

10. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

10.1. Вихідні каскади підсилювачів (загальна характеристика)

Вихідний каскад багатокаскадних підсилювачів призначений для одержання необхідної (заданої) потужності сигналу в навантаженні. Тому часто вихідний каскад називають підсилювачем *потужності*.

В порівнянні з каскадами попереднього підсилення вихідні каскади мають ряд особливостей. Амплітуда вхідного сигналу в попередніх каскадах підсилення у більшості випадків невелика, незначні й струми, споживані від джерела живлення, а область характеристик, в межах якої відбувається робота транзистора, можна вважати лінійною. Тому при розгляді роботи каскадів попереднього підсилення не цікавляться коефіцієнтом корисної дії (ККД) каскаду, а нелінійні спотворення сигналу вважають малими. Ці каскади реалізуються на малопотужних транзисторах й вони споживають від джерел живлення незначну потужність.

Як вказувалось, основною вимогою до вихідних каскадів є забезпечення в навантаженні заданої потужності сигналу, що, зазвичай, досягається значним підвищенням струму в сигналі, який отримав підсилення за напругою в попередніх каскадах. Тому вихідні каскади споживають від джерел живлення значний струм, і їхній коефіцієнт корисної дії повинен бути досить високим, бо, у кінцевому рахунку, він визначає економічність усього підсилювача.

На вхід останнього каскаду надходить сигнал значної амплітуди, що перекриває значну область характеристик транзистора. Це призводить до зростанням нелінійних спотворень. Тому необхідна потужність повинна бути отримана при припустимому рівні нелінійних і частотних спотворень, а також при можливо меншому споживанні потужності від джерела живлення.

Отже основними вихідними даними при розрахунку каскаду є:

- ◆ потужність сигналу P_n , що віддається у навантаження;
- ◆ рівень частотних та нелінійних спотворень;
- ◆ коефіцієнт корисної дії каскаду.

Коефіцієнт корисної дії визначається як відношення потужності вихідного сигналу до потужності, що споживається від джерела живлення. З цього випливає, що ККД залежить від величини вихідного сигналу, то під *ККД підсилювача* прийнято розуміти *значення*, що відповідає максимальній вихідній потужності, тобто максимальним значенням напруги та струму вихідного сигналу:

$$\eta = \frac{0,5 U_{\text{вих макс}} I_{\text{вих макс}}}{E_{\text{ж}} I_{\text{ср}}},$$

де $U_{\text{вих макс}}$, $I_{\text{вих макс}}$ – максимальні значення амплітуд вихідного сигналу в навантаженні;

$E_{\text{ж}}$, $I_{\text{ср}}$ – напруга і середній струм джерела живлення при максимальній потужності сигналу.

Величина максимальної неспотвореної потужності та ККД кінцевого каскаду залежить від типу транзистора, режиму його роботи та схеми каскаду. При незначній вихідній потужності (до десятих, перших сотих часток вата) в каскадах потужності застосовують ті ж транзистори, що й у попередніх каскадах. Для одержання середньої та великої потужності (одиниці – десятки ват і вище) використовуються спеціальні потужні транзистори.

В вихідних каскадах, так само як і в попередніх, найчастіше використовується схема зі спільним емітером. В цьому випадку коефіцієнт підсилення сигналу по потужності виходить найбільшим і, отже, потрібні найменше підсилення й найменша вихідна потужність від попередніх каскадів підсилювача. Певні проблеми виникають у зв'язку з тим, що опір навантаження підсилювача потужності, як правило, не перевищує величину декількох десятків ом. Якщо таке низькоомне на-

вантаження включити безпосередньо у вихідне коло транзистора, то виникає задача його узгодження зі звичайно великим вихідним опором каскаду. Раніш, як елемент, що узгоджує, широко використовувався (вихідний) трансформатор. Останнім часом найчастіше застосовують безтрансформаторний зв'язок, при якому легше забезпечити припустимий рівень частотних спотворень.

В якості вихідних каскадів можуть бути застосовані підсилювачі всіх класів. Однак, найчастіше вони формуються як підсилювачі класів B , AB та C бо в цьому разі можна отримати більш сприятливі енергетичні показники. Розгляньмо це детальніше.

10.2. Поняття про класи підсилювальних каскадів

Клас підсилювача визначається за проходженням сигналу в навантаження. Підсилювачі класу A в навантаження проходить увесь сигнал, який практично не спотворюється. В підсилювачах класів B , AB і C сигнал обмежується за значеннями.

Як і більшість параметрів підсилювача його клас в основному визначається параметрами та режимом роботи активного (підсилювального) елемента (в нашому випадку – транзистора). Для того щоб пов'язати клас підсилювача з режимом роботи транзистора зазвичай використовують наскрізну динамічну характеристику, – залежність вихідного струму підсилювального елемента від електрорушійної сили (чи напруги) вхідного сигналу. Вид типової наскрізної динамічної характеристики показаний на рис. 10.1,а. *Режим роботи підсилювача* (транзистора) визначається положенням на ній робочої точки (точки спокою), що характеризує розподіл струмів та напруг в ланцюгах підсилювача при відсутності сигналу (див. розділ 4.3). На характеристиці показано розташування точок спокою, які позначені літерою P , в підсилювачах різних класів.

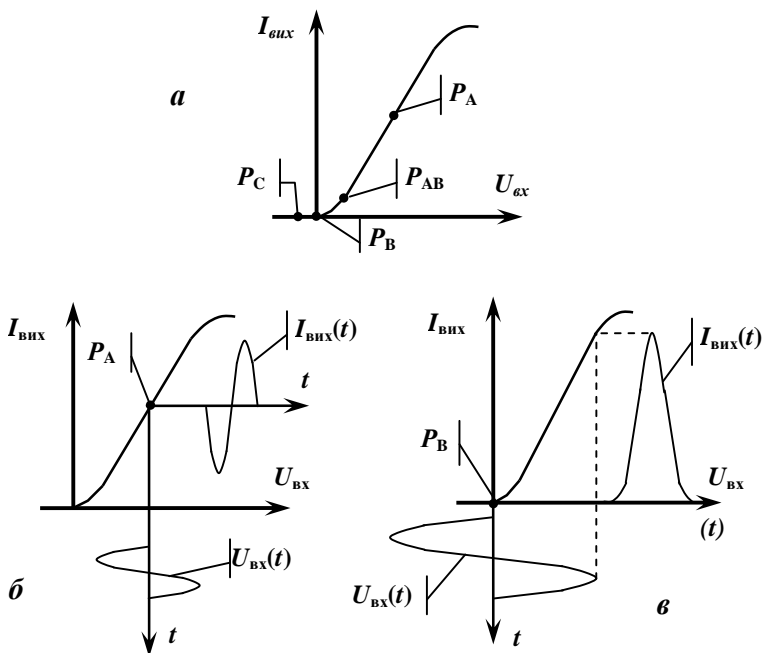


Рис. 10.1. Наскрізна характеристика підсилювального каскаду

В підсилювачах класу *A* робоча точка (позначена крапкою P_A на наскрізних характеристиках рис. 4.1,а,б) зазвичай вибирається на середині прямолінійної ділянки наскрізної динамічної характеристики. Можливо й інше її розташування при незначних величинах сигналу. Необхідно тільки, щоб амплітудні значення сигналу не виходили за межі лінійної ділянки наскрізної характеристики.

Проходження синусоїдального сигналу $U_{\text{вх}}(t)$ показано на рис. 10,б. Струм у вихідному $I_{\text{вих}}(t)$ колі існує протягом усього періоду. Вихідний сигнал практично повторює форму вхідного сигналу, нелінійні викривлення мінімальні. Середнє значення вихідного струму значне в порівнянні з амплітудою його змінної складової. Тому ККД підсилювального каскаду невисокий –

(20...25)%. (Аналіз енергетичних показників роботи підсилювача в різних класах наведено далі в розділі 10.3.)

В інших класах положення робочої точки встановлюється таким, що через підсилювач проходить тільки частина змінного сигналу. Підсилювальний елемент працює з так званим відсіченням. Для його характеристики водять поняття *кута відсічення* стосовно синусоїдального вхідного сигналу. Кутом відсічення прийнято називати *половину* тієї частини періоду, протягом якої струм сигналу проходить на вихід в навантаження. Виражається він у градусах або радіанах.

В класі *B* робоча точка (точка P_B на рис. 10.1а,б) вибирається так, щоб струм $I_{\text{вих}}(t)$ через підсилювальний елемент протікав тільки продовж половини періоду вхідного синусоїдального сигналу $U_{\text{вх}}(t)$, тобто при роботі в режимі класу *B* кут відсічення дорівнює 90° ($\pi/2$). Струм спокою виявляється рівним нулю, що призводить до зменшення струму, що споживається від джерела живлення, та до підвищення ККД, якій досягає (60...78)%. Але форма вихідного струму через нижній вигин наскрізної характеристики спотворюється щодо вхідного навіть у межах провідного напівперіоду. У кривій струму з'являються вищі гармоніки, що призводить до збільшення нелінійних викривлень у порівнянні з режимом *A*.

В класі *AB*, робоча точка P_{AB} вибирається на початку лінійної ділянки наскрізної характеристики – нижче, ніж у режимі класу *A*, і вище, ніж у режимі класу *B* (але все-таки ближче до режиму *B*). Тому і показники цього режиму мають проміжне значення між класами *A* і *B* – ККД досягає (40...60)% при невисокому рівні нелінійних спотворень.

В режимі класу *C* робоча точка вибирається таким чином, щоб кут відсічення був менший 90° . У цьому режимі забезпечується ККД до (80...85)%. Однак високий рівень лінійних викривлень істотно обмежує застосування його для посилення сигналів.

Таким чином найбільше використання одержали каскади класів *B* та *AB*. Якщо для підсилювача класу *A* весь сигнал, що

подається на вхід, проходить на вихід, то в двох інших класах на виході з'явиться тільки частина вхідного сигналу. Це призводить до неприпустимих викривлень. Тому підсилювачі класів B та AB будуються по схемах, що одержали найменування *двотактних*.

Двотактний підсилювач містить два ідентичних підсилювача (плеча), що по черзі (потактно) працюють на загальне навантаження (рис. 10.2). Якщо вважати, що на вхід подається синусоїдальний сигнал, то одну напівсинусоїду буде передавати верхнє плече Π_1 , а другу – нижнє Π_2 .

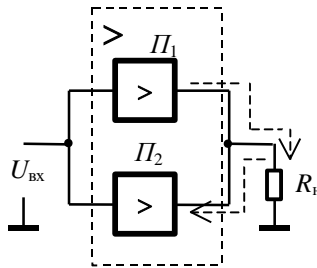


Рис. 10.2. Структурна схема двотактного підсилювача

Для живлення кожного плеча підсилювача використовується окреме джерело живлення. В наступному будемо вважати величину його напруги рівною $E_{ж}$. Можливі схемні рішення, коли використовується одне джерело живлення. Тоді на одне плече буде подаватися напруга, яка дорівнює половині напруги спільного джерела.

Необхідно відзначити, що підсилювач класу A також може бути побудований за двотактною схемою. У цьому випадку можна досягти або вигравш за потужністю сигналу в навантаженні, або можуть бути зменшені вимоги до потужності транзисторів, які використовують. Поліпшуються і показники якості вихідного сигналу в результаті зменшення в ньому величини парних гармонік, які будуть відсутні у вхідному сигналі.

10.3. Енергетичні показники. Порівняльний аналіз класів підсилювачів за потужністю

Проаналізуємо можливі значення ККД, якими характеризуються режими роботи підсилювача. Скористаємось для цього наскрізними характеристиками рис. 10.1.

Підсилювач потужності класу А. Якщо каскади цього класу використовують в якості проміжних каскадів, то режим роботи транзистора налаштовують так, щоб струм колектора в стані спокою $I_{кР}$ збув більше амплітуди змінної складової вихідного струму. В якості підсилювача потужності каскад повинен формувати максимальні значення напруги та струму. Якщо точка спокою знаходиться посередині лінії навантаження (див. рис. 4.4), то максимально можливі амплітуди сигналу за струмом і напругою

$$i_{н\max} = I_{кР}; \quad u_{н\max} = U_{кР} = E_{ж} / 2,$$

де $I_{кР}$, $U_{кР}$ – струм і напруга спокою транзистора, що задають режим роботи каскаду (див. розділ 4).

Потужність сигналу в навантаженні, у припущенні синусоїдального сигналу,

$$P_{н} = \frac{i_{н\max} \cdot u_{н\max}}{2}. \quad (10.1)$$

Без врахування витрат в допоміжних ланцюгах, каскад споживає від джерела живлення середню потужність

$$P_0 = I_{кР} U_{кР},$$

Відкіля максимальний ККД каскаду:

$$\eta_m = \frac{P_{н}}{P_0} = 0,25.$$

Отже, максимально досяжний, теоретичний ККД при роботі підсилювача в режимі класу А дорівнює 25%. Однак, при максимальних амплітудах сигнал обов'язково потрапить у нелінійні області роботи транзистора що призведе до значних викривлень. Тому реальний ККД буде менше в результаті необхідного зменшення амплітуди сигналу:

$$\eta = 0,25 \cdot \xi_i \cdot \xi_u, \quad (10.2)$$

де ξ_i, ξ_u – коефіцієнти “використання” по струму і напрузі:

$$\xi_i = \frac{i_{\text{н макс}}}{I_{\text{кр}}} ; \quad \xi_u = \frac{u_{\text{н макс}}}{(0,5 E_{\text{ж}})}$$

У зв'язку з цим режим посилення A використовують в мало-потужних підсилювачах (каскадах), для яких, як правило, важливий малий коефіцієнт нелінійних спотворень сигналу, а значення ККД не грає вирішальної ролі.

При роботі транзисторного каскаду в режимі посилення *класу В*, струм у вихідному ланцюзі транзистора кожного плеча двотактної схеми протікає тільки протягом половини періоду зміни напруги вхідного сигналу (рис. 10.1,в). Даний режим відповідає вибору напруги зміщення бази $U_{\text{беп}}$, рівній напрузі відсічення. При цьому $I_{\text{кр}} \approx 0$ та $U_{\text{ксп}} = E_{\text{ж}} - I_{\text{к мин}} R_{\text{к}} \approx E_{\text{ж}}$, де $E_{\text{ж}}$ – напруга живлення, одного плеча. Зі сказаного випливає, що у стані спокою (при відсутності сигналу) потужність, що розсіюється в підсилювачі мінімальна, практично дорівнює нулю, тому що транзистори знаходяться в режимі відсічення.

При надходженні сигналу у вихідному ланцюзі транзисторів кожного плеча буде протікати змінний струм, що приблизно відповідає половині періоду синусоїди з амплітудою $i_{\text{н макс}}$. Середній струм, що протікає в одному плечі

$$I_{\text{ср}} = \frac{i_{\text{н макс}}}{\pi} \tag{10.3}$$

Потужність, споживана кожним плечем від джерела живлення, складає $P_{\text{пл}} = I_{\text{ср}} E_{\text{ж}}$.

Потужність, споживана від двох джерел живлення двома плічми, буде в два рази більше. Корисна потужність визначається виразом (10.1). Тому ККД

$$\eta_m = \frac{P_H}{P_0} = \frac{(i_{H\max} \cdot u_{H\max} / 2)}{2 \cdot E_{ж} I_{ср}} = \frac{(i_{H\max} \cdot u_{H\max} / 2)}{(2 \cdot E_{ж} i_{H\max} \cdot / \pi)} = \frac{\pi u_{H\max}}{4 E_{ж}} = \frac{\pi}{4} \cdot \xi_u, \quad (10.4)$$

де ξ_u – коефіцієнт використання напруги джерела живлення:

$$\xi_u = \frac{u_{H\max}}{E_{ж}}.$$

При повному використанні напруги колекторного живлення ($\xi_u = 1$) ККД наближається до величини $\eta_m = \pi/4 \approx 0,786$ (78,6%). Однак, в двотактних підсилювачах потужності в режимі *B* неможливо виключити втрати через неідеальність підсилювальних елементів. Тому неможливо забезпечити повне використання джерела живлення. Коефіцієнт ξ_u може мати величину порядку 0,9. Отже, ККД у підсилювачах класу *B*, може досягати 70%.

Основним недоліком підсилювачів класу *B*, навіть при двотактній структурі, є значні нелінійні викривлення при незначних сигналах, які обумовлені нелінійністю початкової ділянки вхідної характеристики транзистора. Тому при малих величинах вхідного сигналу вихідний струм колектора транзистора змінюється істотно повільніше, ніж при великих. В зв'язку з цим порушується пропорційність між вхідним і вихідним сигналами, що приводить до появи на виході спотворень, що одержали назву “сходинки”.

Усунути зазначений недолік підсилювачів класу *B* можна, ввівши в каскад невелику напругу зміщення, що зрушує початкову точку на початок лінійної ділянки наскрізної характеристики (точка P_{AB} рисунка 10.1,а). При цьому у вихідному ланцюзі транзистора починає протікати незначний струм спокою $I_{к0}$. Однак цей струм, як правило, істотно менше максимального струму колектора (зазвичай $I_{к0} = 5 \dots 10\% I_{к\max}$), що дозволяє забезпечити досить високий ККД каскаду при значно менших нелінійних викривленнях сигналу.

10.4. Однотактний підсилювач потужності з трансформаторним виходом

Схеми однотактного підсилювача потужності з ємнісним зв'язком з попередніми каскадами не відрізняються від аналогічних схем проміжних підсилювачів, описаних в розділі 4. Розрахунок їхніх елементів і характеристик проводиться по методиках, аналогічних приведеним у тому розділі. Тільки доповнюється визначенням викривлень сигналу. Іноді, якщо це припустимо, навантаження включається безпосередньо у колекторне коло транзистора, наприклад, замість резистора R_K .

Введення трансформатора, як було відзначено вище, дозволяє погодити опір навантаження з параметрами підсилювача та забезпечити їхню гальванічну розв'язку. Разом з тим використання трансформатора приводить до специфіки розрахунку каскаду. Розглянемо її на прикладі каскаду, що працює в режимі класу А.

Типова схема однотактного вихідного каскаду зі спільним емітером показана на рис. 10.3,а. Елементи схеми C_{p1} , $R_{\delta 1}$, $R_{\delta 2}$, C_e і R_e виконують ті ж функції, що й у попередніх каскадах підсилення. В колекторне коло введена первинна обмотка вихідного трансформатора, до вторинної обмотки якого приєднане навантаження.

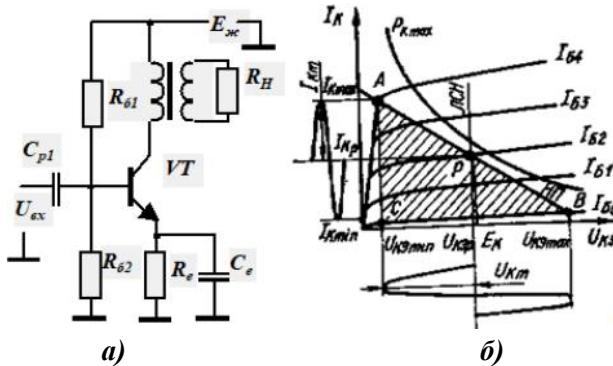


Рис. 10.3. Однотактний підсилювач потужності з трансформаторним зв'язком

Якщо знехтувати втратами в трансформаторі, то можна вважати, що потужність сигналу в первинній і вторинній обмотках рівні, тобто $P_1 = P_2$.

У цьому випадку можна записати

$$\frac{U_1^2}{R_1} = \frac{U_2^2}{R_2} \quad (10.5)$$

де U_1, U_2 – напруга змінного сигналу на первинній та вторинній обмотках трансформатора;

R_1 і R_2 – опори ланцюгів первинної і вторинної обмоток трансформатора по змінному струму.

Для одержання максимальної потужності корисного сигналу опір змінному струму первинної обмотки повинен дорівнювати оптимальному опору колекторного навантаження транзистора ($R_{n,онт}$), при якому добуток змінних складових напруги і струму в колекторному ланцюзі буде максимальним. Тому приймемо $R_1 = R_{n,онт}$. Опір вторинної обмотки змінному струму дорівнює опору навантаження R_n , тобто $R_2 = R_n$. Тому

$$\frac{U_1^2}{R_{n,онт}} = \frac{U_2^2}{R_n} \quad (10.6)$$

Відношення U_2 / U_1 є коефіцієнтом трансформації (n) вихідного трансформатора, для якого з останнього виразу маємо:

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{R_{n,онт}}} \quad (10.7)$$

Величина R_n (опір навантаження) зазвичай задається. Що ж стосується опору $R_{n,онт}$, то його визначають графічним шляхом з умов одержання максимальної неспотвореної потужності сигналу. Для цього розглянемо рис. 10.3,б, що ілюструє роботу вихідного каскаду класу А. На рисунку зображене сімейство статичних вихідних характеристик транзистора, заданого або обраного в вході попереднього розрахунку. На цьому ж графіку показана границя, яка визначена за умов припустимої потужності, що може бути розсіяна на колекторі транзистора при заданій тем-

пературі зовнішнього середовища ($P_{K \max}$). В системі координат вихідної характеристики транзистору вона має вид гіперболи.

При відсутності вхідного сигналу в колі колектора транзистора проходить постійний колекторний струм (струм спокою), що обмежується тільки опором у ланцюзі емітера та омичним опором r_l первинної обмотки вихідного трансформатора. Зазвичай їхні величини незначні. Тому в режимі спокою практично вся напруга джерела живлення $E_{\text{ж}}$ прикладається між колектором та емітером транзистора. Навантажувальна пряма при відсутності сигналу (лінія статичного навантаження – ЛСН) пройде з точки на осі абсцис, що відповідає напрузі $E_{\text{ж}}$, майже вертикально. Положення точки спокою P буде відповідати перетину лінії статичного навантаження, зі статичною вихідною характеристикою транзистора, що задана струмом бази $I_{\text{бP}}$. Струм бази повинен бути таким, щоб робоча точка P розміщувалась нижче кривої допустимої потужності P_{Kmax} .

Для змінного сигналу опір вихідного ланцюга транзистора буде визначатися, насамперед, реактивним опором первинної обмотки трансформатора. Тому навантажувальна пряма (НП) по змінному струму буде більш пологою, але також пройде через точку спокою P . Проведемо НП під таким кутом, щоб обрана робоча точка P поділяла цю пряму на дві приблизно рівні частини (AP і PB на рис. 10.4,б, де точки A і B відповідають перетинанню навантажувальної прямої з крайніми статичними характеристиками транзистора). Якщо цього не вдається зробити, то треба розташувати робочу точку вище або нижче її попередньо обраного положення, але обов'язково на ЛСН, і повторити побудову. При цьому необхідно прагнути до того, щоб робоча точка знаходилася можливо ближче до кривої гранично припустимої потужності P_{Kmax} , але лежала нижче неї.

В точках перетинання навантажувальної прямої з крайніми статичними характеристиками транзистора визначаємо мінімальні і максимальні значення струму і напруги колекторного

кола $I_{K \min}$, $U_{KE \min}$, $I_{K \max}$, $U_{KE \max}$). Величина оптимального опору навантаження $R_{H \text{ опт}}$ визначають по формулі

$$R_{H \text{ опт}} = \frac{U_{K_m}}{I_{K_m}}, \quad (10.8)$$

де
$$U_{K_m} = \frac{U_{KE \max} - U_{KE \min}}{2}, \quad (10.9)$$

$$I_{K_m} = \frac{I_{K \max} - I_{K \min}}{2}. \quad (10.10)$$

Підставивши значення $R_{H \text{ опт}}$ у формулу (10.7), визначають коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора.

Вихідна потужність каскаду при максимальному рівні вхідного сигналу дорівнює площі трикутника ABC (рис. 10.4,б). З врахуванням ККД вихідного трансформатора ($\eta_{\text{тр}}$) ця потужність може бути знайдена по формулі:

$$P_{\text{вихмак}} = \eta_{\text{тр}} \frac{I_{K_m} \cdot U_{K_m}}{2}.$$

Отже,

$$P_{\text{вихмак}} = \eta_{\text{тр}} \frac{(I_{K \max} - I_{K \min})(U_{KE \max} - U_{KE \min})}{8}. \quad (10.11)$$

Якщо врахувати, що потужність, споживана від джерела живлення $P_0 = I_{\text{кР}} \cdot E_{\text{ж}}$, та $I_{\text{кР}} \approx 0,5 (I_{K \max} - I_{K \min})$, $E_{\text{ж}} \approx 0,5 (U_{KE \max} - U_{KE \min})$, то без врахування витрат у трансформаторі максимально досяжний ККД наближається до 50%. Збільшення ККД у порівнянні з каскадом класу А на ємнісних зв'язках відбулося в результаті узгодження вихідного опору транзистора і навантаження за допомогою трансформатора. Реальні трансформаторні одноконтурні підсилювачі потужності мають ККД порядку (25...40)%. Потужність, що розсіюється колектором транзистора (потужність утрат), $P_K = P_0 - P_H$. Або з врахуванням витрат у трансформаторі ($\eta_{\text{тр}} \approx 0,7 \dots 0,9$):

$$P_K = P_0 \frac{1 - \eta_{\text{тр}}}{\eta_{\text{тр}}}. \quad (10.12)$$

Необхідно звернути увагу на те, що при надходженні вхідного сигналу робоча точка буде зміщатися по динамічній лінії навантаження, і при максимальній амплітуді сигналу напруга на колекторі $U_{KE_{max}}$ може виявитися набагато більше (приблизно в два рази) напруги джерела живлення $E_{ж}$. Ця величина не повинна перевищувати значення, максимально припустимої напруги колектора для обраного транзистора.

На жаль, наявність у схемі вихідного каскаду трансформатора приведе до істотних частотних і додаткових нелінійних спотворень сигналу.

10.5. Двотактні підсилювачі потужності

Двотактний підсилювач потужності складається з двох симетричних пліч, що працюють на загальне навантаження. В даний час найбільше поширення мають безтрансформаторні двотактні каскади. Безпосереднє включення навантаження у вихідне коло дозволяє усунути частотні, перехідні і нелінійні спотворення, що вносяться вихідним трансформатором, а також позбутися від втрат потужності в трансформаторі. Також поліпшуються масогабаритні показники апаратури.

В схемах безтрансформаторних двотактних підсилювачів потужності в плечах можна використовувати транзистори з провідністю одного або різного типу. На рис. 10.4 приведені варіанти схем безтрансформаторних підсилювачів потужності (без ланцюгів зсуву), у яких застосовані транзистори з провідністю різного типу.

Сигнал одночасно подається на бази обох транзисторів. Однак, якщо позитивна напруга відкриває $n-p-n$ транзистор $VT1$, то транзистор $VT2$ $p-n-p$ типу буде нею закритий. І навпаки, негативний сигнал закриє транзистор $VT1$ і відкриє $VT2$. У кожному плечі схеми рисунка 10.4,а мається власне джерело живлення однакової величини і протилежної полярності. Вони забезпечують проходження струму будь-якої полярності через навантаження.

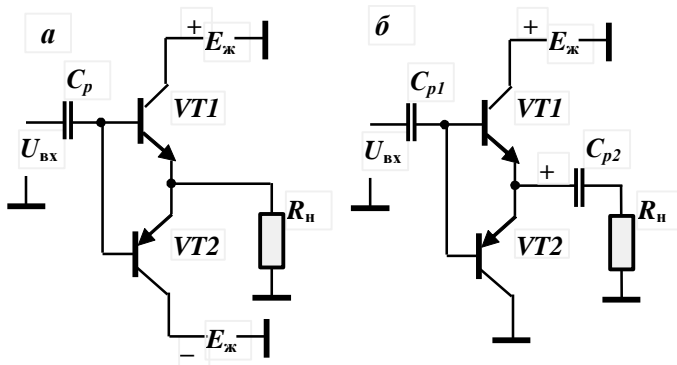


Рис. 10.4. Двотактні безтрансформаторні підсилювачі потужності на комплементарних транзисторах

Схема рисунка 10.4,б дозволяє обійтися одним джерелом живлення. Постійна складового вихідного струму в цій схемі через навантаження не буде протікати в зв'язку з наявністю розділового конденсатора C_{p2} . При подачі додатного входного змінного сигналу верхній транзистор $VT1$ відкривається, а нижній $VT2$ закривається. Струм, що проходить через $VT1$ та $R_{\text{н}}$, заряджає конденсатор C_{p2} . При зміні полярності $U_{\text{вх}}$ відбувається запирання $VT1$ і відмикання $VT2$ і заряджений конденсатор C_{p2} розряджається через $VT2$ та навантаження, тобто він виступає як своєрідне джерело живлення для нижнього плеча схеми. Ємність цього конденсатора повинна бути достатньої для того, щоб на самій нижній частоті $f_{\text{н}}$ сигналу він не розряджався цілком. Вона зазвичай дорівнює сотні – тисячі мікрофард, тому тут використовують електролітичні полярні конденсатори, полярність включення яких показана на рисунку.

Для неспотвореної передачі сигналу в навантаження транзистори в плечах повинні характеризуватися максимально близькими параметрами при роботі в однаковому режимі. Транзистори з максимально близькими параметрами але протилежним типом провідності називаються *комплементарними*. На жаль, навіть комплементарні транзистори великої потужності мають значний розкид що призводить до додаткових спотворень. Тому

в деяких схемах вихідні каскади будуються на могутніх транзисторах, з однаковим типом провідності (рис. 10.5).

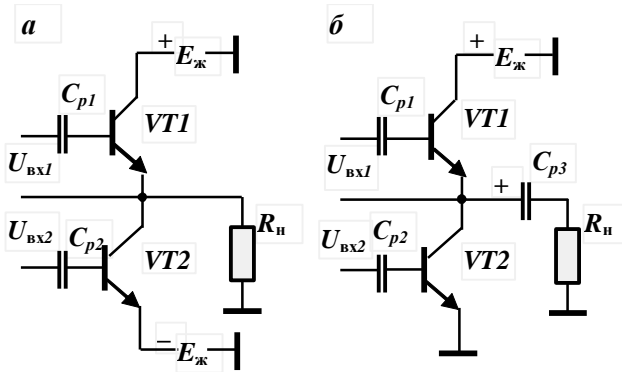


Рис. 10.5. Двотактні безтрансформаторні підсилювачі потужності на транзисторах одного типу провідності

Для забезпечення роботи підсилювач повинний мати два входи, на які повинно надходити два сигнали, однакових за формою і величиною, але які мають фазове зрушення 180° . Одержати два таких сигнали можна з вторинної обмотки трансформатора із середньою точкою, або на спеціальному каскаді, що одержав найменування фазоінверсного. Фазоінверсний каскад повинний формувати на виході дві напруги, рівні по величині і зрушені між собою по фазі на 180° . Одна зі схем фазоінверсного каскаду (з розділеним навантаженням) приведена на рис. 10.6.

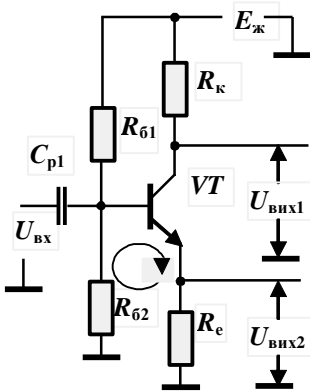


Рис. 10.6. Фазоінверсний каскад з розділеним навантаженням

Напруги $U_{вих1}$ і $U_{вих2}$ відповідно рівні:

$$U_{вих1} = E_{ж} - I_{к} R_{к}, \quad U_{вих2} = I_{е} R_{е}.$$

Оскільки струм колектора $I_{к}$ майже не відрізняється по величині від струму емітера $I_{е}$, то за умови $R_{к} = R_{е}$

напруги $U_{\text{вих1}}$ і $U_{\text{вих2}}$ виявляються рівними по величині, але протилежними один одному по фазі. Ці напруги і застосовуються для збудження двотактного каскаду. Достоїнство такої схеми – відсутність трансформатора у вхідному колі двотактного каскаду. Недолік – малий коефіцієнт підсилення за напругою.

Розглянуті схеми двотактних безтрансформаторних підсилювачів потужності можуть працювати як у режимі B , так і в режимі AB чи A . Вибір режиму забезпечується подачею відповідної напруги зсуву на бази транзисторів.