шляхом зниження  $R_{екв}$  (зменшення номіналу  $R_{\kappa}$ ), вираз (4.1). Після чого слід уточнити координати

робочої точки і т. д., тобто проробити цикл обчислень, аналогічний розглянутому.

Якщо з яких-небудь причин зменшення  $R_k$  небажано (наприклад, при вимозі узгодження виходу підсилювача з навантаженням), то слід (якщо є запас за коефіцієнтом підсилення) ввести в каскад негативний зворотній зв'язок (НЗЗ) ( $R_{33}$ , рис. 16), орієнтовно вважаючи, що  $\tau_v$  зменшиться в глибину зворотного зв'язку разів. Якщо введення НЗЗ небажано (недостатнє значення очікуваного  $K_0$ ), то потрібно застосувати транзистор з більшим значенням  $f_T$ .

Глибину НЗЗ при послідовному зв'язку по струму можна визначити з виразу:

$$A = 1 + S_0 \cdot R_{33}. \quad (5.4)$$

Крутизна підсилення транзистора з урахуванням НЗЗ дорівнює:

$$S_{033} = S_0 / A.$$

Підставляючи  $S_{033}$  замість  $S_0$  у вирази (5.2) і (5.3), отримуємо значення коефіцієнта підсилення і постійної часу каскаду в області верхніх частот з урахуванням НЗЗ:

$$K_{033} = K_0 / A, \\ \tau_{e33} = \tau / A + \tau_1 / A + \tau_2.$$

Якщо отримані значення  $K_{033}$  і  $\tau_v$  задовольняють заданим, тобто  $K_{033} \geq 20dB$  і  $\tau_v \leq \tau_v'$ , то визначають вхідні параметри каскаду:

➤ вхідний опір каскаду

$$R_{BX} = R_{12} / (1 + Y_{11B} \cdot R_{12}). \quad (5.5)$$

$R_{12}$  - опір базового дільника (паралельне з'єднання  $R_{61}$  і  $R_{62}$ );

➤ вхідну динамічну ємність каскаду

$$C_{вхД} = \tau / r_{\delta} + C_k (1 + K_0).$$

При наявності в каскаді НЗЗ слід в останньому виразі брати  $K_{033}$  замість  $K_0$ .

## 5.6 Розрахунок підсилювача в області низьких частот

Нижня гранична частота роботи підсилювача визначається впливом розділових і блокувальних ємностей.

Необхідне значення постійної часу для розділових і блокувальних кіл підсилювача визначається з наступних співвідношень:

$$\tau_H = \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_{Hi}^2 - 1}},$$

де  $M_{Hi}$  - частка частотних спотворень в області НЧ і спаду плоскої вершини імпульсу, розподілених на розділові й блокувальні ланцюги згідно з рекомендаціями підрозділу 4.2.

Номинал розділових ємностей можна визначити із співвідношення:

$$C_p = \frac{\tau_{Hi}}{R_L + R_{II}}, \quad (5.6)$$

де  $R_L$  - еквівалентний опір, що стоїть ліворуч від розділового конденсатора (зазвичай це  $R_{ВИХ}$  каскаду або  $R_{\delta}$ ,  $R_{ВИХ} \approx R_K$  (для СЕ));  $R_{II}$  - еквівалентний опір,

що стоїть праворуч від розділового конденсатора (зазвичай це  $R_{\text{вх}}$  каскаду або  $R_{\text{н}}$ ).

Номінал блокувальних ємностей в колах емітерів наближено визначаються як:

$$C_E \approx \tau_{\text{ні}} \cdot S_0. \quad (5.7)$$

При наявності в каскадах, що розраховуються НЗЗ слід підставляти значення  $R_{\text{вх}}$  і  $S_0$  з урахуванням впливу на них даного НЗЗ.

Після проведення розрахунків кінцевого каскаду попереднього підсилювача низької частоти необхідно провести моделювання розрахованої схеми. Для чого зібрати модель розрахованої схеми встановити номінали використовуваних компонентів за результатами проведених розрахунків. Якщо транзистори вітчизняного виробництва, наприклад в середовищі «Electronics Workbench» відсутні, то необхідно створити його відповідно до керівництва по експлуатації середовища моделювання. У процесі дослідження моделі визначити наступні її параметри:

- коефіцієнт підсилення на середніх частотах,
- нижню граничну частоту смуги пропускання підсилювального каскаду,
- верхню граничну частоту смуги пропускання підсилювального каскаду
- верхню граничну частоту смуги пропускання підсилювального каскаду.

Якщо перераховані вище параметри відповідають завданням на проектування, то розрахунки каскаду проведені вірно.

## 6 РОЗРАХУНОК КАСКАДІВ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ

### 6.1 Розрахунок проміжних каскадів

Вихідні данні для проектування каскаду попереднього підсилення:

- необхідний коефіцієнт підсилення  $K_0$ ;
- максимально допустимий коефіцієнт частотних спотворень  $M_B$ ;
- максимальна вихідна напруга сигналу  $U_{BIXmax}$ ; - величина і характер навантаження.

При виборі типу транзистора попередніх каскадів слід використовувати рекомендації, наведені в підрозділі 5.1.

Визначимо значення  $U_{BIXmax}$ :

$$U_{вих\ max} = U''_{вих\ max} / K_0,$$

де  $U''_{вих\ max}$  - максимальна вихідна напруга наступного каскаду;  $K_0$  - коефіцієнт підсилення наступного каскаду.

Навантаженням проміжних каскадів (рис. 20) є вхідний опір  $R_{вх}$  і вхідні динамічна ємність  $C_{вхД}$  наступного каскаду.

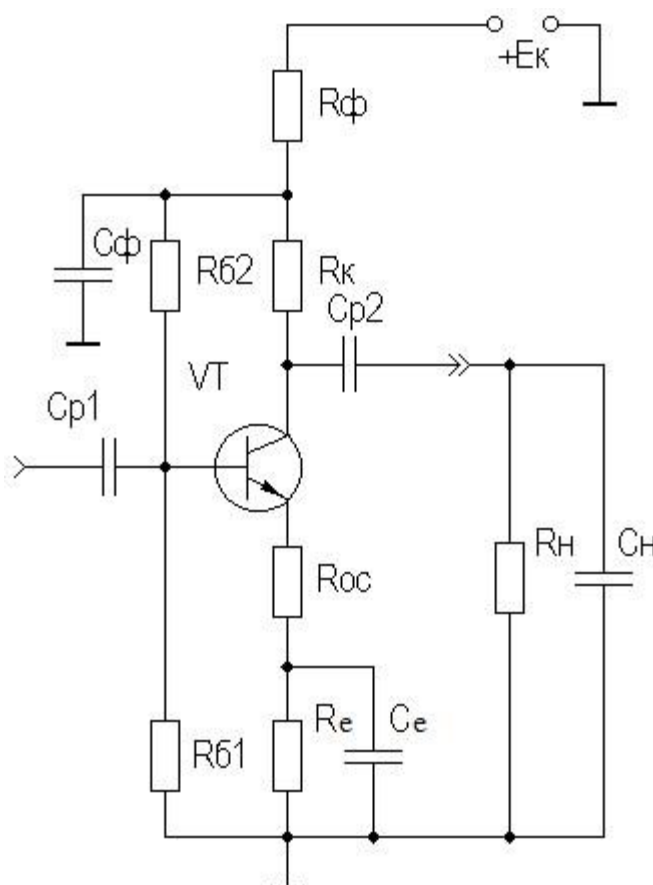


Рисунок 20 - Схема електрична принципова проміжного каскаду з СЕ

У більшості випадків необхідні граничні значення  $U_{ке\ max}$  і  $I_{к\ max}$ , визначені за співвідношенням, наведеним у підрозділі 5.1, виявляються значно менше аналогічних довідкових значень для малопотужних транзисторів, що вказує на малосигнальний режим роботи каскаду. У цьому випадку основним критерієм

вибору транзистора є  $f_T$  і тип провідності. Схема електрична принципова проміжного каскаду з СЕ наведена на рис. 20.

При розрахунку необхідного режиму транзисторів проміжних каскадів по постійному струму слід орієнтуватися на співвідношення, наведені в підрозділі 5.2. Однак при малосигнальному режимі слід орієнтуватися на той режим транзистора, при якому наводяться його основні довідкові дані (зазвичай для малопотужних транзисторів  $U_{к0} = (3...10)$  В і  $I_{к0} = (3...10)$  мА).

Розрахунок кіл живлення та термостабілізації проводиться за співвідношенням, наведеним у підрозділі 5.4. Зазвичай напруга джерела живлення для проміжних каскадів, розрахована за співвідношенням (5.2), виходить менше, ніж для кінцевого каскаду. Щоб жити всі каскади підсилювача від одного джерела живлення, проміжні каскади слід підключати до нього через фільтруюче коло  $R_\phi C_\phi$ , що служить, крім того, для усунення паразитного негативного зв'язку через джерело живлення.

При паралельному включенні фільтруючого кола його номінали визначаються з наступних співвідношень:

$$R_\phi = \frac{E_{кк} - E_k}{I_{к0} + I_d + I_{б0}},$$

$$C_\phi = \frac{(10...20)}{2\pi f_H R_\phi},$$

де  $E_{кк}$  – напруга джерела живлення кінцевого каскаду. При цьому передбачається, що з метою поліпшення розв'язку коло живлення базового діляника включене після фільтруючої ланки.

Необхідне значення номіналу  $R_k$  можна визначити через значення еквівалентного опору  $R_{екв}$ , яке в свою чергу можна визначити з співвідношення (5.1).

Розрахунок проміжних каскадів в області ВЧ (МВ) в принципі не відрізняється від розрахунку кінцевого каскаду, включаючи і критерії вибору кола НЗЗ. При використанні співвідношень, наведених у підрозділі 5.5, слід замінювати  $R_n$  і  $C_n$  відповідно на  $R_{вх}$  і  $C_{вхД}$  наступного каскаду.

Зазвичай від каскаду попереднього підсилення (вхідного) потрібно забезпечення заданого вхідного опору підсилювача. Значення вхідного опору каскаду попереднього підсилення з СЕ зазвичай становить величину в декілька кОм.

## 7 ПРИКЛАД РОЗРАХУНКУ ДВОКАСКАДНОГО ПІДСИЛЮВАЧА НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ

Початкові дані для розрахунку приведені в таблиці 1.

Таблиця 1. - Початкові дані для розрахунку підсилювача

Найменування параметра	Величина
Коефіцієнт підсилення $K_U$ , не менш	70
Вихідна напруга	4 В
Опір навантаження підсилювача	0,3 кОм
Ємність навантаження підсилювача	200 пФ
Нижня гранична частота	100 Гц
Верхня гранична частота	50 кГц
Вхідний опір підсилювача	2 кОм
Робочий діапазон температури	0 ÷ +50 °C

Визначаємо необхідну (мінімальну) кількість каскадів підсилювача низької частоти. Для цього коефіцієнт підсилення заданий у вихідних даних переводимо в децибели (70 разів = 37dB) і визначаємо кількість каскадів підсилювача

$$n = \frac{K, dB}{20} = \frac{37dB}{20dB} = 1.85$$

Приймається кількість каскадів рівна двом.

Розподіляємо величину частотних спотворень між каскадами ( $M_K$ ) вважаючи що величина спотворень розподіляється між каскадами рівномірно.

$$M_K = \frac{M_{\Sigma}}{n} = \frac{3dB}{2} = 1.5dB$$

де  $M_{\Sigma}$  - величина частотних спотворень всього підсилювача яка становить 3dB (для всіх варіантів).

### 7.1 Розрахунок параметрів вихідного каскаду

Задаймо орієнтовну величиною напруги насичення транзистора  $U_{KE\text{ нас}} = 1 \text{ В}$  і розраховуємо необхідну величину напруги джерела живлення для підсилювального пристрою

$$E_K \approx 1,5 \cdot 2\sqrt{2} \cdot U_{\text{вих}} \approx 1,5 \cdot 2\sqrt{2} \cdot 4\text{В} \approx 17,2\text{В}$$

Напруга джерела живлення має відповідати значенням рекомендованого ряду:

$$E_k = (5; 6; 6,3; 9; 10; 12; 12,6; 15; 20; 24; 27; 30; 36) \text{ В.}$$

Вибираємо величину напруги джерела живлення яка дорівнює 20 вольт.  
Здаємось опором у колі колектора:

$$R_9 = R_k = (2...3) R_n = 3 \cdot 0,3 \text{ кОм} = 0,9 \text{ кОм.}$$

Приймаємо опір резистора в колі колектора вихідного каскаду рівним 910 Ом. В якості резистора R9 застосуємо резистор С 2-26-025Вт 910Ом  $\pm 10\%$

**Увага!!! В подальшому нумерація елементів схеми підсилювача відповідає нумерації елементів схеми яка приведена у додатку 4.**

Здаємо падінням напруги на Re (або на Re + R<sub>зз</sub>, якщо R<sub>зз</sub> присутня у схемі):

$$U_{Re} = 0.25 E_k = 0.25 \cdot 20 \text{ В} = 5 \text{ В.}$$

Визначаємо еквівалентний опір навантаження:

$$R_{екв} = \frac{R_n R_k}{R_n + R_k} = \frac{0.3 \text{ кОм} \cdot 0.91 \text{ кОм}}{0.3 \text{ кОм} + 0.91 \text{ кОм}} = 0,22 \text{ кОм.}$$

Визначаємо необхідне значення струму спокою колектора в робочій точці (плюс 10 %-й запас з урахуванням можливої термічної нестабільності):

$$I_{k0} \geq \frac{1,1 U_{вих}}{R_{екв}} = \frac{1,1 \cdot 4 \text{ В}}{0,22 \text{ кОм}} = 20 \text{ мА.}$$

Напруга колектор-емітер в робочій точці визначається за формулою:

$$U_{k0} \geq U_{вих} + U_n \geq 4 \text{ В} + 1 \text{ В} \geq 5 \text{ В},$$

де U<sub>n</sub> - напруга насичення транзистора.

Рекомендується врахувати для U необхідний запас на термічну нестабільність (звичайно не більше 10 ÷ 15%).

Приймається значення напруги U<sub>k0</sub> яка рівна 6 В.

Розраховуємо величину потужності, яка розсіюється на колекторі транзистора в точці спокою

$$P_k = U_{k0} \cdot I_{k0} = 6 \text{ В} \cdot 20 \text{ мА} = 120 \text{ мВт}$$

Постійна потужність, що розсіюється на колекторі, не повинна перевищувати граничного значення, взятого з довідкових даних на транзистор.

Розраховуємо розмах імпульсу струму в навантаженні

$$I_{HMAX} = \frac{2,82 \cdot U_{ВНХ}}{R_n} = \frac{2,82 \cdot 4 \text{ В}}{0,3 \text{ кОм}} = 37,6 \text{ мА.}$$

Знаючи напругу живлення підсилювача і максимальний струм, що протікає через навантаження, виберемо транзистори для вихідного каскаду (додаток 2) за наступними умовами:

$$I_{Kmax\ доп} \geq 1,5 \times I_{Hmax} \geq 1,5 \times 37,6 \text{ мА} \geq 56,4 \text{ мА}$$

$$U_{KEmax} \geq 2 \times E_{ж} \geq 2 \times 20 \text{ В} \geq 40 \text{ В}$$

$$P_{Kmax} \geq 2 \times P_k \geq 2 \times 120 \text{ мВт} \geq 240 \text{ мВт}$$

$$f_T \geq f_{\nu} \geq 50 \text{ кГц}$$

Для побудови вихідного каскаду проектованого підсилювача низької частоти найбільш підходить за параметрами транзистор КТ3102Б, що має наступні параметри:

U<sub>кемах</sub> - максимально допустима напруга колектор-емітер, В – 50



$I_{kmax}$  - максимально допустимий постійний струм колектора, мА – 100

$P_{kmax}$  - постійна потужність колектора, Вт не більше – 0,25

$h_{21e}$  - статичний коефіцієнт передачі струму в схемі із загальним емітером

КТ 3102Б, 200÷500

$I_{кбо}$  - зворотний струм колектора, мА - 0,05

$\tau_{33}$  - постійна часу кола колектора – 100 пС

$C_K$  – ємність колекторного переходу – 6 пФ

$T_{kmax}$  - максимальна температура переходу, °С – 125.

Визначаємо параметри вибраних транзисторів на основі довідкових даних таким чином:

➤ опір бази транзистора

$$r_{\delta} = \tau_{33} / C_K = 100 \text{ нС} / 6 \text{ пФ} = 16 \text{ Ом} ,$$

де  $\tau_{33}$  - постійна часу кола внутрішнього зворотного зв'язку в транзисторі на високих частотах (100пС);

➤ опір емітера транзистора

$$r_e = 25,6 / I_e = 25,6 / 20 \text{ мА} = 1,28 \text{ Ом} ,$$

при  $I_E$  в міліамперах  $r_e$  отримується в омах;

➤ динамічну ємність емітерного переходу транзистора

$$C_{e0} = 1 / (2\pi f_T r_E) = 1 / (2\pi \cdot 4 \cdot 10^{10} \text{ Гц} \cdot 1,28 \text{ Ом}) = 31 \text{ пФ} ,$$

де  $f_T$  - гранична частота підсилення по струму транзистора з СЕ,  $f_T = |h_{21e}| \cdot f_{i3} = 200 \cdot 200 \text{ МГц} = 4 \cdot 10^{10} \text{ Гц}$ ;

➤ коефіцієнт передачі струму транзистора в схемі з СБ

$$\alpha = H_{21e} / (1 + H_{21e}) = 350 / (1 + 350) = 0,997 ,$$

де  $H_{21e}$  - низькочастотне значення коефіцієнта передачі по струму транзистора з СЕ.

За параметрами еквівалентної схеми біполярного транзистора визначимо його низькочастотне значення крутизни  $S_0$ :

$$S_0 = \frac{H_{21e}}{(1 + H_{21e}) \cdot (r_{\delta} + r_e + \Delta r)} = \frac{350}{(1 + 350) \cdot (16 + 1,28 + 1)} = 50 \text{ ма / В} ,$$

Знаходимо величину вхідної провідності транзистора

$$Y_{11e} = (1 - \alpha) / (r_{\delta} + r_e + \Delta r) = (1 - 0,997) / (16 + 1,28 + 1) = 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ Сим}$$

Проводимо побудову прямої навантаження підсилювального каскаду. Для чого визначаємо дві характерні її точки. При закритому транзисторі характерна точка прямої навантаження має параметри  $I_K = 0$  і  $U_K = E_{ж}$ . При відкритому транзисторі характерна точка прямої навантаження має параметри  $U_K = U_H$  і

$$I_K = \frac{E_{п}}{R_K} = \frac{20 \text{ В}}{910 \text{ Ом}} = 22 \text{ мА}.$$

Вольт-амперні характеристики транзистора КТ3102Б приведені на рис. 21 згідно яких параметри робочої точки наступні:

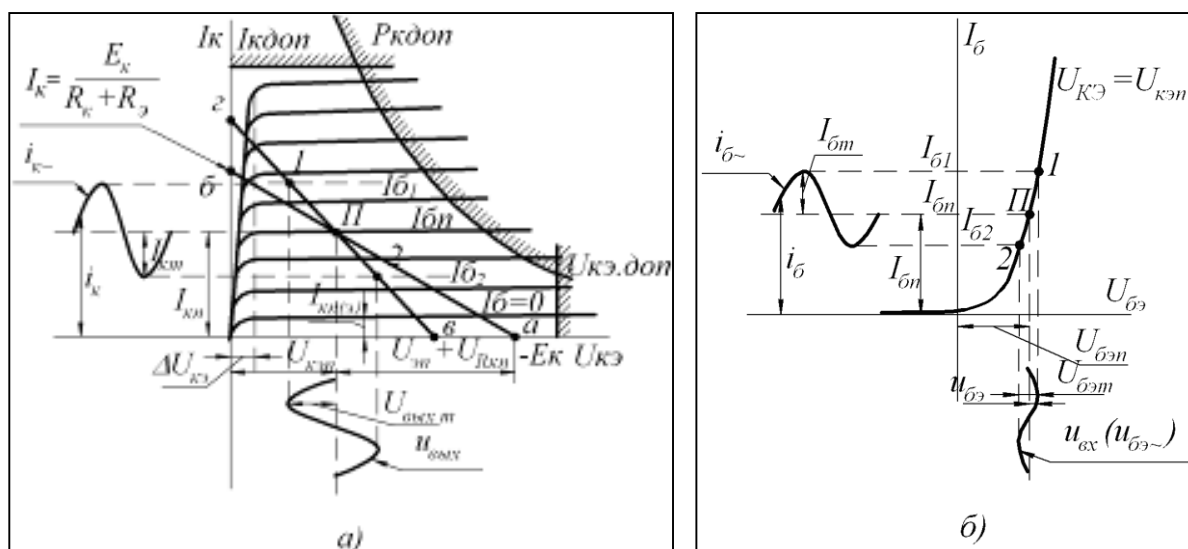


Рисунок 21 – Вольт-амперні характеристики транзисторів з прямими навантаженням

напруга колектора  $U_{K0} = 8 \text{ В}$ , струм колектора  $I_{K0} = 13 \text{ мА}$ , струм бази  $I_{B0} = 45 \text{ мкА}$ , напруга база-емітер  $U_{BE0} = 0,45 \text{ В}$ .

Розраховуємо потужність яка розсіюється на колекторі транзистора в робочій точці

$$P_K = U_{K0} \cdot I_{K0} = 8 \text{ В} \cdot 13 \text{ мА} = 104 \text{ мВт}$$

Потужність яка розсіюється на колекторі транзистора не перевищує максимально-допустиму для цього транзистора.

Розраховуємо потужність яка розсіюється на резисторі в колекторному колі (R9) в робочій точці

$$P_{R9} = I_{K0}^2 \cdot R9 = (13 \text{ мА})^2 \cdot 910 \text{ Ом} = 153 \text{ мВт}$$

В якості резистора R9 застосуємо резистор С 2-23-0,25 910 Ом  $\pm 10\%$ .

Визначаємо величину резистора (R8) в колі емітера транзистора VT2.

$$R8 = \frac{0,2 E_{\Pi}}{I_{K0}} = \frac{0,2 \cdot 20 \text{ В}}{13 \text{ мА}} = 307 \text{ Ом}.$$

Розрахуємо потужність розсіювання резистора R8

$$P_{R8} = I_{K0}^2 \cdot R8 = 13^2 \text{ мА} \cdot 307 \text{ Ом} = 52 \text{ мВт}$$

В якості резистора R8 застосуємо резистор С 2-23-0,125 330 Ом  $\pm 10\%$ .

Визначимо величину опору резистора в колі емітера з урахуванням, що каскад буде працювати в заданому інтервалі температур і параметри робочої точки (зокрема  $I_{K0}$ ) не будуть змінюватися більш ніж на 10%.

$$R_E \geq \frac{\gamma \Delta T}{0,1 I_{K0}} \geq \frac{2,5 \text{ мВ} \cdot 50^\circ \text{C}}{0,1 \cdot 13 \text{ мА}} \geq 96,1 \text{ Ом}$$

де  $\gamma = 2 \text{ мВ}/^\circ \text{C}$ ,  $\Delta T$  – інтервал робочих температур ( $50^\circ \text{C}$ ).

З даного розрахунку можна зробити висновок, що номінал резистора в колі емітера обраний правильно і каскад буде нормально функціонувати в заданому інтервалі температур.

Розрахуємо величину резистора (R7) дільника в колі для зміщення робочої точки транзистора VT2

$$R7 = \frac{I_{K0} \cdot R_8 + U_{BE}}{3I_B} = \frac{13mA \cdot 330\Omega + 0,45V}{3 \cdot 0,045mA} = 35k\Omega$$

Розрахуємо потужність розсіювання резистора R7

$$P_{R7} = 3I_B^2 \cdot R7 = (3 \cdot 0,045 mA)^2 \cdot 35 k\Omega = 0,63 мВт$$

В якості резистора R7 застосуємо резистор С 2-23-0,125 33 кОм  $\pm 10\%$ .

Розрахуємо величину резистора (R6) дільника в колі зміщення робочої точки транзистора VT2

$$R6 = \frac{E_{II} - (I_{K0} \cdot R_8 + U_{BE})}{3I_B} = \frac{20V - (13mA \cdot 330\Omega + 0,45V)}{3 \cdot 0,045mA} = 113k\Omega$$

Розрахуємо потужність розсіювання резистора R6

$$P_{R6} = 3I_B^2 \cdot R6 = (3 \cdot 0,045 mA)^2 \cdot 113 k\Omega = 2,06 мВт$$

В якості резистора R6 застосуємо резистор С 2-23-0,125 110 кОм  $\pm 5\%$ .

Розподілимо величину частотних спотворень що приходяться на вихідний каскад на окремі його елементи (розділові і блокувальні конденсатори) припускаючи що дані спотворення розподіляються порівну між вказаними колами.

$$M_{np} = M_{nb} = \frac{M_{ni}^2}{2} = \frac{1,5dB}{2} = 0,75dB = 1,09 раз$$

Визначимо необхідне значення постійної часу для розділових і блокувальних кіл підсилювача з наступних співвідношень:

$$\tau_n = \frac{1}{2\pi f_n \sqrt{M_{np}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \sqrt{1,09^2 - 1}} = 0,0037C,$$

де  $M_{ni}$  - частка частотних спотворень в області НЧ, розподілених на розділові й блокувальні кола.

Визначимо величину ємності конденсатора блокування (C6) в колі емітера транзистора VT2

$$C6 \geq \tau_n \cdot S_0 \geq 0,0037 C \cdot 0,05 C_{им} \geq 183 \mu F.$$

В якості конденсатора C6 застосуємо конденсатор К50-33-6,3В 220мкФ.

Визначимо величину ємності розділового конденсатора (C5) в колі навантаження

$$C5 \geq \frac{\tau_n}{R_K + R_H} \geq \frac{0,0037C}{910OM + 300OM} \geq 3,05\mu F$$

В якості конденсатор C5 застосуємо конденсатор К50-33-25В - 10мкФ.

Розрахуємо вхідний опір каскаду по змінному струму

$$R_{BX} = R_7 / (1 + Y_{11B} \cdot R_7) = 26,7kOM / (1 + 1,4 \cdot 0,14mCим \cdot 26,7kOM) = 5,6 kOM.$$

Розрахуємо величину коефіцієнта підсилення каскаду виконаного на транзисторі VT2

$$K_U = S_0 \cdot R_{EKB} = 50 \cdot 0,22kOM = 11,2 = 20,9 \text{ дБ}$$

Розрахуємо величину вхідної напруги підсилювального каскаду

$$U_{BX} = U_{ВНХ} / K_U = 4 \text{ В} / 11,2 = 0,35 \text{ В}$$

Для підтвердження правильності виконаних розрахунків проводимо моделювання і визначення основних параметрів розрахованого каскаду в середовищі Electronic Workbench.

Принципова схема моделі каскаду приведена на рис. 22.

Амплітудно-частотна характеристика модельованого каскаду приведена на рис. 23. Згідно приведеного рисунка коефіцієнт підсилення каскаду складає 23 рази, нижня межа смуги пропускання рівна 97,3 Гц, а верхня межа смуги пропускання складає 2,0 МГц.

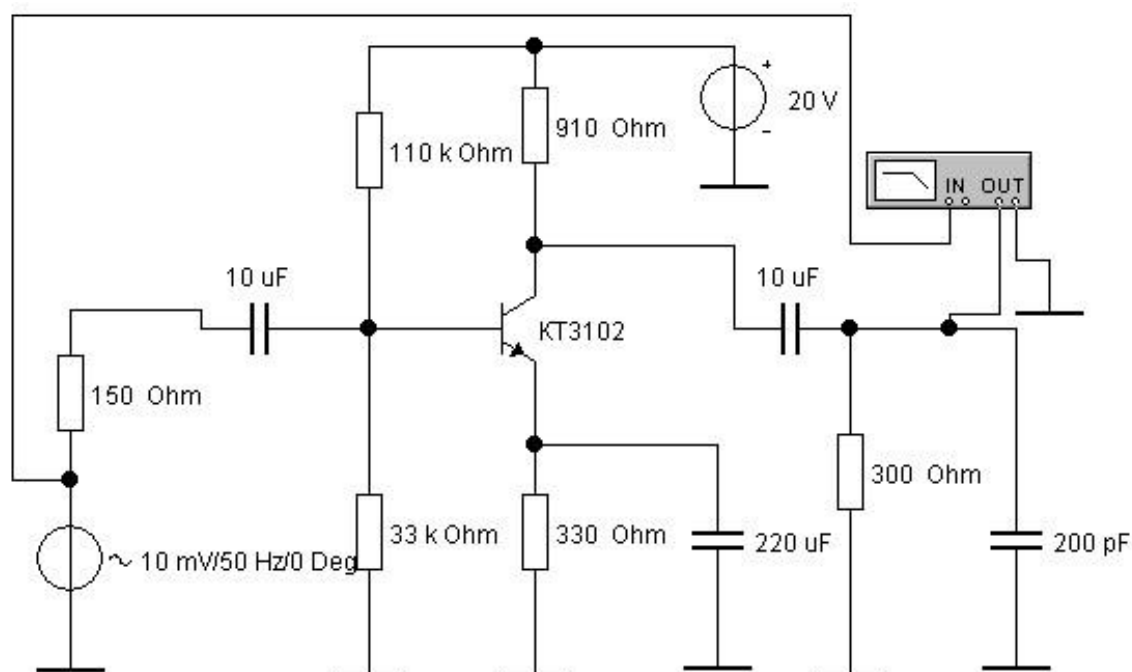


Рисунок 22 – Схема електрична принципова моделі каскаду

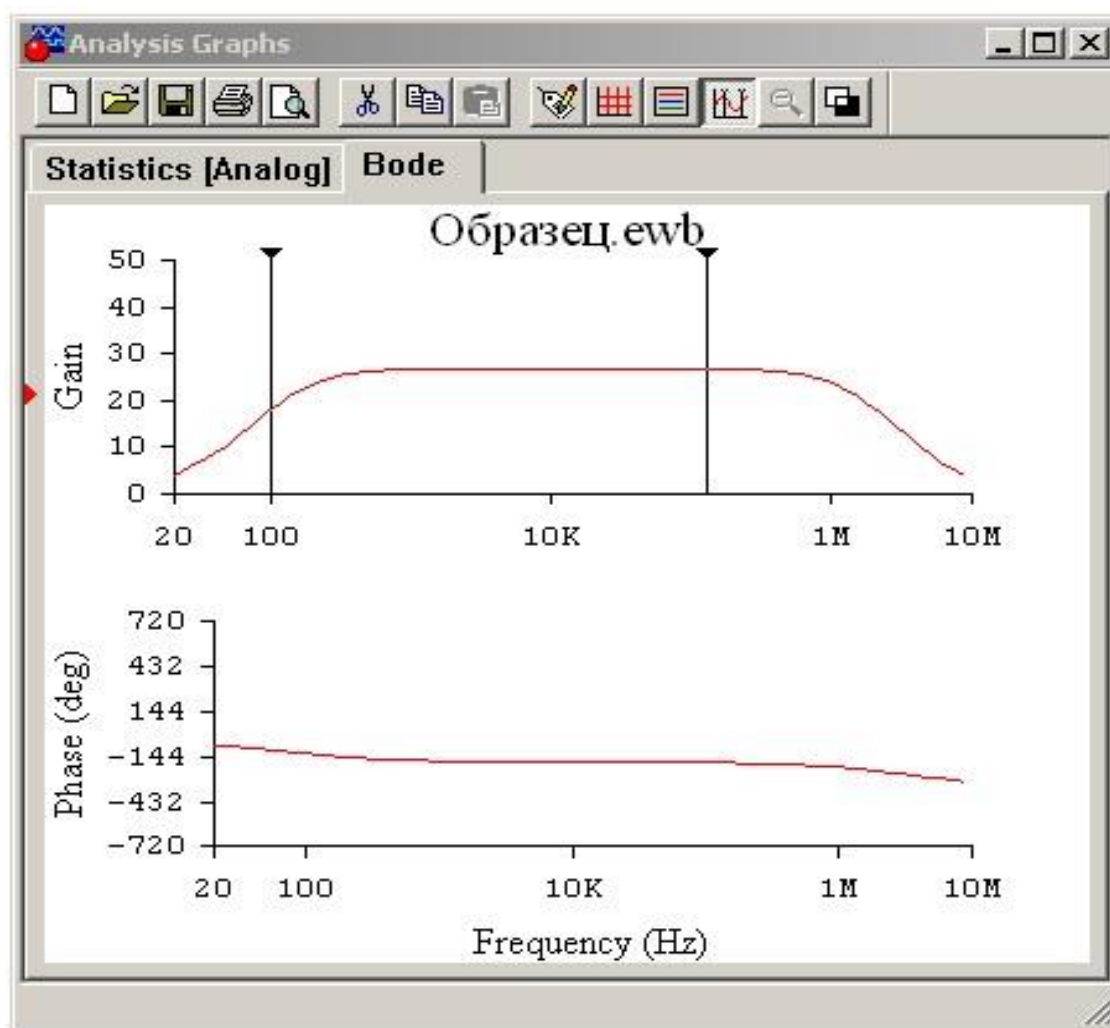


Рисунок 23 - Амплітудно-частотна характеристика модельованого каскаду

## 7.2 Розрахунок параметрів каскаду попереднього підсилення

Аналогічно попереднім розрахункам розраховуємо необхідну величину напруги джерела живлення для підсилювального каскаду

$$E_K \approx 1.5 \cdot 2\sqrt{2}U_{ВНХ} \approx 1.5 \cdot 2\sqrt{2} \cdot 0.35B \approx 1.48B$$

Вибираємо величину напруги джерела живлення рівною 5 вольт.

Задаємо опір у колі колектора:

$$R_3 = R_K = 0.5R_H = 0.5 \cdot 5.6 \text{ кОм} = 2.8 \text{ кОм}.$$

Приймаються опір резистора в колі колектора каскаду попереднього підсилення рівним 2,2 кОм.

В якості резистора R3 застосуємо резистор С2-26-0,125Вт - 2,2 кОм  $\pm 10\%$

Задаємо падіння напруги на  $R_e$  (або на  $R_e + R_{oc}$ , якщо  $R_{oc}$  присутній у схемі):

$$U_{Re} = 0.25E_K = 0.25 \cdot 5B = 1.25B.$$

Визначаємо еквівалентний опір навантаження:

$$R_{екв} = \frac{R_{BX} R_K}{R_{BX} + R_K} = \frac{5,6K\Omega \cdot 2,2K\Omega}{5,6K\Omega + 2,2K\Omega} = 1,6K\Omega.$$

Визначаємо необхідне значення струму спокою колектора в робочій точці (плюс 10%-й запас з урахуванням можливої термонестабільності):

$$I_{K0} \geq \frac{1,1U_{вих}}{R_{екв}} = \frac{1,1 \cdot 0,35B}{1,6K\Omega} = 0,24mA.$$

Напруга колектор-емітер в робочій точці визначається за формулою:

$$U_{K0} \geq U_{вих} + U_H \geq 0,35B + 1B \geq 1,5B,$$

де  $U_H$  - напруга насичення транзистора. Приймається значення напруги  $U_{K0}$  яке дорівнює 2,5 В.

Розраховуємо величину потужності що розсіюється на колекторі транзистора в точці спокою

$$P_K = U_{K0} \cdot I_{K0} = 2,5B \cdot 0,24mA = 0,6mW$$

Постійна потужність, що розсіюється на колекторі, не повинна перевищувати граничного значення, взятого з довідкових даних на транзистор.

Розраховуємо розмах імпульсу струму в навантаженні

$$I_{H_{MAX}} = \frac{2,82 \cdot U_{вих}}{R_{BX}} = \frac{2,82 \cdot 0,35B}{5,6K\Omega} = 0,17mA$$

Для побудови каскаду попереднього підсилення проектованого підсилювача низької частоти також найбільш підходить за параметрами транзистор КТ3102Б, параметри якого були визначені у розрахунку кінцевого каскаду.

Проводимо побудову прямої навантаження підсилювального каскаду. Для чого визначаємо дві характерні її точки. При закритому транзисторі характерна точка прямої навантаження має параметри  $I_K = 0$  і  $U_K = E_H$ . При відкритому транзисторі характерна точка прямої, навантаження, має параметри  $U_K = U_H$  і

$$I_K = \frac{E_H}{R_K} = \frac{5B}{2,2K\Omega} = 2,2mA.$$

Вольт-амперні характеристики транзистора КТ3102Б приведені на рис. 24 згідно яких параметри робочої точки наступні:

напруга колектора  $U_{K0} = 2,6B$ , струм колектора  $I_{K0} = 1,1mA$ , струм бази  $I_{B0} = 7,5\mu A$ , напруга база-емітер  $U_{BE0} = 0,45B$ .

Розраховуємо потужність яка розсіюється на колекторі транзистора в робочій крапці

$$P_K = U_{K0} \cdot I_{K0} = 2,6B \cdot 1,1mA = 2,8mW$$

Потужність яка розсіюється на колекторі транзистора не перевищує максимально-допустиму для цього транзистора.

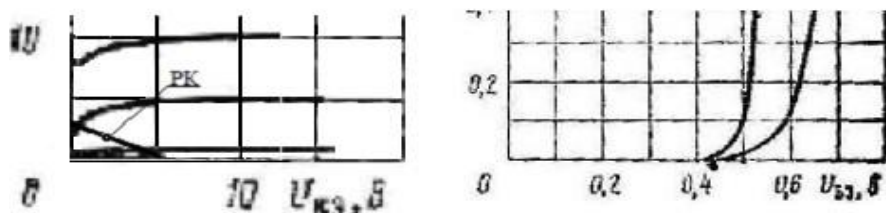


Рисунок 24 – Вольт-амперні характеристики транзисторів з прямими навантаженням

Розраховуємо потужність яка розсіюється на резисторі в колекторному колі (R3) в робочій точці

$$P_{R3} = I_{K0}^2 \cdot R9 = (1,1 \text{ mA})^2 \cdot 2,2 \text{ kOm} = 2,6 \text{ mW}$$

В якості резистора R3 застосуємо резистор C2-23-0,125 - 2,2 Ом  $\pm 10\%$ .

Визначаємо величину резистора (R4) в колі емітера транзистора VT2.

$$R4 = \frac{0,2 E_{II}}{I_{K0}} = \frac{0,2 \cdot 5 \text{ B}}{1,1 \text{ mA}} = 910 \text{ Ом}.$$

Розрахуємо потужність розсіювань резистора R4

$$P_{R4} = I_{K0}^2 \cdot R4 = 1,1^2 \text{ mA} \cdot 910 \text{ Ом} = 10 \text{ mW}$$

Визначимо величину опору резистора в колі емітера з урахуванням, що каскад буде працювати в заданому інтервалі температур і параметри робочої точки (зокрема  $I_{K0}$ ) не будуть змінюватися більш ніж на 10%.

$$R_E \geq \frac{\gamma \Delta T}{0,1 I_{K0}} \geq \frac{2,5 \text{ mB} \cdot 50^\circ \text{C}}{0,1 \cdot 1,1 \text{ mA}} \geq 1136,1 \text{ Ом}$$

де  $\gamma = 2 \text{ mB}/^\circ \text{C}$ ,  $\Delta T$  – інтервал робочих температур ( $50^\circ \text{C}$ ).

З даного розрахунку можна зробити висновок, що номінал резистора в колі емітера обраний неправильно і для нормальної роботи каскаду його необхідно збільшити.

В якості резистора R4 застосуємо резистор C2-23-0,125 - 1,5 кОм  $\pm 10\%$ .

Розрахуємо величину резистора (R2) дільника в колі для зсуву робочої точки транзистора VT2

$$R2 = \frac{I_{K0} \cdot R_8 + U_{EE}}{10 I_E} = \frac{1,1 \text{ mA} \cdot 1500 \text{ Ом} + 0,45 \text{ B}}{10 \cdot 0,0075 \text{ mA}} = 28 \text{ kOm}$$

В якості резистора R2 застосуємо резистор C2-23-0,125 – 27 кОм  $\pm 10\%$ .



Розрахуємо величину резистора (R1) дільника в колі для зсуву робочої точки транзистора VT2

$$R1 = \frac{E_{II} - (I_{K0} \cdot R_4 + U_{BE})}{10I_E} = \frac{5B - (1,1mA \cdot 1,5k\Omega + 0,45B)}{10 \cdot 0,0075mA} = 38k\Omega$$

В якості резистора R6 застосуємо резистор C2-23-0,125-39 кОм  $\pm 5\%$ .

Розподілимо величину частотних спотворень що приходяться на каскад попереднього підсилення на окремі його елементи (розділові і блокувальні конденсатори) припускаючи що дані спотворення розподіляються порівну між вказаними колами.

$$M_{np} = M_{nb} = \frac{M_{ni}^2}{2} = \frac{1,5dB}{2} = 0,75dB = 1,09 раз$$

Визначимо необхідну значення постійної часу для розділових і блокувальних кіл підсилювача з наступних співвідношень:

$$\tau_n = \frac{1}{2\pi f_n \sqrt{M_{np}^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \sqrt{1,09^2 - 1}} = 0,0037C,$$

де  $M_{ni}$  - частка частотних спотворень в області НЧ, розподілених на розділові і блокувальні кола.

Визначимо величину ємності блокувального конденсатора (C3) в колі емітера транзистора VT2

$$C3 \geq \tau_n \cdot S_0 \geq 0,0037C \cdot 0,05C_{им} \geq 183 \mu F$$

В якості конденсатора C3 застосуємо конденсатор К50-33-6,3В 220мкФ.

Визначимо величину ємності розділового конденсатора (C1) в колі навантаження

$$C5 \geq \frac{\tau_n}{R_K + R_H} \geq \frac{0,0037C}{2,2k\Omega + 5,6k\Omega} \geq 0,46\mu F$$

В якості конденсатор C1 застосуємо конденсатор К50-33-25В- 4,7мкФ.

Розрахуємо вхідний опір каскаду по змінному струму

$$R_{BX} = R_7 / (1 + Y_{11B} \cdot R_7) = 16,1k\Omega / (1 + 0,14мC_{им} \cdot 16,1k\Omega) = 4,9 k\Omega.$$

Розрахуємо величину коефіцієнта підсилення каскаду виконаного на транзисторі VT2

$$K_U = S_0 \cdot R_{EKB} = 50 \cdot 1,6k\Omega = 80 = 38 дБ$$

Розрахуємо величину вхідної напруги підсилювального каскаду

$$U_{BX} = U_{BIX} / K_U = 0,35 B / 80 = 4,35 мВ$$





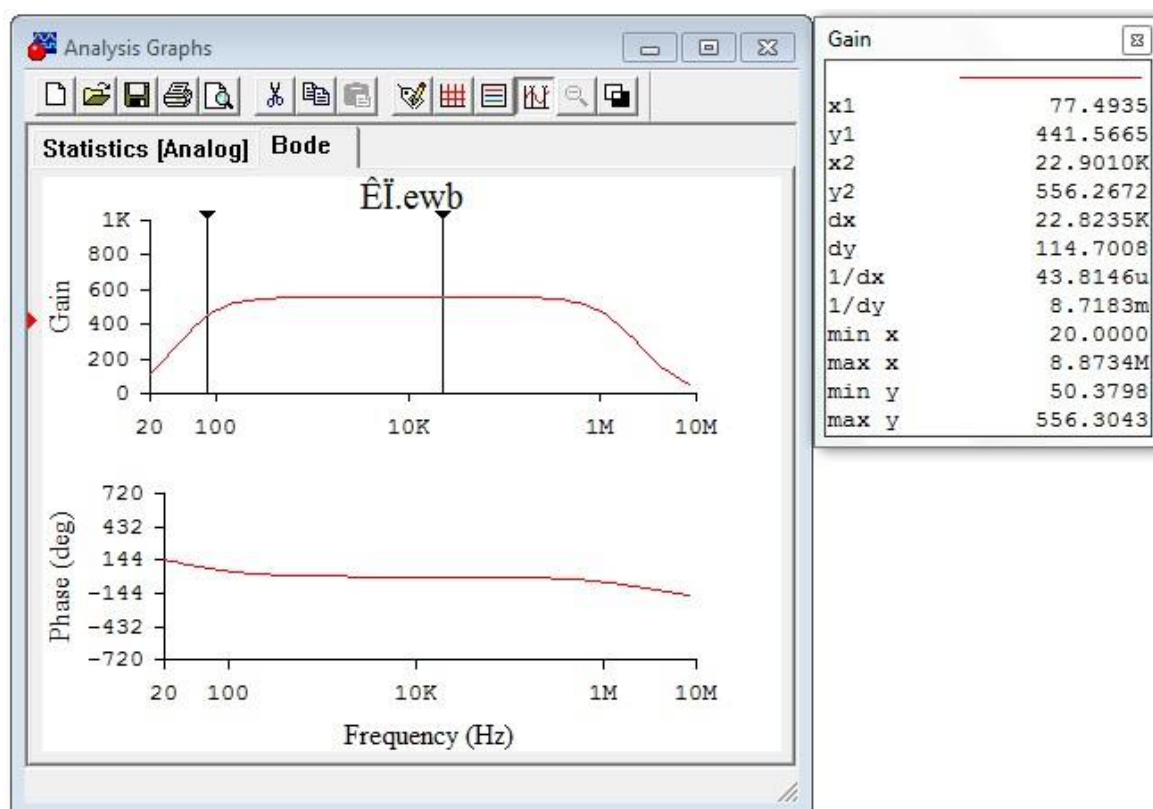


Рисунок 26 – Амплітудно-частотна характеристика модельованого каскаду

Результати моделювання підтверджують правильність виконаних розрахунків.

## **8 ДЕЯКІ ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ПРОЕКТУВАННЯ**

### **8.1 Вибір номіналів і типів елементів схеми**

Після розрахунку необхідних номіналів елементів схеми, керуючись довідковим матеріалом, провести вибір типів елементів, враховуючи потужність розсіювання для резисторів і робочу напругу для конденсаторів. Крім того, слід уточнити номінали елементів, згідно стандартного ряду. При цьому не слід орієнтуватися на ряди, відповідні малому (5%) розкиду параметрів, для більшості кіл підсилювача прийнятний розкид номіналу  $\pm 10\%$ .

### **8.2 Оформлення пояснювальної записки та графічної частини**

Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) являє собою важливий і трудомісткий етап проектування. Структура ПЗ і правила її оформлення викладені в методичних вказівках по оформленню курсових та дипломних проектів. Вітається оформлення ПЗ за допомогою сучасних програмних засобів ПЕОМ (Word, PCAD, SPlan та ін.). Необхідно нагадати, що розрахункові співвідношення записуються в такій послідовності: формула (символьний вираз)  $\rightarrow$  чисельний вираз  $\rightarrow$  результат.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. ГОСТ 24388-88 - Усилители сигналов звуковой частоты бытовые. Общие технические условия
2. ИЕС 60268-3(2000). Оборудование звуковых систем. Часть 3. Усилители.
3. ГОСТ 23849-87. Аппаратура радиоэлектронная бытовая. Методы измерения электрических параметров усилителей сигналов звуковой частоты.
4. ГОСТ 2.105–95 ЕСКД. Общие требования к текстовым документам. – М., 1996.
5. ГОСТ 2.701–84 ЕСКД. Схемы. Виды и типы. Общие требования к выполнению. – М., 2000.
6. ГОСТ 2.702–75 ЕСКД. Правила выполнения электрических схем. – М., 2000.
7. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства.-М.: Связь, 1977.-360 с. : ил.
8. Букреев С. С. Транзисторные усилители низкой частоты с обратной связью. - М.: Советское радио, [1972](#)
9. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства: Учебник для вузов. 2-е изд. - М.: Радио и связь. [1983](#)
10. Полупроводниковые приборы: Транзисторы./В.Л.Аронов и др.; под общ. ред. Н. Н. Горюнова.-М.: Энергоатомиздат, 1985.-904с., ил.

Додаток 1  
Вихідні дані для розрахунку підсилювача

Номер варіанта	$R_n$ , кОм	$C_n$ , пФ	$f_n$ , Гц	$f_v$ , Гц	$K_u$	$U_{вих}$ , В	$R_{вх}$ , кОм	$T_v$ , °C
1	0,45	200	29	$8 \cdot 10^4$	44	4	1,0	-25÷+35
2	0,49	170	26	$9 \cdot 10^4$	56	8	1,5	-20÷+40
3	0,46	200	27	$7 \cdot 10^4$	67	5	2,0	-15÷+45
4	0,47	150	28	$5 \cdot 10^4$	75	7	2,5	-10÷+50
5	0,47	150	28	$3 \cdot 10^4$	89	6	2,7	-5÷+35
6	0,50	100	20	$4 \cdot 10^4$	94	8	2,9	0÷+40
7	1,1	50	21	$2 \cdot 10^4$	46	4	3,0	45
8	1,2	45	25	$7 \cdot 10^4$	57	7	1,0	50
9	1,3	40	27	$9 \cdot 10^4$	65	5	1,5	35
10	1,4	40	26	$8 \cdot 10^4$	79	8	2,0	40
11	1,5	40	29	$5 \cdot 10^4$	88	6	2,5	45
12	1,6	30	27	$3 \cdot 10^4$	97	5	2,7	50
13	1,7	25	20	$2 \cdot 10^4$	34	7	2,9	35
14	1,8	20	28	$7 \cdot 10^4$	45	6	3,0	40
15	1,9	10	25	$8 \cdot 10^4$	56	8	1,0	45
16	2,0	10	27	$9 \cdot 10^4$	69	4	1,5	50
17	2,2	10	26	$5 \cdot 10^4$	77	5	2,0	35
18	2,4	8	29	$6 \cdot 10^4$	84	8	2,5	40
19	2,6	8	21	$4 \cdot 10^4$	98	6	2,7	45
20	2,8	8	25	$2 \cdot 10^4$	99	7	2,9	50
21	3,0	5	29	$8 \cdot 10^4$	44	4	3,0	35
22	3,2	5	26	$9 \cdot 10^4$	56	8	1,0	40
23	3,4	5	27	$7 \cdot 10^4$	67	5	1,5	45
24	3,5	5	28	$5 \cdot 10^4$	75	7	2,0	50
25	3,6	5	28	$3 \cdot 10^4$	89	6	2,5	35
26	3,7	5	20	$4 \cdot 10^4$	94	8	2,7	40
27	3,9	5	21	$2 \cdot 10^4$	46	4	2,9	45
28	4,0	5	25	$7 \cdot 10^4$	57	7	3,0	50
29	4,6	5	27	$9 \cdot 10^4$	65	5	3,5	45
30	5,0	5	26	$8 \cdot 10^4$	79	8	3,7	40

## Додаток 2

Параметри і характеристики транзисторів, що рекомендуються до застосування в підсилювачах низької частоти

## Параметри транзисторів

Найм.	Тип	$U_{KE},$ В	$I_{Kmax},$ мА	$P_{K max},$ Вт	$h_{21e}$	$I_{K60},$ мкА
КТ502А	р-n-p	25	150(350)	0.35	40-120	<1
КТ502Б		25	150(350)	0.35	80-240	<1
КТ502В		40	150(350)	0.35	40-120	<1
КТ502Г		40	150(350)	0.35	80-240	<1
КТ502Д		60	150(350)	0.35	40-120	<1
КТ502Е		80	150(350)	0.35	40-120	<1
КТ503А	n-p-n	25	150(350)	0.35	40-120	<1
КТ503Б		25	150(350)	0.35	80-240	<1
КТ503В		40	150(350)	0.35	40-120	<1
КТ503Г		40	150(350)	0.35	80-240	<1
КТ503Д		60	150(350)	0.35	40-120	<1
КТ503Е		80	150(350)	0.35	40-120	<1
КТ315А		25	100	0.15	30-120	<0.5
КТ315Б		20	100	0.15	50-350	<0.5
КТ315В		40	100	0.15	30-120	<0.5
КТ315Г		35	100	0.15	50-350	<0.5
КТ315Г1		35	100	0.15	100-350	<0.5
КТ315Д		40	100	0.15	20-90	<0.6
КТ315Е		35	100	0.15	50-350	<0.6
КТ315Ж		20	50	0.1	30-250	<0.01
КТ315И		60	50	0.1	>30	<0.1
КТ315Н		20	100	0.1	50-350	<0.6
КТ315Р		35	100	0.1	150-350	<0.5

## Продовження додатку 2

Найм.	Тип	U <sub>KE</sub> , В	I <sub>Kmax</sub> , мА	P <sub>Kmax</sub> , Вт	h <sub>21ε</sub>	I <sub>K60</sub> , мкА
КТ361А	р-n-p	25	100	0.15	20-90	<1
КТ361Б		20	100	0.15	50-350	<1
КТ361В		40	100	0.15	40-160	<1
КТ361Г		35	100	0.15	50-350	<1
КТ361Г1		35	100	0.15	100-350	<1
КТ361Д		40	50	0.15	20-90	<1
КТ361Е		35	50	0.15	50-350	<1
КТ361Ж		10	50	0.15	50-350	<1
КТ361И		15	50	0.15	>250	<1
КТ361К		60	50	0.15	50-350	<1
КТ3102А	n-p-n	50	100(200)	0.25	100-200	<0.05
КТ3102Б		50	100(200)	0.25	200-500	<0.05
КТ3102В		30	100(200)	0.25	200-500	<0.015
КТ3102Г		20	100(200)	0.25	400-1000	<0.015
КТ3102Д		30	100(200)	0.25	200-500	<0.015
КТ3102Е		20	100(200)	0.25	400-1000	<0.015
КТ3102Ж		20	100(200)	0.25	100-250	<0.05
КТ3102И		20	100(200)	0.25	200-500	<0.05
КТ3102К		20	100(200)	0.25	200-500	<0.015
КТ3102АМ		50	100(200)	0.25	100-200	<0.05
КТ3102БМ		50	100(200)	0.25	200-500	<0.05
КТ3102ВМ		30	100(200)	0.25	200-500	<0.015
КТ3102ГМ		20	100(200)	0.25	400-1000	<0.015
КТ3102ДМ		30	100(200)	0.25	200-500	<0.015
КТ3102ЕМ		20	100(200)	0.25	400-1000	<0.015
КТ3102ЖМ		20	100(200)	0.25	100-250	<0.05
КТ3102ИМ		20	100(200)	0.25	200-500	<0.05
КТ3102КМ		20	100(200)	0.25	200-500	<0.015

## Продовження додатку 2

## Характеристики транзисторів

КТ 815

 $U_{кемах}$  - максимально допустима напруга колектор-емітер, В.

КТ 815А ..... 40

КТ 815Б ..... 50

КТ 815В ..... 70

КТ 815Г ..... 100

 $I_{кмах}$  - максимально допустимий постійний струм колектора, А. .... 1,5 $P_{кмах}$  - постійна потужність колектора з тепловідводом, Вт. .... 10

при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на 0,1 Вт/°C

 $P_{кмах}$  - постійна потужність колектора без тепловідвода, Вт. .... 1

при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на 0,01 Вт/°C

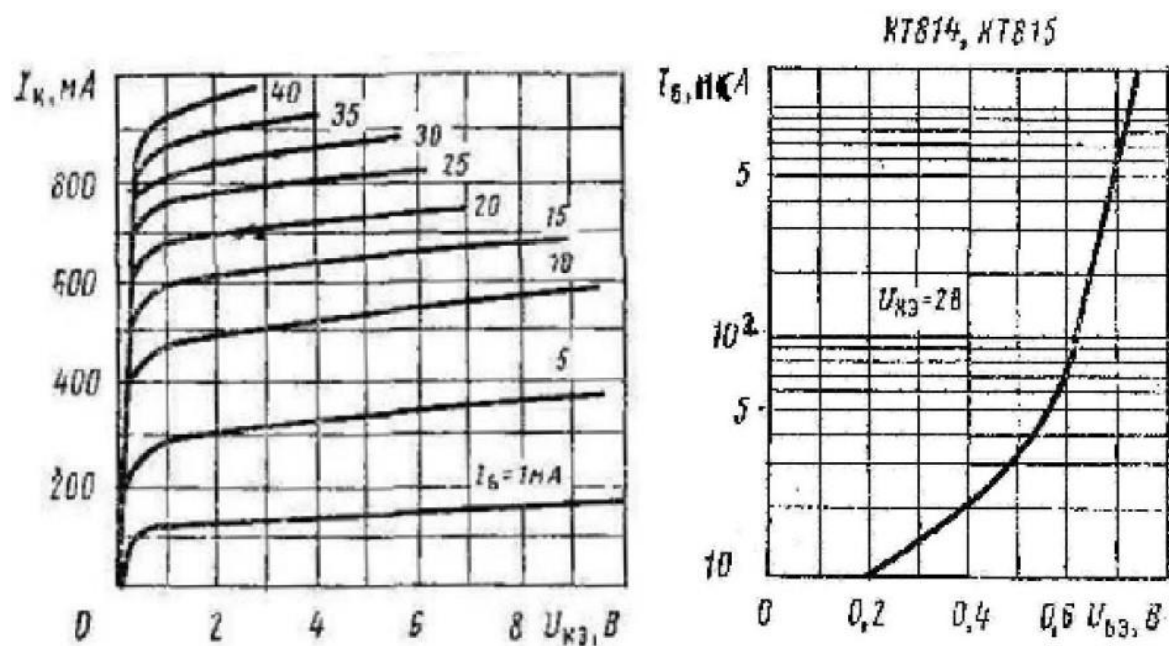
 $h_{21e}$  - статичний коефіцієнт передачі струму у схемі з загальним емітером

КТ 815А, КТ 815Б, КТ 815В ..... 40

КТ 815Г ..... 30

 $I_{кбо}$  - зворотний струм колектора, мА ..... 0,05 $T_{кмах}$  - максимальна температура переходу, °C ..... 125

## Характеристики транзистора КТ 815





## Продовження додатку 2

КТ 817

 $U_{кео}$  - максимально допустима напруга колектор-емітер, В.

КТ 817А .....40

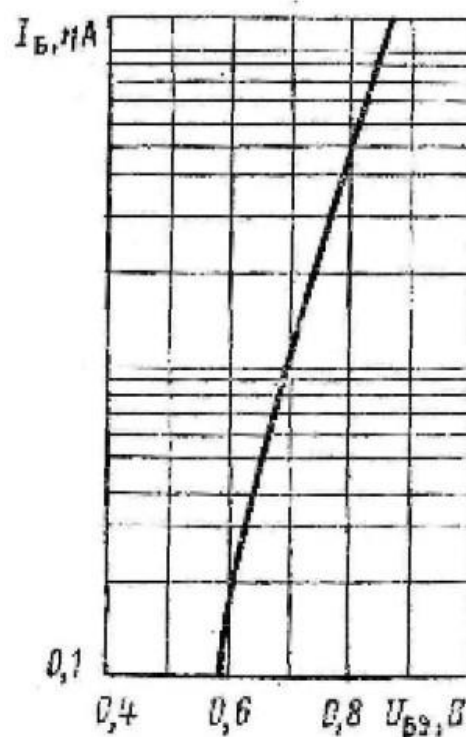
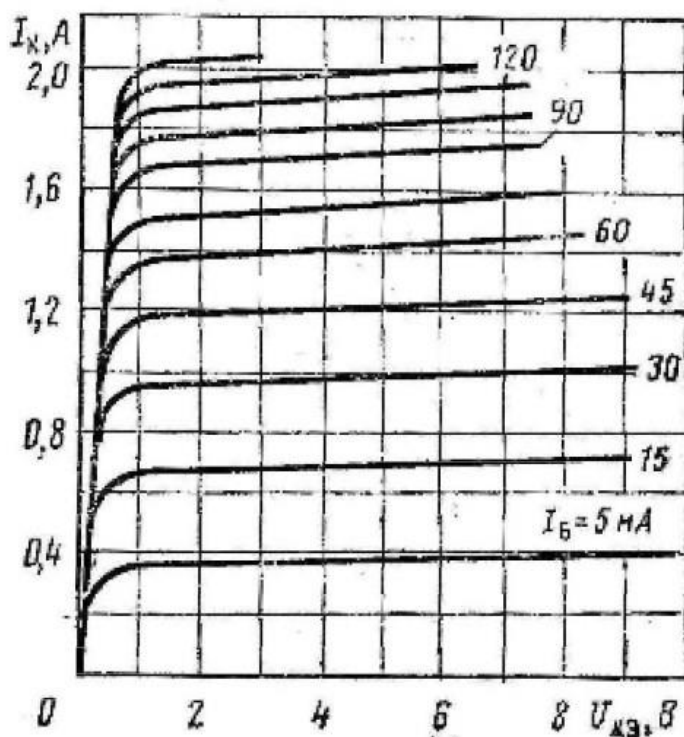
КТ 817Б .....45

КТ 817В .....60

КТ 817Г .....100

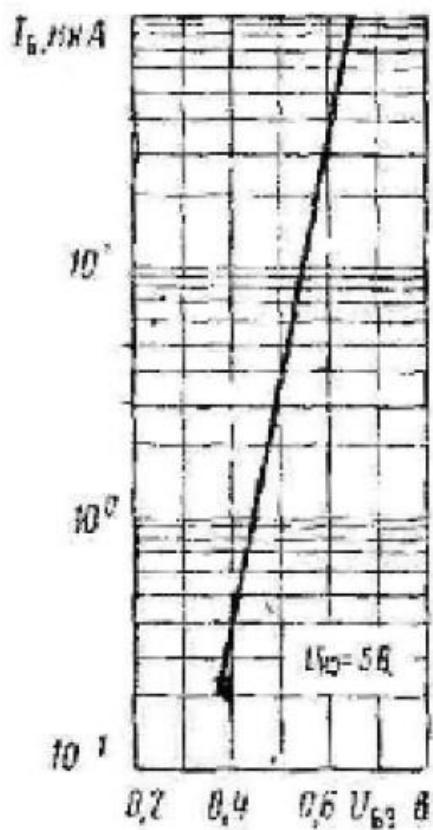
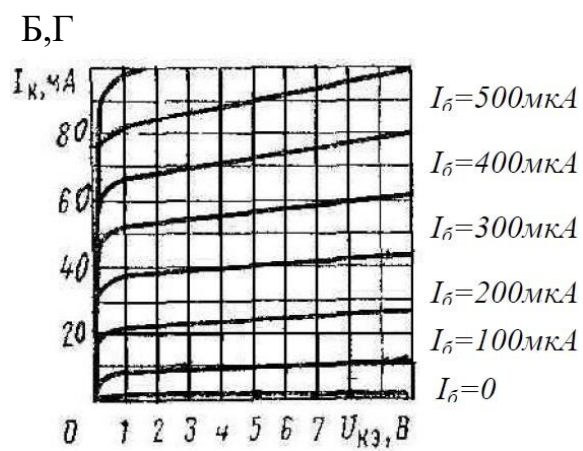
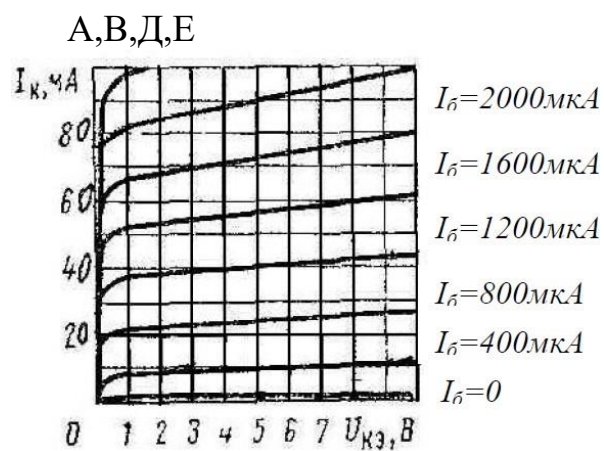
 $I_{кмах}$  - максимально допустимий постійний струм колектора, А. 3 $P_{кмах}$  - постійна розсіює потужність колектора з тепловідводом, Вт. - 25  
при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на 0,2 Вт/°C $P_{кмах}$  - постійна потужність колектора без тепловідвода, Вт. ....1  
при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на 0,01 Вт/°C $h_{21e}$  - статичний коефіцієнт передачі струму у схемі з загальним емітером .....25 $I_{кбо}$  - зворотний струм колектора, мА .....0,1 $T_{кмах}$  - максимальна температура переходу, °C .....150

## Характеристики транзистора КТ 817



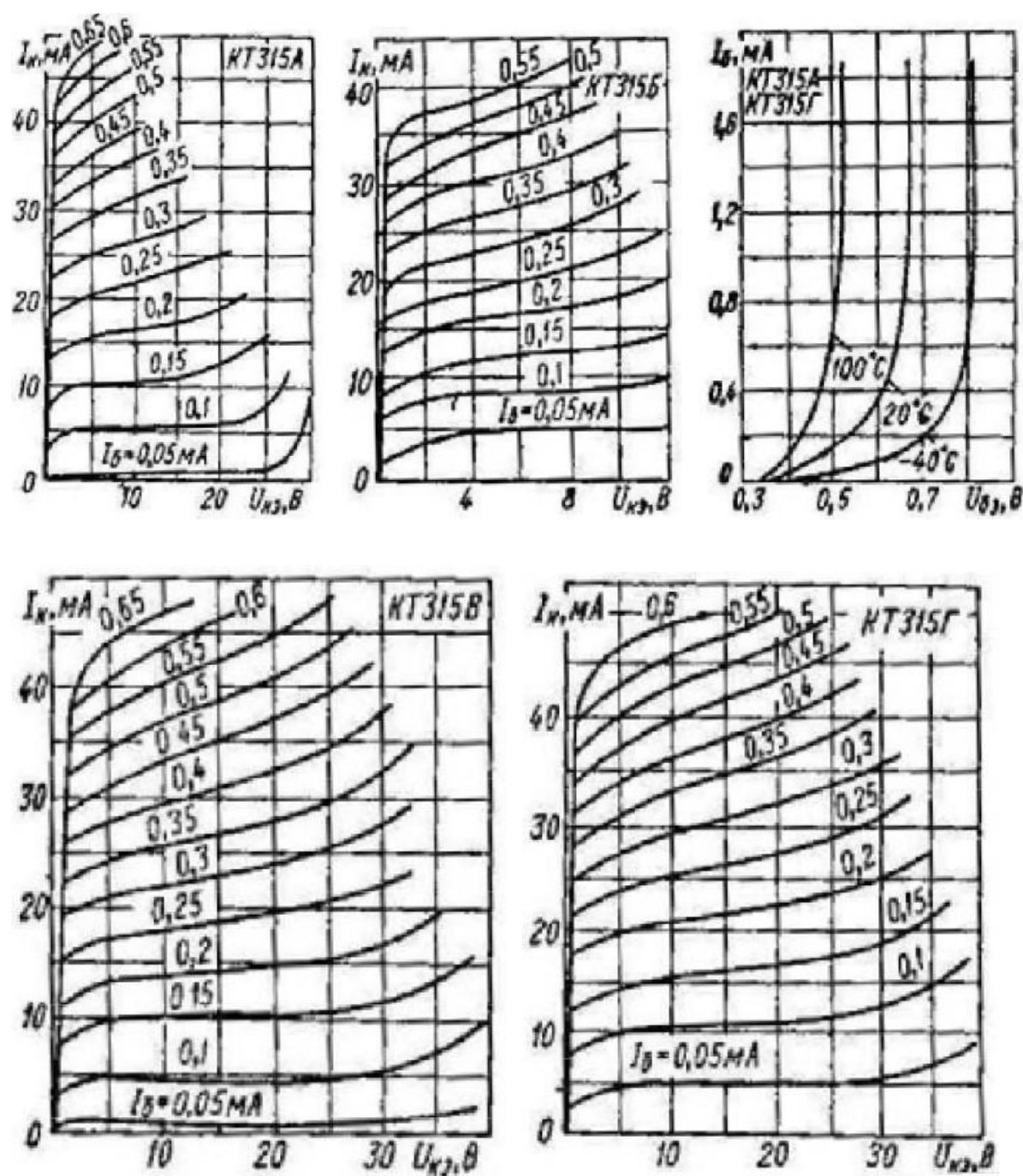
## Продовження додатку 2

## Характеристики транзистора КТ 503



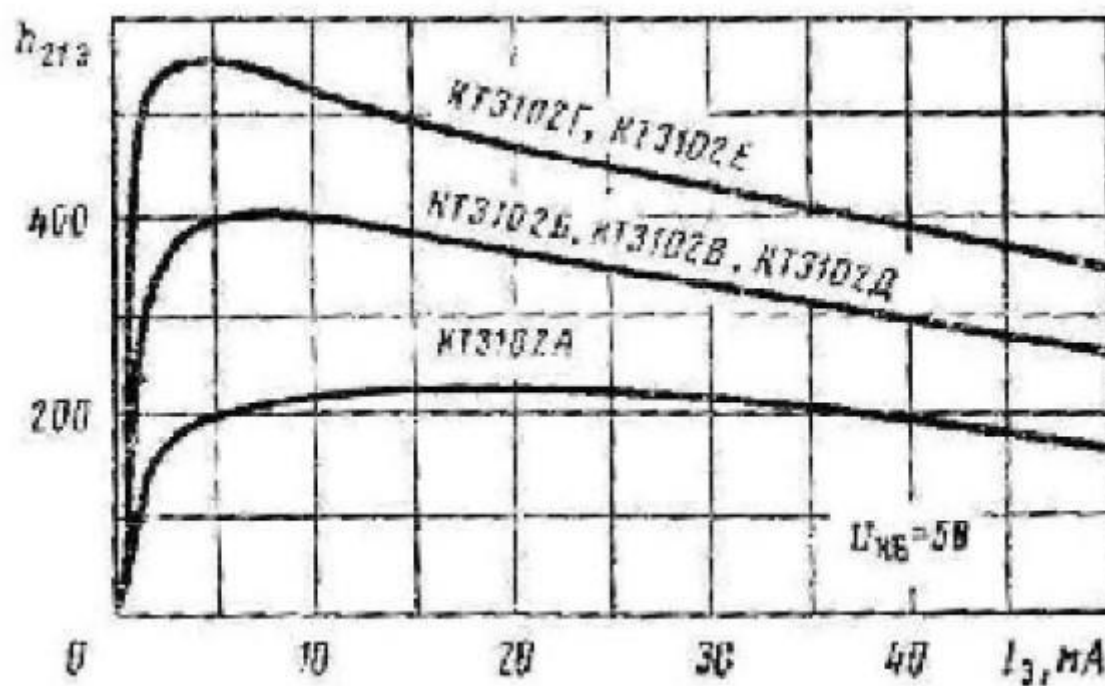
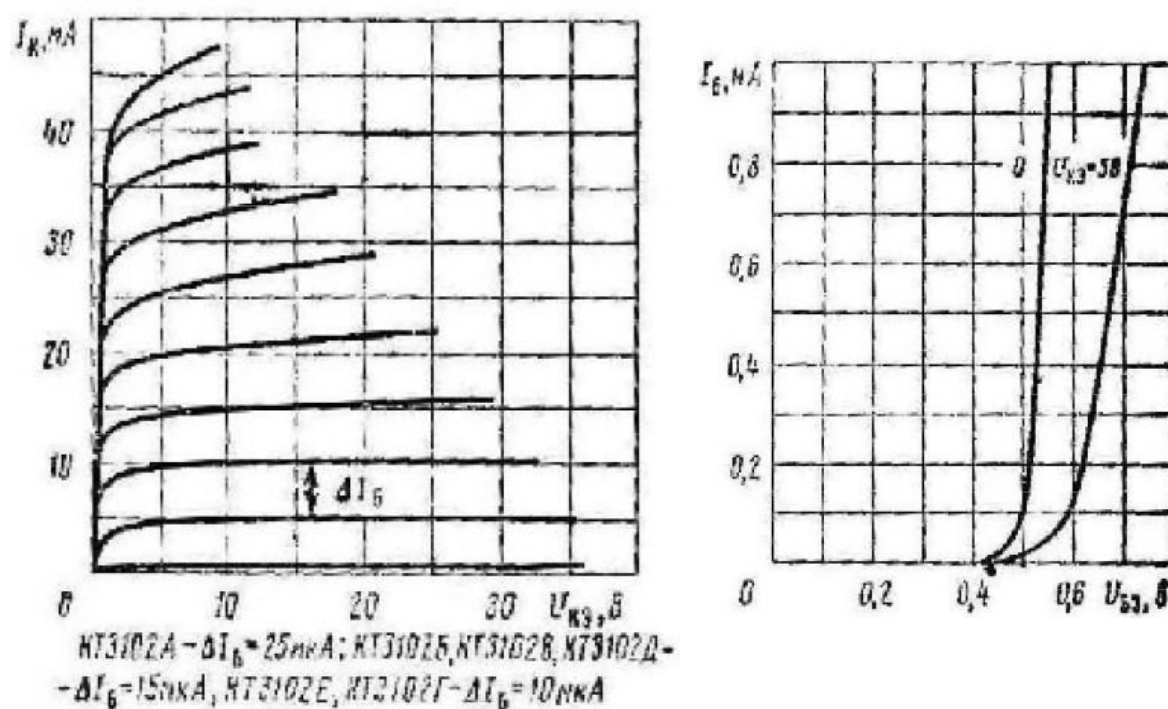
## Продовження додатку 2

## Характеристики транзистора КТ 315



## Продовження додатку 2

## Характеристики транзистора КТ 3102



Додаток 3  
Стандартизовані ряди номінальних значень.

Індекс ряду	Допустиме відхилення опору від номінального значення, %	Числові коефіцієнти, помножені на $10^n$ ( $n$ - ціле число від 0 до 7)	
Е 6	$\pm 20$	1.0, 1.5, 2.2, 3.3	4.7, 6.8
Е 12	$\pm 10$	1.0, 1.5, 2.2, 3.3, 1.2, 1.8, 2.7, 3.9	4.7, 6.8, 5.6, 6.2
Е 24	$\pm 5$	1.0, 1.5, 2.2, 3.3, 1.1, 1.6, 2.4, 3.6, 1.2, 1.8, 2.7, 3.9, 1.3, 2.0, 3.0, 4.3	4.7, 6.8, 5.1, 7.5, 5.6, 8.2, 6.2, 9.1

Наприклад, для числового коефіцієнта 2,2 номінальні опори рівні: 2,2 Ом, 22 Ом, 220 Ом, 2,2 кОм, 22 кОм, 220 кОм, 2,2 МОм і т.д. Для резисторів, що застосовуються в електронній апаратурі, згідно з ГОСТ 9663-61 встановлено такі значення номінальних потужностей розсіювання, Вт: 0,01; 0,025; 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 5; 8; 10.

З метою підвищення надійності роботи резисторів рекомендується вибирати їх так, щоб потужність розсіювання становила  $(0,3-0,5) P_{\text{ном}}$ .

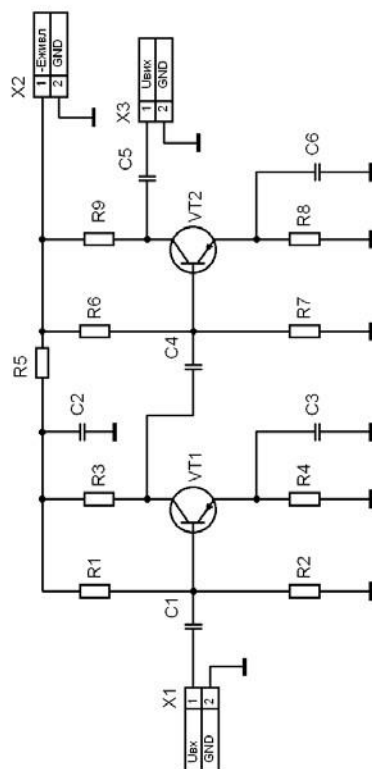
Приклад повного найменування резистора: С2-26-0,125-27 кОм  $\pm 5\%$ .

Номінальні робочі напруги конденсаторів в залежності від типу мають різні значення, наприклад: 10, 16, 25, 63, 100, 160, 220, 300, 450 і т. д. (В).

Приклад повного найменування оксидного конденсатора: К50-24-25В 2200 мкФ. Керамічний конденсатор: К10-63В-47нФ  $\pm 30\%$ .

## Додаток 4

## Приклад оформлення електричної принципової схеми підсилювача



Поз. познач.	Найменування	Кіль	Прим.
	<u>Конденсатори</u>		
C1	КМ5-Б-60В-0,022мкФ	1	
C2	КМ5-Б-60В-0,022мкФ	1	
C3	КМ5-Б-60В-0,22мкФ	1	
C4	КМ6-Б-60В-0,068мкФ	1	
C5	КМ6-Б-60В-0,068мкФ	1	
C6	КМ6-Б-60В-0,68мкФ	1	
	<u>Резистори</u>		
R1	C2-23-0,125-52Ом±10%	1	
R2	C2-23-0,125-9,1Ом±10%	1	
R3	C2-23-0,125-330 Ом±10%	1	
R4	C2-23-0,125-130 Ом±10%	1	
R5	C2-23-0,125-1,5кОм±10%	1	
R6	C2-23-0,125-19кОм±10%	1	
R7	C2-23-0,125-7,5кОм±10%	1	
R8	C2-23-0,125-160 Ом±10%	1	
R9	C2-23-0,125-330 Ом±10%	1	
VT1, VT2	Транзистор КТ358Б	2	
X1	Роз'єднувач DBF-5 (розетка)	1	
X2	Роз'єднувач DBF-5 (вилка)	1	
X3	Роз'єднувач DBF-5 (розетка)	1	

ФІЕТ 7.09.08.01 КП			
Лист		Маса	Масштаб
Підписав			
Схема електрична			
принципова			
Лист	Листів 1		
ЗДА			
ФБМЕ -10 -13			