

Лекція 5. Міжкаскадні зв'язки. Вихідні каскади підсилювачів

5.1 Міжкаскадні зв'язки

Існують три основні способи зв'язку між каскадами в багатокаскадному підсилювачі – зв'язок через розділові конденсатори (ємнісний зв'язок), безпосередній зв'язок (гальванічний зв'язок) і зв'язок за допомогою трансформаторів (трансформаторний зв'язок). Найбільше поширення в схемах підсилювачів змінної напруги, і зокрема в ПНЧ, отримав ємнісний міжкаскадний зв'язок.

Типові схеми транзисторних підсилювачів з ємнісним міжкаскадним зв'язком приведені на рисунку 5.1.

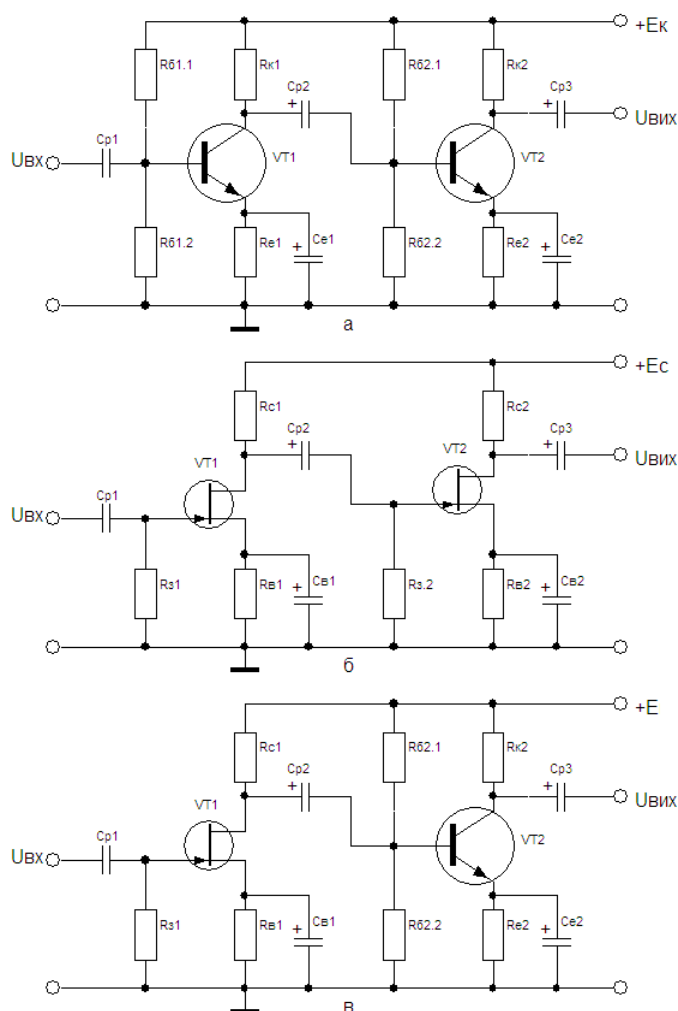


Рисунок 5.1 – Схеми попередніх підсилювачів з ємнісним міжкаскадним зв'язком: а – на біполярних транзисторах; б – на польових транзисторах; в – на польовому і біполярному транзисторах

Перші дві схеми (рис. 5.1 а і б) не вимагають яких-небудь пояснень, оскільки призначення їх елементів було розібране вищим. Значний інтерес представляє схема, приведена на рисунку 5.1 в, яка ілюструє можливості поєднання польових транзисторів з біполярними.

Оскільки польові транзистори мають високий вхідний опір і порівняно низький рівень шумів, то їх використання особливо доцільне в перших каскадах підсилювача.

Розглянемо амплітудно-частотну характеристику підсилювача з ємнісним міжкаскадним зв'язком на прикладі зв'язку першого і другого каскадів схеми, показаної на рисунку 5.1 а. Для цього заздалегідь складемо повну еквівалентну схему підсилювача (рис. 5.2), а також еквівалентні схеми, які відображають його властивості, в області нижчих, середніх і вищих частот підсилюваних сигналів (рис. 5.3).

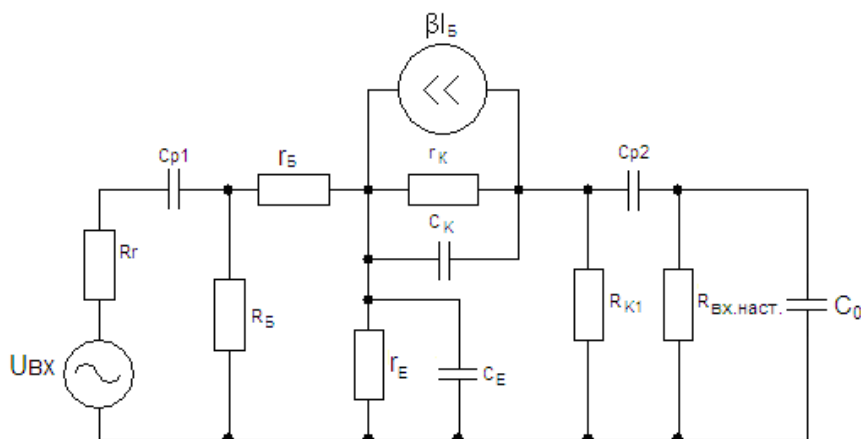


Рисунок 5.2 - Повна еквівалентна схема підсилювача з ємнісним міжкаскадним зв'язком

У цих схемах показані лише ті елементи, які роблять найбільший вплив на властивості каскаду у відповідному діапазоні частот, транзистор замінюють його Т-подібною еквівалентною схемою, а паралельно або послідовно сполучені опори і ємності замінюють їх еквівалентами. Так, резистори $R_{Б1}$ і $R_{Б2}$ замінені еквівалентним опором

$$R_{Б} = \frac{R_{Б1} \cdot R_{Б2}}{R_{Б1} + R_{Б2}}.$$

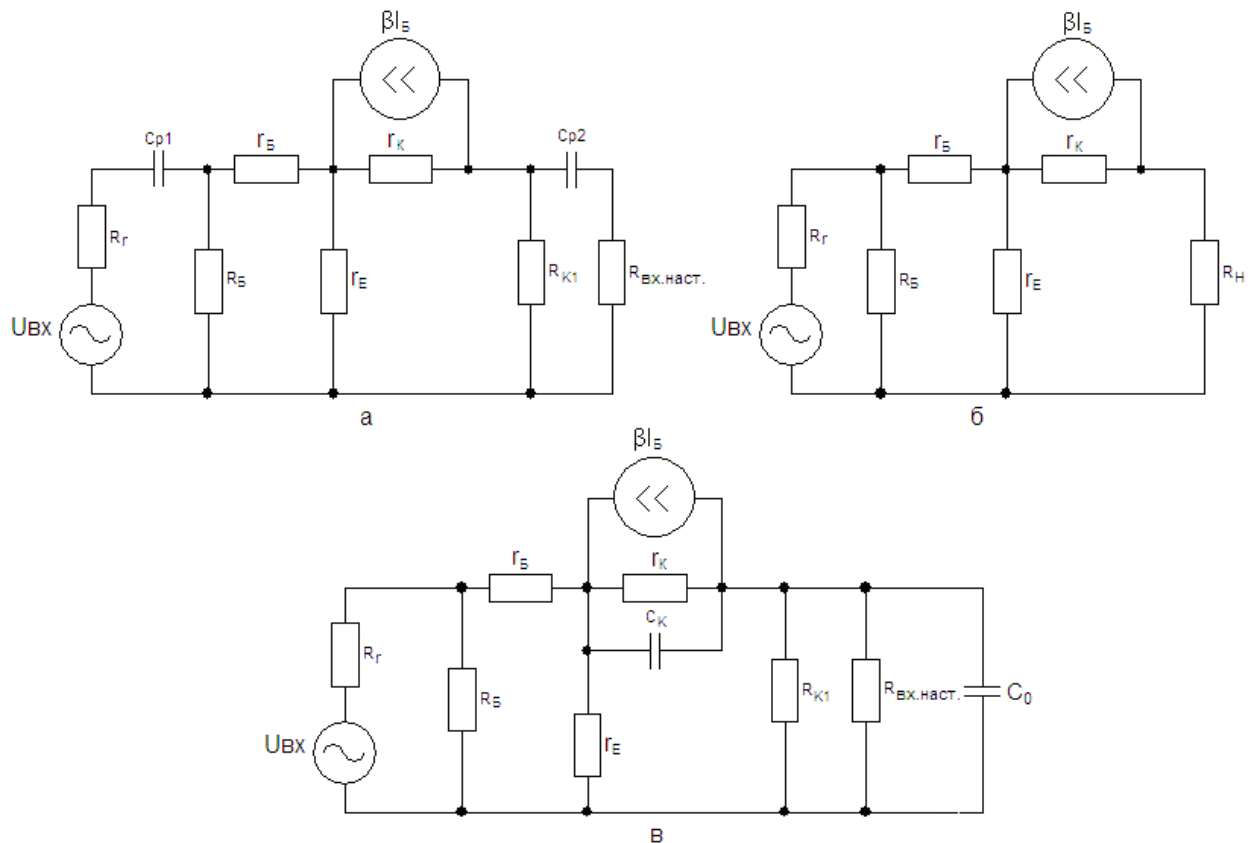


Рисунок 5.3 - Еквівалентні схеми підсилювача на низьких (а), середніх (б) і високих (в) частотах

Резистори R_{K1} і $R_{вх. наст.}$ замінені еквівалентним опором

$$R_H = \frac{R_{K1} \cdot R_{вх. наст.}}{R_{K1} + R_{вх. наст.}}.$$

Ємність C_0 є повною ємністю, яка навантажує каскад і визначається виразом

$$C_0 \approx C_{вх. наст.} + C_M,$$

де $C_{вх. наст.}$ – вхідна ємність наступного каскаду; C_M – сумарна монтажна ємність схеми.

У загальному випадку (рис. 5.3) еквівалентна схема підсилювача містить ряд реактивних елементів – ємностей, частина з яких (C_{p1} і C_{p2}) включена в коло послідовно по відношенню до входу і виходу кожного каскаду, а частина (C_K , C_E , C_0) паралельно тому або іншому елементу схеми. Вплив цих ємностей на величину вихідної напруги і на коефіцієнт посилення, відрізняється для різних частот підсилюваного сигналу.

При низькій частоті сигналу ємнісний опір $X_{Cp} = \frac{1}{\omega_n \cdot C_p}$ розділових конденсаторів зростає і їх вплив на роботу схеми збільшується. В той же час вплив малих ємностей C_K і C_0 на низьких частотах виявляється неістотним, оскільки шунтуючі ємнісні опори в цьому випадку значно більше опорів елементів, до яких вони підключені паралельно. Ємність C_E зазвичай вибирається досить великої величини (одиниці – десятки мікрофарад). Тому вже на низьких частотах ємнісний опір $\frac{1}{\omega_n \cdot C_E}$ виявляється значно менше опорів резистора і втратами змінної напруги сигналу на колі $R_E C_E$ можна нехтувати. В результаті еквівалентна схема підсилювача для нижчих частот діапазону набуває вигляду, показаного на рисунку 5.3 а.

Збільшення опорів розділових конденсаторів на низьких частотах наводить до того, що падіння напруги сигналу на них зростає і вихідна напруга схеми падає. Тому і амплітудно-частотна характеристика підсилювача падає з пониженням частоти (рис. 5.4).

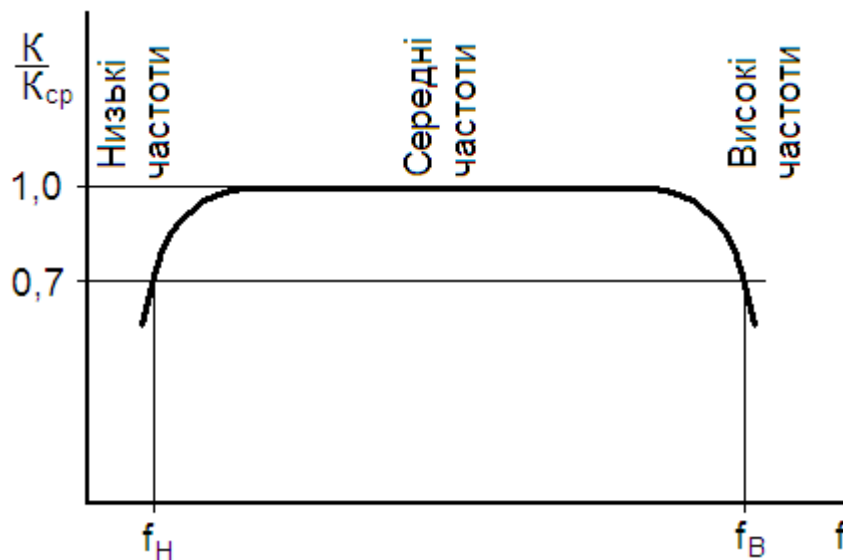


Рисунок 5.4 – Амплітудно-частотна характеристика підсилювача з ємнісним міжкаскадним зв'язком

Із збільшенням частоти підсилюваного сигналу і переходом в область середніх частот діапазону ємнісні опори $X_{Cp} = \frac{1}{\omega_{сер} \cdot C_p}$ зменшуються насті-

льки, що падінням напруги сигналу на них вже можна нехтувати. Опори малих ємкостей C_K і C_0 на цих частотах залишаються ще чималими, і вони також не, впливають на амплітудно-частотну характеристику каскаду. Тому еквівалентна схема для середніх частот не містить реактивних елементів (рис. 5.3 б), а коефіцієнт посилення на цих частотах має найбільше значення (рис. 5.4).

При подальшому підвищенні частоти сигналу істотний вплив на роботу схеми починають надавати ємкість транзистора C_K і ємкість C_0 . Це наводить до завалу амплітудно-частотної характеристики підсилювача в області вищих частот (рис. 5.4). Еквівалентна схема підсилювача для вищих частот показана на рисунку 5.3 в.

Граничними частотами f_H і f_B ПНЧ вважають такі частоти, на яких коефіцієнт посилення падає в 1,4 рази по відношенню до його значення на середніх частотах, тобто складає приблизно $0,7K_{сер}$ (рис. 5.4).

5.2 Вихідні каскади підсилювачів

Вихідний каскад підсилювача призначений для віддачі заданої величини потужності сигналу в заданий опір навантаження. В порівнянні з каскадами попереднього посилення вихідні каскади мають ряд особливостей.

Зазвичай попередні каскади посилення виконуються на малопотужних транзисторах і споживають від джерел живлення незначну потужність. Амплітуда вхідного сигналу в цих підсилювачах в більшості випадків невелика, і робочу ділянку характеристики транзистора можна вважати лінійною. Тому при розгляді роботи каскадів попереднього посилення не цікавляться коефіцієнтом корисної дії каскаду, а нелінійні спотворення сигналу вважають нічим менше малими.

Оскільки вихідні каскади споживають від джерел живлення значно велику потужність, то їх коефіцієнт корисної дії має бути досить високим, оскільки він визначає економічність всього підсилювача. Для виділення в навантаженні заданої потужності на вхід каскаду потужного посилення подається

велика амплітуда сигналу, яка захоплює значну область характеристик транзистора. Тому збільшення потужності, яка розвивається підсилювачем в навантаженні, супроводиться зростанням нелінійних спотворень. Слід також мати на увазі, що із-за великої амплітуди вхідного сигналу параметри транзистора за період сигналу змінюються в широких межах. У зв'язку з цим розрахунок потужності, яка віддається каскадом, його коефіцієнта посилення і коефіцієнта нелінійних спотворень виконують графічним способом по характеристикам транзистора, оскільки при аналітичному розрахунку цих величин з використанням малосигнальних параметрів транзистора можуть бути допущені великі помилки.

Величина максимальної неспотвореної потужності і ККД крайового каскаду залежить від типу транзистора, режиму роботи і схеми каскаду. При невеликій вихідній потужності (від міліват до десятих долей вата) в каскадах потужного посилення застосовують ті ж транзистори, що і в попередніх каскадах.

Для здобуття середньої і великої потужності (одиниці – десятки ват і вище) використовуються спеціальні потужні транзистори.

У вихідних каскадах, так само як і в попередніх, найчастіше використовується схема із загальним емітером, В цьому випадку коефіцієнт посилення сигналу по потужності виходить найбільшим і потрібна найменша вихідна потужність від попереднього каскаду і найменше посилення від попереднього підсилювача.

Вихідні каскади підсилювачів можуть бути побудовані по однотактній або двотактній схемам, які істотно відрізняються одна від одної.

Розглянемо графічну залежність вихідного струму транзистора типу $p-n$, включеного за схемою із загальним емітером, від напруги на його вході $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ - Така залежність отримала назву прохідної динамічної характеристики транзистора (рис. 5.5).

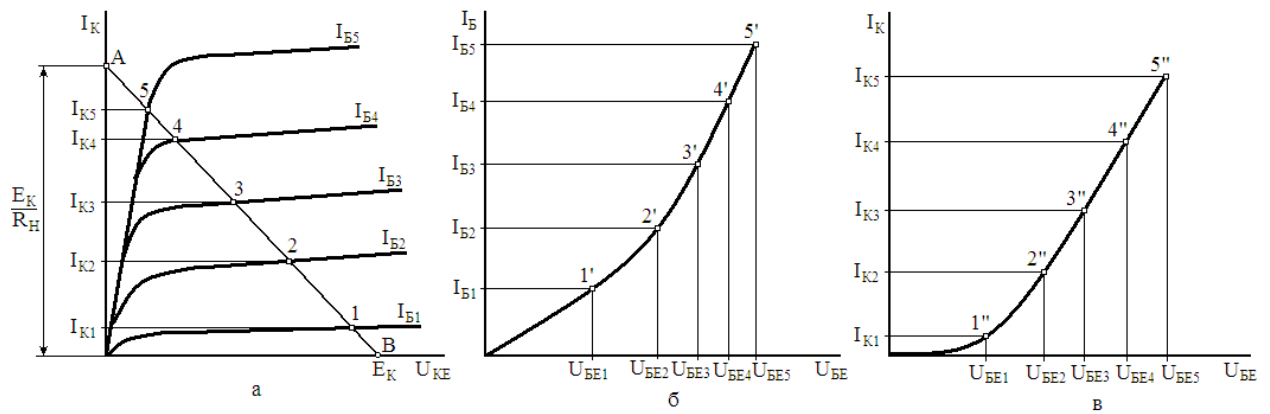


Рисунок 5.5 – Побудова прохідної динамічної характеристики транзистора: а – пряма навантаження в сімействі вихідних статичних характеристик; б – вхідна характеристика; в – прохідна динамічна характеристика

Для побудови цієї характеристики необхідно:

- у сімействі статичних вихідних характеристик транзистора по заданих величинах E_K і R_H побудувати пряму навантаження AB (рис. 5.5 а);
- відзначити точки пересічення прямої навантаження із статичними характеристиками (1, 2, 3 і т. д.) і знайти відповідні цим точкам величини вихідного струму (струму колектора) і вхідного струму (струму бази) (рис. 5.5 а);
- перенести знайдені значення струму бази на вхідну статичну характеристику транзистора, зняту при $U_{KE} \neq 0$ (зазвичай $U_{KE} = 5$ В) (рис. 5.5 б);
- по осі абсцис графіка вхідної характеристики знайти значення вхідних напруг (U_{BE}). відповідні кожному значенню струму бази (в точках 1', 2', 3' і т.д.) (рис. 5.5 б);
- кожному значенню напруг U_{BE} знайти відповідні значення струму I_K (відмічені раніше в сімействі вихідних характеристик) і побудувати графік залежності $I_K = f(U_{BE})$. тобто $I_{вих} = f(U_{вх})$ (рис. 5.5 в).

Залежно від вибору робочої точки на прохідній динамічній характеристиці транзистора розрізняють три основних режима роботи підсилювального каскаду: А, В і АВ (рис. 5.6).

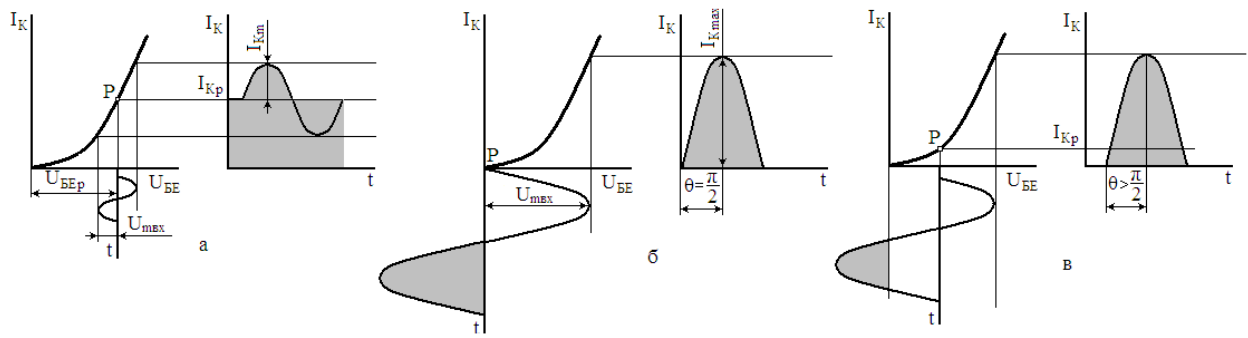


Рисунок 5.6 - Графіки, які ілюструють роботу підсилювального каскаду в режимах: а - класу А; б - класу В; в - класу АВ

Для роботи каскаду в режимі А на базу подається така напруга зсуву, аби робоча точка Р, яка визначає вихідний стан схеми за відсутності вхідного сигналу, розташовувалася приблизно на середині прямолінійної ділянки характеристики (рис. 5.6 а). У цьому режимі напруга зсуву U_{BEp} по абсолютній величині завжди більше амплітуди вхідного сигналу ($U_{BEp} > U_{Km}$), а струм спокою I_{Kp} завжди більше амплітуди змінної складової вихідного струму ($I_{Kp} > I_{Km}$). Тому в режимі А при подачі на вхід каскаду синусоїдальної напруги у вихідному колі протікатиме струм, який змінюється також по синусоїдальному закону. Це обумовлює мінімальні нелінійні спотворення сигналу. Проте цей режим є найменш економічним. Річ у тому, що корисною є лише потужність, яка виділяється у вихідному колі за рахунок змінної складової вихідного струму, а споживана потужність визначається значно більшою величиною постійної складової. Тому ККД підсилювального каскаду в режимі А складає лише 20 – 30%. В цьому режимі працюють каскади попереднього посилення або малопотужні вихідні каскади.

У режимі В (рис. 5.6 б) робоча точка вибирається так, щоб струм спокою дорівнював нулю. При подачі на вхід сигналу струм у вихідному колі каскаду протікає лише протягом половини періоду зміни напруги сигналу. В цьому випадку вихідний струм має форму імпульсів з кутом відсічення

$\theta = \frac{\pi}{2}$ (кутом відсічення прийнято називати половину тієї частини періоду,

протягом якого проходить струм). Режим В характеризується високим ККД

підсилювача (60 – 70 %), оскільки постійна складова вихідного струму значно менша, ніж в режимі А. Режим В характеризується великими нелінійними спотвореннями сигналу, унаслідок чого цей режим використовується головним чином в потужних двохтактних каскадах.

Режим АВ є проміжним між режимами А і В (рис. 5.6 в).

5.2.1 Однотактний вихідний каскад

Типова схема однотактного вихідного каскаду із загальним емітером показана на рисунку 5.7.

Елементи схеми C_p , R_{B1} , R_{B2} , C_E і R_E виконують ті ж функції, що і в попередніх каскадах посилення. Вихідний трансформатор служить для узгодження опору навантаження з вихідним опором транзистора.

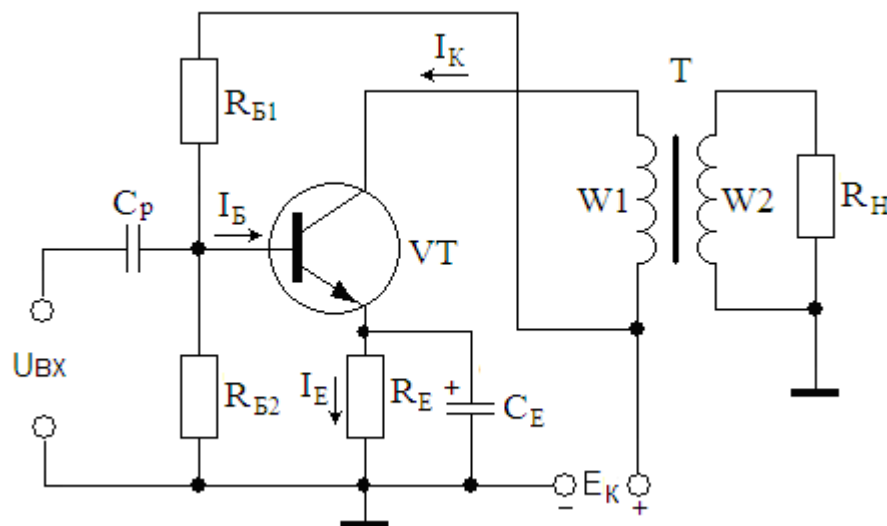


Рисунок 5.7 – Однотактний вихідний каскад транзисторного підсилювача

Якщо нехтувати втратами в трансформаторі, то можна вважати, що потужність в первинній і вторинній обмотках залишається незмінною $P_{W1} = P_{W2}$.

В цьому випадку можна записати

$$\frac{U_{W1}^2}{R_{W1}} = \frac{U_{W2}^2}{R_{W2}}$$

де R_{W1} і R_{W2} – опори первинного і вторинного кіл трансформатора змінному струму.

Для здобуття максимальної потужності корисного сигналу опір первинному колу змінному струму має дорівнювати оптимальному опору колекторного навантаження транзистора ($R_{н.опт}$), при якому множення змінних складових напруги і струму в колекторному колі виявляється максимальним.

Тому прийmemo $R_{W1} = R_{н.опт}$.

Опір вторинному колу змінному струму дорівнює опору навантаження R_n , тобто $R_{W2} = R_n$. Тому

$$\frac{U_{W1}^2}{R_{н.опт}} = \frac{U_{W2}^2}{R_n}$$

Розділивши ліву і праву частини даного рівняння на U_{W1}^2 , отримаємо

$$\frac{1}{R_{н.опт}} = \frac{U_{W1}^2}{U_{W2}^2} \cdot \frac{1}{R_n}.$$

Відношення $\frac{U_{W1}}{U_{W2}}$ є коефіцієнтом трансформації вихідного трансформатора (n). Отже

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_{н.опт}}}. \quad (3.53)$$

Величина R_n (опір навантаження споживача) зазвичай задається. Опір $R_{н.опт}$ визначається графічним шляхом за умови здобуття максимальною неспотвореної потужності сигналу.

Рисунок 5.8 ілюструє роботу вихідного каскаду в режимі А. На рисунку представлено сімейство статичних вихідних характеристик транзистора заданого типа. На цьому ж графіці показана лінія гранично допустимій потужності, яка розсіюється на колекторі транзистора (P_{Kmax}), яка має вигляд гіперболи (ця крива зазвичай наводиться в довідниках). Тепер необхідно встановити положення робочої точки. Допустимо, вхідний сигнал ще не подається. Тоді в колі колектора транзистора протікає постійний колекторний струм (струм спокою), а опір цьому струму фактично дорівнює омичному опору первинної обмотки ($W1$) вихідного трансформатора.

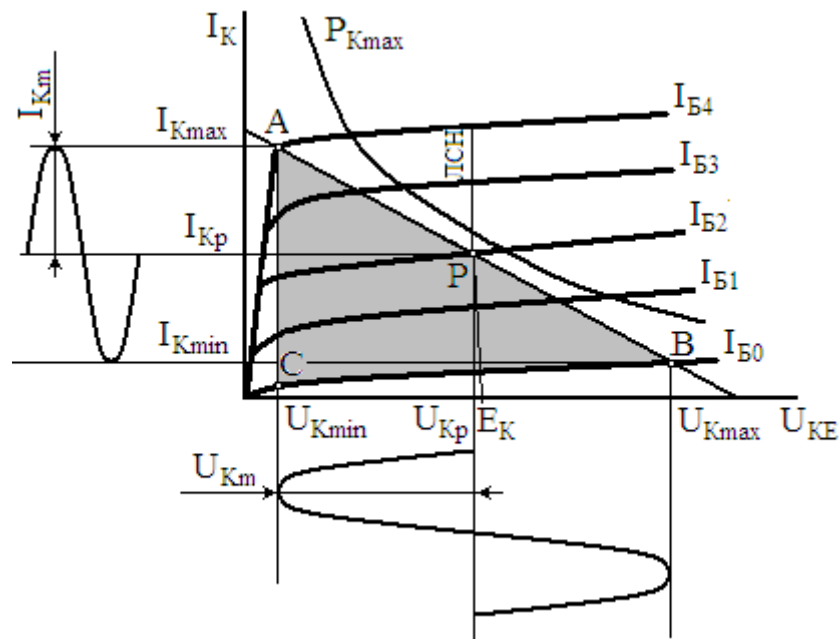


Рисунок 5.8 – Графічний аналіз роботи однотактного вихідного каскаду в режимі А

Позначимо цей опір R_{w1} . Вочевидь, що його величина невелика (близька до нуля). Тому в режимі спокою практично вся напруга джерела живлення E_K прикладається до ділянки колектор – емітер транзистора. Пряма навантаження для цього випадку (лінія статичного навантаження) пройде з точки на осі абсцис, яка відповідає напрузі E_K , майже паралельно осі струмів. Знайдемо пересічення лінії статичного навантаження (ЛСН) із статичною характеристикою, яка займає середнє положення в сімействі характеристик (на рисунку 3.19 ця характеристика відповідає струму бази I_{B2}). Заздалегідь приймемо цю точку за робочу точку Р, яка визначає вихідний стан каскаду. Тепер через цю точку слід провести пряму навантаження (ПН) під таким кутом, аби вибрана робоча точка ділила цю пряму на дві приблизно рівні частини АР і РВ. Якщо цього не вдасться зробити, то треба розташувати робочу точку вище або нижче заздалегідь вибраного положення, але обов'язково на ЛСН, і повторити побудову. При цьому необхідно прагнути до того, аби робоча точка знаходилася можливо ближче до лінії гранично допустимої потужності P_{Kmax} , але лежала нижче за неї.

В точках пересічення прямої навантаження з крайніми статичними характеристиками транзистора визначаємо мінімальні і максимальні значення струму і напруги колекторного кола: $I_{K\max}$, $I_{K\min}$, $U_{KE\max}$, $U_{KE\min}$ (рис. 5.8).

Звернемо увагу на те, що під час приходу вхідного сигналу робоча точка переміщатиметься по динамічній лінії навантаження (її пересічення із статичною прямою навантаження лише окремий випадок, який відповідає режиму спокою), і при максимальній амплітуді сигналу напруга на колекторі $U_{KE\max}$ може виявитися набагато більше (приблизно у два рази) напруги джерела живлення E_K .

Положення робочої точки на середині прямої навантаження вказує на те, що каскад працює в режимі А з найменшими нелінійними спотвореннями. Вихідна потужність каскаду при максимальному рівні вхідного сигналу залежить від площі трикутника ABC (рис. 5.8). З урахуванням ККД вихідного трансформатора ($\eta_r \approx 0,7 \dots 0,9$) ця потужність може бути знайдена по формулі

$$P_{\text{вих max}} = \eta_r \frac{I_{Km} \cdot U_{Km}}{2}, \quad (3.54)$$

де I_{Km} , U_{Km} – амплітудне значення струму і напруги в ланцюзі колектора. З рисунка 3.19

$$I_{Km} = \frac{I_{K\max} - I_{K\min}}{2} \quad (3.55)$$

$$U_{Km} = \frac{U_{KE\max} - U_{KE\min}}{2} \quad (3.56)$$

Отже

$$P_{\text{вих max}} = \eta_r \frac{(I_{K\max} - I_{K\min}) \cdot (U_{KE\min} - U_{KE\max})}{8} \quad (3.57)$$

Величину оптимального опору навантаження $R_{н.опт}$ у цьому випадку можна визначити по формулі

$$R_{н.опт} = \frac{U_{Km}}{I_{Km}} \quad (3.58)$$

Підставивши набутого значення $R_{н.опт}$ у формулу (3.53), визначають коефіцієнт трансформації вихідного погоджувального трансформатора.

Наявність в схемі вихідного каскаду трансформатора приводить до істотних частотних спотворень підсилюваного сигналу.

Однотактний каскад посилення потужності володіє рядом істотних недоліків, основними з яких є наступні:

- неможливість використання економічних режимів АВ і В із-за недопустимо великих нелінійних спотворень;
- малий ККД. каскаду;
- відносно великі нелінійні спотворення, які вносяться транзистором;
- збільшення нелінійних спотворень із-за постійного підмагнічування магнітопровода вихідного трансформатора;
- відносно великі частотні спотворення.

5.2.2 Двохтактні вихідні каскади

У тих випадках, коли однотактний каскад посилення потужності непридатний із-за вказаних вище недоліків, а також коли потужність, яка віддається одним транзистором, недостатня, застосовують двотактну схему посилення потужності (рис. 5.9).

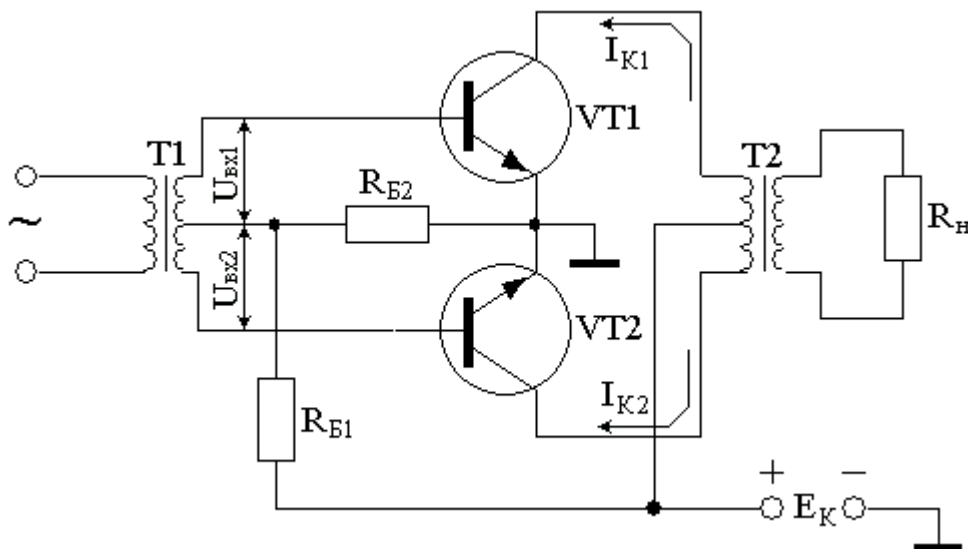


Рисунок 5.9 – Двохтактний вихідний каскад транзисторного підсилювача

У двотактному каскаді використовують два однакових транзистора, які працюють в ідентичних режимах. Кожен з транзисторів з своїми колами

складає плече каскаду. Вторинна обмотка трансформатора попереднього каскаду має вивід від середньої точки. Це необхідно для подачі на бази транзисторів двохтактного каскаду двох рівних по величині, але протилежних по фазі напруг $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$. Вихідний трансформатор має вивід від середньої точки первинної обмотки. Резистори $R_{\text{Б1}}$ і $R_{\text{Б2}}$ утворюють дільник напруги, який забезпечує подачу необхідної напруги зсуву на бази транзисторів. Через середній вивід трансформатора Т2 подається напруга на колектори транзисторів. Кожне плече, узятє окремо, є звичайним каскадом посилення потужності з трансформаторним виходом, проте спільна робота двох плечей додає каскаду нові якості.

Припустимо, що вхідний сигнал на базах обох транзисторів відсутній і в колекторних колах транзисторів VT1 і VT2 проходять лише постійні складові струмів $I_{\text{К1р}}$ і $I_{\text{К2р}}$, величини яких визначаються вибраним положенням робочої точки на характеристиках.

Як видно з рисунка 5.9, струми спокою протікають по первинній обмотці вихідного трансформатора від середньої точки в протилежних напрямках. При повній симетрії плечей магнітні поля, створені цими струмами, компенсуються, і в сердечнику трансформатора відсутня постійна складова магнітного потоку (постійне підмагнічування). Це являється важливою перевагою двохтактною схеми перед однотактною, оскільки зменшує нелінійні спотворення у вихідному трансформаторі (унеможливорюється робота в області магнітного насичення) і дозволяє зробити його менш громіздким.

При подачі на бази транзисторів двох рівних по величині і протилежних по фазі синусоїдальних напруг $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$, результуюча напруга на базах змінюється в протифазі.

$$U_{\text{БЕ1}} = U_{\text{БЕ0}} + U_{\text{вх1}} = U_{\text{БЕ0}} + U_{\text{мех}} \sin \omega t ;$$

$$U_{\text{БЕ2}} = U_{\text{БЕ0}} - U_{\text{вх2}} = U_{\text{БЕ0}} - U_{\text{мех}} \sin \omega t ,$$

де $U_{\text{БЕ0}}$ – напруга зсуву на базах, яка знімається з резистора $R_{\text{Б2}}$.

Якщо, наприклад, в даний момент на базу першого транзистора поступає негативна напруга відносно емітера, а на базу другого – позитивна, то

$$I_{K1} = I_{K1p} + U_{Km} \sin \omega t ;$$

$$I_{K2} = I_{K2p} - U_{Km} \sin \omega t .$$

Змінні складові колекторних струмів транзисторів зрушені між собою по фазі на 180° .

Величина корисної потужності, яка віддається в навантаження, залежить від величини змінного магнітного потоку в сердечнику вихідного трансформатора, який пропорційний різниці струмів I_{K1} і I_{K2} .

$$\Phi = A(I_{K1} - I_{K2}) = A[(I_{K1p} + I_{Km} \sin \omega t) - (I_{K2p} - I_{Km} \sin \omega t)] = 2AI_{Km} \sin \omega t , \quad (3.59)$$

де A – коефіцієнт пропорційності.

Таким чином, корисний магнітний потік пропорційний подвоєній змінній складовій колекторного струму і потужність в навантаженні дорівнює сумі потужностей кожного транзистора. Струм, споживаний від джерела живлення в коливальному режимі, у будь-який момент часу дорівнює сумі миттєвих значень струмів транзисторів:

Отже, струм, споживаний від джерела живлення, дорівнює подвоєному струму спокою одного транзистора і не містить змінної складової.

Важливою перевагою двохтактною схеми є її мала чутливість до пульсацій живлячої напруги. Недостатнє згладжування пульсацій напруги живлення у випрямлячі створює у двотактному каскаді менший фон, чим в однотактному. Це пояснюється тим, що транзистори живляться паралельно і під впливом пульсацій живлячої напруги колекторні струми I_{K1} і I_{K2} одночасно збільшуватимуться або зменшуватимуться. Оскільки струми в первинній обкладинці трансформатора направлені в протилежні сторони, то результуючий магнітний потік від зміни цих струмів, дорівнюватиме нулю. Отже, у вторинній обмотці трансформатора рівень фону з частотою пульсуючої напруги джерел живлення дорівнює нулю або має невелику величину в разі деякої асиметрії схеми.

У двохтактному каскаді значно зменшуються нелінійні спотворення, завдяки компенсації парних гармонік у вихідному трансформаторі. Так, якщо

миттєве значення другої гармоніки колекторного струму першого транзистора

$$I_{K1} = I_{K1m} \sin 2\omega t,$$

то миттєве значення другої гармоніки колекторного струму для транзистора VT2 буде рівне

$$I_{K2} = I_{K2m} \sin 2(\omega t \pm 180^\circ) = I_{K2m} \sin 2(\omega t \pm 360^\circ) = I_{K2m} \sin 2\omega t.$$

Таким чином, в обох плечах струми другої гармоніки одночасно збільшуються або зменшуються, тобто знаходяться у фазі. Це справедливо і для всіх інших парних гармонік. Оскільки ці струми в первинній обмотці трансформатора проходять в протилежних напрямках, то створюване ними магнітне поле дорівнюватиме нулю. Амплітуди третьої і всіх непарних гармонік знаходяться в протифазі і, отже, магнітні поля, створені цими струмами, компенсуються не будуть. Таким чином, якщо не враховувати деякої асиметрії двотактної схеми, величину нелінійних спотворень можна підраховувати лише по третій гармоніці.

Двотактні схеми можуть працювати не лише в режимі А, але і в більш економічних режимах АВ і В, що дозволяє істотно підвищити ККД каскаду. Переваги двохтактного підсилювача потужності повніше реалізуються при роботі транзисторів в режимі В. В цьому режимі плечі двохтактної схеми працюють по черзі, кожне у продовж напівперіоду сигналу. Тому струм колектора кожного транзистора є імпульсами, які мають вигляд напівсинусоїд, тобто кожне плече схеми працює з великими нелінійними спотвореннями сигналу. Не дивлячись на це, результуючий струм в первинній обмотці вихідного трансформатора $I = I_{K1} - I_{K2}$, а отже, і напруга на навантаженні R_H має форму, близьку до синусоїдальної. Графіки, які ілюструють роботу двохтактного каскаду в режимі В, приведені на рисунку 5.10.

Виведемо основні енергетичні співвідношення для двохтактного вихідного каскаду. Позначимо максимальне значення імпульсного струму колектора кожного транзистора через I_{Kmax} .

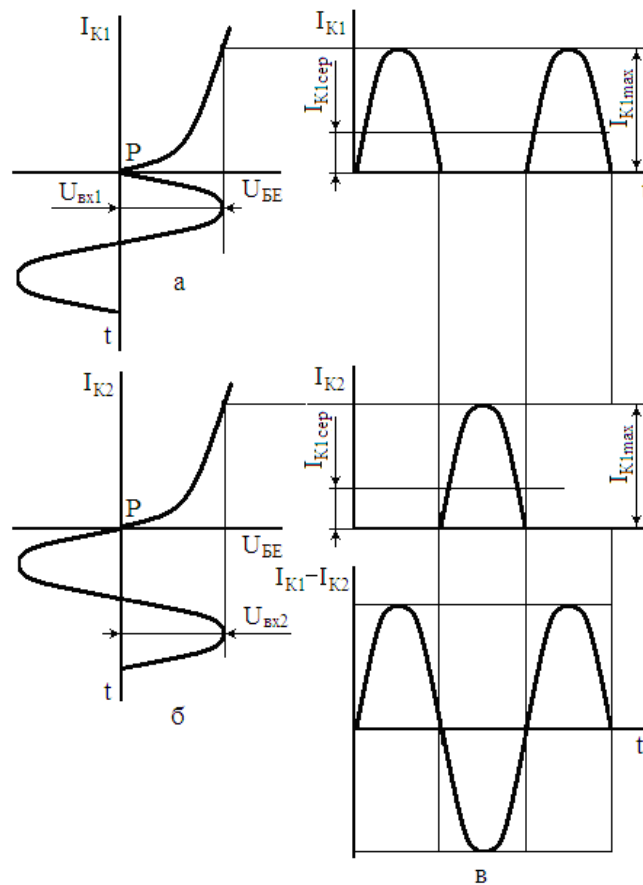


Рисунок 5.10 - Графічне пояснення роботи двохтактного каскаду в режимі В: а – графік, який пояснює роботу першого плеча б, – графік, який пояснює роботу другого плеча; в – графік результуючого струму в первинній обмотці вихідного трансформатора

Розкладаючи імпульси струму в ряд Фур'є, можна довести, що для режиму В при синусоїдальній формі вхідного сигналу справедливий вираз:

$$I_{K1m} = \frac{I_{Kmax}}{2}, \quad (3.60)$$

$$I_{K1сеп} = I_{K2сеп} \approx \frac{I_{Kmax}}{\pi} \quad (3.61)$$

де I_{K1m} – амплітуда першої гармоніки струму колектора; $I_{K1сеп} = I_{K2сеп} = I_{Kсеп}$ – середні значення струму кожного транзистора.

$$P_{сис} = \frac{1}{2} I_{K1m} U_{Km}, \quad (3.62)$$

де U_{Km} амплітуда змінної складової напруги на колекторі.

Потужність, споживана кожним транзистором від джерела живлення, складає

$$P_0 = I_{Kc\varphi} E_K. \quad (3.63)$$

Унаслідок симетрії схеми ККД двохтактного каскаду в режимі В дорівнює

$$\eta_B = \frac{2P_{\text{вих}}}{2P_0} = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{K1m}}{P_0} \cdot \frac{U_{Km}}{E_K}. \quad (3.64)$$

Відношення $\frac{U_{Km}}{E_K} = \xi$ називається коефіцієнтом використання напруги живлення і в режимі В може мати величину порядку $\xi = 0,9$. Тому вираження для ККД з урахуванням (3.60) і (3.61) можна записати у вигляді

$$\eta_B = \frac{1}{2} \xi \frac{I_{K1m}}{I_{Kc\varphi}} = \frac{\pi}{4} \cdot 0,9 \approx 0,7 \quad (3.65)$$

Різниця потужностей, яка підводяться і корисної

$$P_K = P_0 - P_{\text{вих}} = P_0(1 - \eta_B) \quad (3.66)$$

розсіюється у вигляді тепла на колекторі транзистора. Високий ККД вказує, що в режимі В на колекторі транзистора розсіюється відносно невелика частина (біля 30%) потужності, яка споживається транзистором від джерела живлення. Тому при заданій допустимій величині потужності $P_{K\text{max}}$ в режимі В транзистор може віддати потужність у декілька разів більшу, ніж в режимі А.

Окрім вхідного трансформатора Т1 з виходом від середньої точки вторинної обмотки, для збудження двохтактного каскаду можуть використовуватися фазоінверсні схеми попередніх каскадів. Фазоінверсний каскад повинен давати на виході дві напруги, рівної по величині і зрушеної між собою по фазі на 180° .

Одна з таких схем (з розділенням навантаженням) приведена на рисунку 5.11.

Напруги $U_{\text{вих1}}$ і $U_{\text{вих2}}$ відповідно дорівнюють:

$$U_{\text{вих1}} = E_K - I_K R_K$$

$$U_{\text{вих2}} = I_E R_E$$

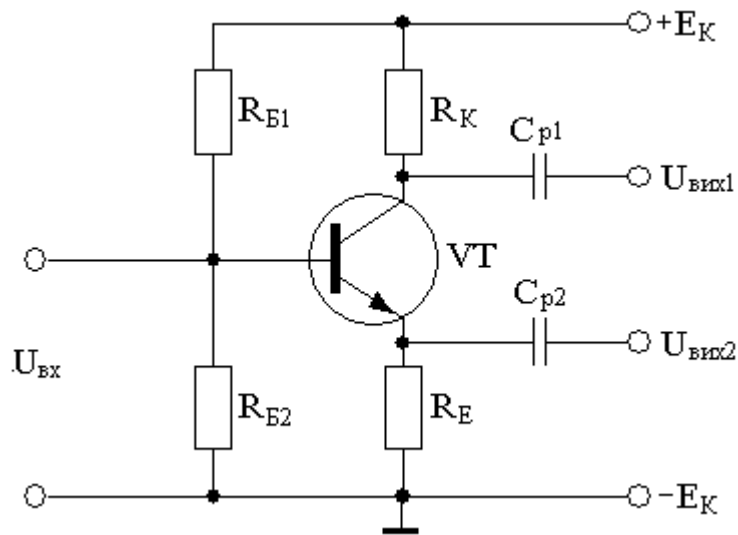


Рисунок 5.11 - Схема фазоінверсного каскаду

Оскільки струм колектора I_K майже не відрізняється по величині від струму емітера I_E , то за умови $R_K = R_E$ напруги $U_{ВИХ1}$ і $U_{ВИХ2}$ виявляються рівними по величині, але протилежними по фазі. Ця напруга і застосовуються для збудження двотактного каскаду. Переваги такої схеми – відсутність трансформатора по входньому колу двотактного каскаду. Недолік – малий коефіцієнт посилення по напрузі.

Широке використання в електронній апаратурі отримали безтрансформаторні двотактні каскади на транзисторах. Особливий інтерес представляють схеми, які не мають аналогів серед схем на електронних лампах, з використанням транзисторів різних типів (р-п-р і п-р-п). Такі транзистори розрізняються між собою напрямками протікання струмів. Спільне використання різнотипних транзисторів дозволяє істотно спростити схему підсилювача. Як приклад на рисунку 5.12 приведена безтрансформаторна схема підсилювача на різнотипних транзисторах. З рисунка видно, що транзистори типів р-п-р і п-р-п включені в коло джерела живлення послідовно один з одним по постійному струму і в той же час їх входи і виходи сполучені паралельно по напрузі змінного сигналу. Кола зсуву на схемі не показані.

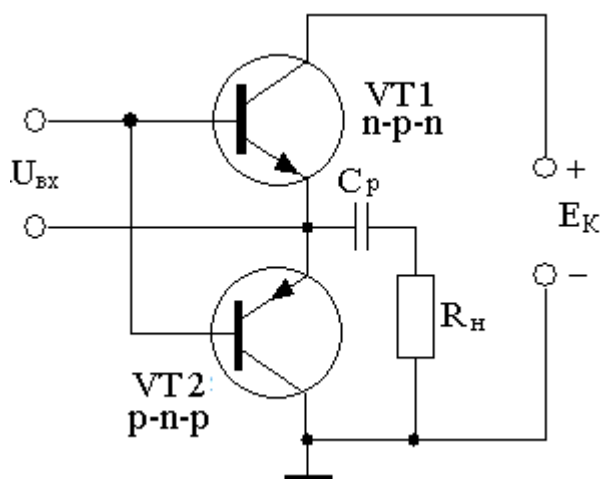


Рисунок 5.12 - Безтрансформаторний вихідний каскад підсилювача

При подачі на вхід змінного сигналу (рис. 5.13) по опору навантаження R_H включеному через розділовий конденсатор C_p , потече змінний струм I_H , який дорівнює різниці змінних складових колекторних струмів транзисторів VT1 і VT2: $I_H = I_{K1} - I_{K2}$.

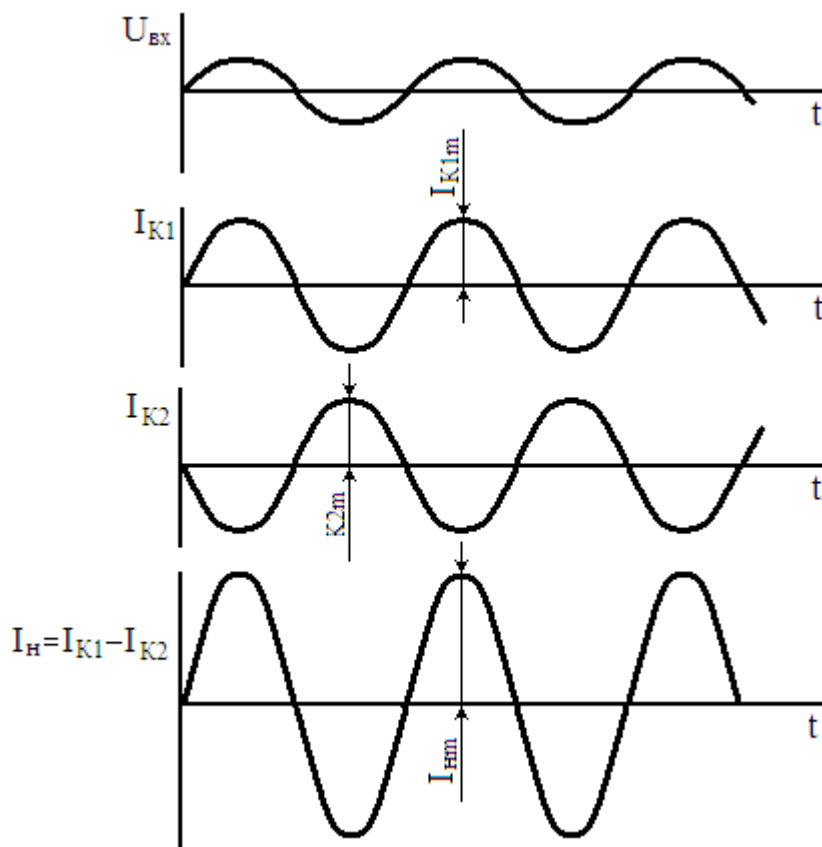


Рисунок 5.13 – Графіки роботи схеми

Це обумовлено тим, що позитивна вхідна напруга, підведена до бази транзистора типу р-п-р, діє подібно до позитивній вхідній напрузі, прикладеної до транзистора типу п-р-п, і навпаки. Таким чином, для роботи даної схеми не вимагається спеціальних вхідних трансформаторів або фазоінверсних каскадів.

Амплітуда змінної складової струму в навантаженні при повній симетрії схеми приблизно дорівнює подвоєній амплітуді колекторного струму кожного транзистора, тобто схема дозволяє підвищити вихідну потужність в порівнянні з однотактним каскадом. Крім того, в схемі зберігаються всі останні переваги звичайного двотактного каскаду. Недоліком приведеної схеми є трудність підбору строго симетричних різнотипних транзисторів.