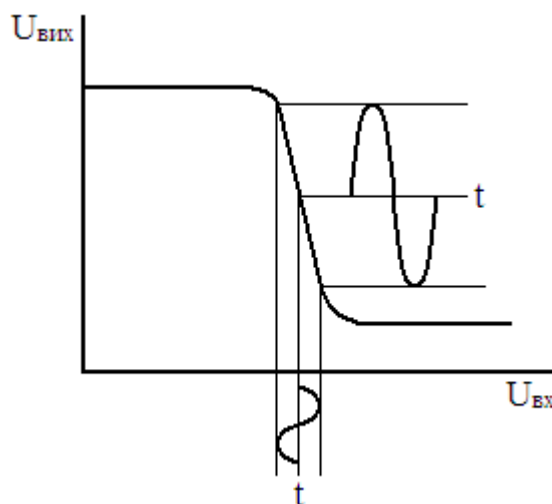


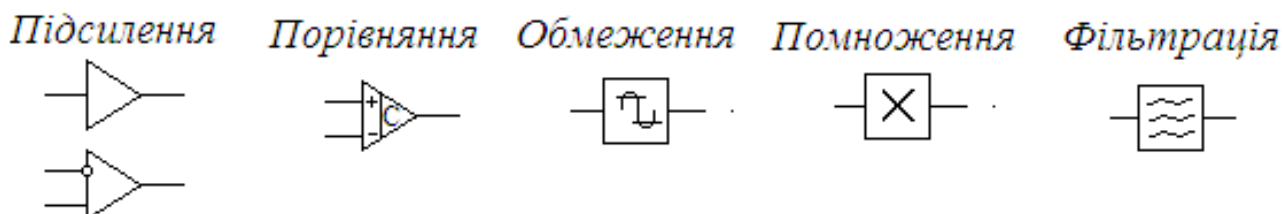
Лекція 1. Основні показники роботи підсилювачів

Прилади аналогової схемотехніки працюють з сигналами з безперервно змінюваною інформацією.

Специфіку аналогових схем зручніше пояснити за допомогою передавальних характеристик. Використовується лінійна ділянка характеристики, вихідний сигнал аналогічний вхідному сигналу.



Основні аналогові функції.



Найбільш важливе призначення аналогових електронних приладів – посилення електричних сигналів. Пристрої, призначені для виконання цього завдання, називаються електронними підсилювачами.

Підсилювальні пристрої знаходять дуже широке використання. Вони являються основними вузлами різної електронної апаратури, широко використовуються в пристроях автоматики і телемеханіки, в стежачих, управляючих і регулюючих системах, рахунково-вирішальних і обчислювальних машинах, контрольно-вимірювальних приладах і т. д.

1.1 Класифікація підсилювачів

Класифікація підсилювачів може бути проведена по декількох ознаках: по характеру підсилюваних сигналів (підсилювачі гармонічних сигналів, імпульсні підсилювачі і т. д.), по роду підсилювальних елементів (транзисторні, лампові), за призначенням, числу каскадів, роду електроживлення і іншим показникам. Проте одним з найбільш істотних класифікаційних ознак є діапазон частот електричних сигналів, в межах якого даний підсилювач може задовільно працювати.

За цією ознакою розрізняють наступні основні типи підсилювачів:

1. Підсилювачі низької частоти (ПНЧ), призначені для посилення безперервних періодичних сигналів, частотний спектр яких лежить в межах від десятків герц до десятків кілогерц. Характерною особливістю ПНЧ є те, що відношення верхньої підсилюваної частоти (f_v) до нижньої (f_n) у підсилювачів даного типу велике і зазвичай складає не менше декілька десятків, досягаючи в окремих випадках до десятків тисяч.

2. Підсилювачі постійного струму (ППТ) (точніше, підсилювачі повільно змінних напруги і струмів), які підсилюють електричні сигнали в діапазоні частот від нуля ($f_n = 0$) до вищої робочої частоти f_v , яка складає десятки і сотні кілогерц. Ці підсилювачі широко застосовуються у вимірювальній апаратурі, пристроях автоматики і обчислювальної техніки. Вони дозволяють підсилювати як змінні складові сигналу, так і його постійну складову

3. Вибіркові (або селективні) підсилювачі, які підсилюють сигнали в дуже вузькій смузі частот. Для них характерна невелика величина відношення верхньої частоти до нижньої (зазвичай $f_v / f_n < 1,1$). Ці підсилювачі можуть використовуватися як на низьких, так і на високих частотах і виступають як своєрідні частотні фільтри, які дозволяють виділити (або подавити) заданий діапазон частот електричних коливань. Вузька смуга частотного діапазону у багатьох випадках забезпечується використанням як навантаження таких підсилювачів одного або декількох коливальних (резонансних) контурів. У зв'я-

зку з цим вибіркові підсилювачі часто називають резонансними, або смуговими.

4. Широкосмугові підсилювачі, які підсилюють дуже широку смугу частот (від декількох кілогерц і нижче до декількох мегагерц і вище). Ці підсилювачі призначені для посилення сигналів в пристроях імпульсного зв'язку, радіолокації і телебачення. У багатьох випадках посилені сигнали відтворюються на екрані електронно-променевої трубки і реєструються візуально. Тому часто широкосмугові підсилювачі називають відеопідсилювачами. Окрім свого основного призначення, ці підсилювачі використовуються також в пристроях автоматики і розрахункової техніки.

1.2 Основні технічні показники підсилювачів

Найважливішими технічними показниками підсилювачів є: коефіцієнти посилення (по напрузі, струму і потужності), вхідний і вихідний опори, вихідна потужність, коефіцієнт корисної дії, номінальна вхідна напруга (чутливість), діапазон підсилюваних частот, динамічний діапазон амплітуд і рівень власних перешкод, а також показники, які характеризують нелінійні, частотні і фазові спотворення підсилюваного сигналу

Коефіцієнти посилення. Задачею підсилювача напруги $U_{\text{вх}}$, струму $I_{\text{вх}}$ або потужності $P_{\text{вх}}$ є їхнє збільшення, яке називається підсиленням. Воно здійснюється за допомогою множення $U_{\text{вх}}$ або $I_{\text{вх}}$, або $P_{\text{вх}}$ на відповідне стале число K_U або K_I або K_P , яке називається коефіцієнтом підсилення відповідно за напругою, струмом та потужністю:

$$U_{\text{вих}} = K_U U_{\text{вх}} , \quad (1.1)$$

$$I_{\text{вих}} = K_I I_{\text{вх}} , \quad (1.2)$$

$$P_{\text{вих}} = K_P P_{\text{вх}} , \quad (1.3)$$

де $U_{\text{вх}}$, $I_{\text{вх}}$, $P_{\text{вх}}$ - вхідні напруга, струм та потужність, які треба підсилити; $U_{\text{вих}}$, $I_{\text{вих}}$, $P_{\text{вих}}$ - вихідні (підсилені) напруга, струм та потужність.

З формул (1.1), (1.2), (1.3) одержуємо визначення коефіцієнтів підсилення:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (1.4)$$

$$K_I = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}}, \quad (1.5)$$

$$K_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}}. \quad (1.6)$$

Бувають підсилювачі відповідно напруги, струму та потужності.

Збільшення вихідних параметрів створюється за рахунок витрачання енергії джерела живлення вихідного кола підсилювача, а саме вхідний сигнал ($U_{\text{вх}}, I_{\text{вх}}, P_{\text{вх}}$), який треба підсилити, керує цими витратами, не потрапляючи до виходу.

Якщо джерело живлення вихідного кола витрачає більшу потужність за джерело сигналу, то це і є підсиленням, бо вихідна потужність більше за вхідну. Підсилення може супроводжуватись зміною фази на 180° або без її зміни. У першому випадку підсилювач називається інвертуючим, а в другому - неінвертуючим. Їхні коефіцієнти підсилення відповідно становлять:

$$K_{\text{інв}} = - \frac{U_{m \text{ вих}}}{U_{m \text{ вх}}}. \quad (1.7)$$

$$K_{\text{неінв}} = \frac{U_{m \text{ вих}}}{U_{m \text{ вх}}}. \quad (1.8)$$

Коефіцієнт підсилення потужності завжди позитивний $K_P > 0$, так як в резистивному колі потужність тільки споживається (активний характер навантаження).

Таким чином, будь-який підсилювач забезпечує на виході більший рівень сигналу, ніж на вході (рис. 1.1).

Значення коефіцієнта посилення K у різних підсилювачів напруги може мати величину порядку десятки і сотні. Але і цього у ряді випадків недостатньо для здобуття на виході підсилювача сигналу необхідної амплітуди. Тоді

використовують послідовне включення ряду підсилювальних каскадів (рис. 1.2).

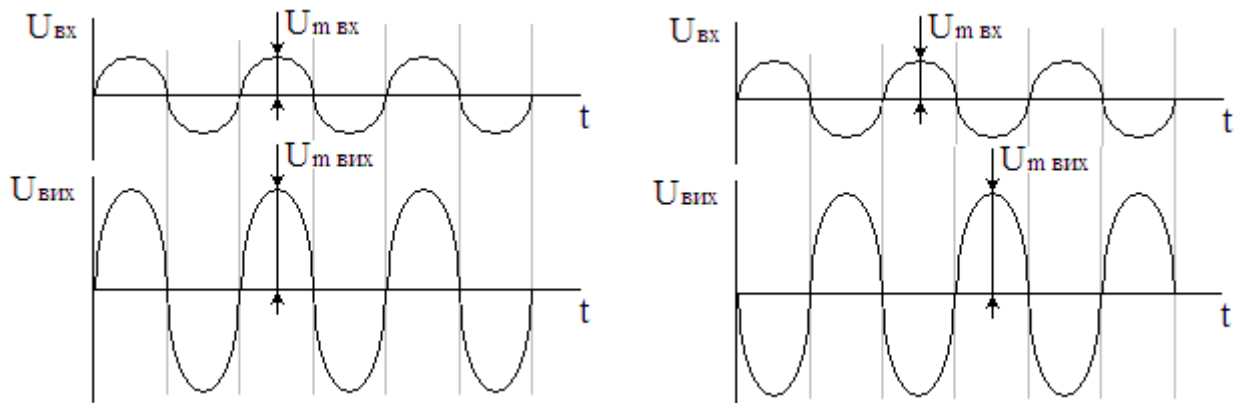


Рисунок 1.1 – Діаграма роботи підсилювача: а – з поворотом фази на 180° ; б – без повороту фази

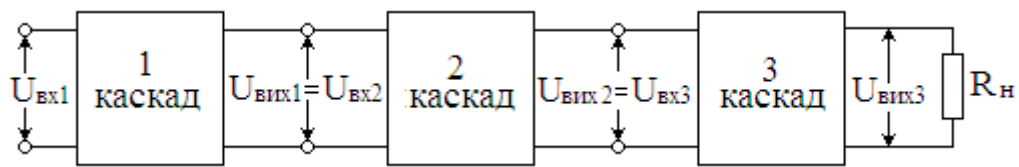


Рисунок 1.2 – Структурна схема підсилювача

Для багатокаскадних підсилювачів загальний коефіцієнт посилення дорівнює множенню коефіцієнтів посилення окремих каскадів

$$K = K_1 K_2 \dots K_n. \quad (1.9)$$

Для структурної схеми підсилювача, приведеної на рисунку 1.2,

$$K = K_1 K_2 K_3,$$

$$K = \frac{U_{ВНХ\ 3}}{U_{ВХ\ 1}}.$$

або

Легко перевірити, що

$$K_1 K_2 K_3 = \frac{U_{ВНХ\ 1}}{U_{ВХ\ 1}} \cdot \frac{U_{ВНХ\ 2}}{U_{ВНХ\ 1}} \cdot \frac{U_{ВНХ\ 3}}{U_{ВНХ\ 2}} = \frac{U_{ВНХ\ 3}}{U_{ВХ\ 1}},$$

Коефіцієнт посилення, обчислений за формулою (1.4), являє собою безрозмірну величину. Враховуючи, що в сучасних підсилювальних схемах коефіцієнт посилення, виражений в безрозмірних одиницях, виходить досить

громіздким числом, в електроніці набув поширення спосіб вираження підсилюваних властивостей в логарифмічних одиницях – децибелах (дБ). Коефіцієнт посилення, виражений в децибелах, рівний

$$K_{\text{дБ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg K. \quad (1.10)$$

Зворотний перехід від децибел до безрозмірного числа виконується за допомогою рівняння

$$K = 10^{\frac{K_{\text{дБ}}}{20}}. \quad (1.11)$$

Якщо прийняти $K_{\text{дБ}} = 1$, то

$$K = 10^{\frac{K_{\text{дБ}}}{20}} = 10^{\frac{1}{20}} = 1,12.$$

Отже, посилення дорівнює одному децибелу, якщо напруга на виході підсилювача у 1,12 разів (на 12%) більше, ніж напруга на вході. Коефіцієнт посилення багатокаскадного підсилювача, виражений в децибелах, є сумою коефіцієнтів посилення окремих каскадів підсилювача, виражених в тих же одиницях:

$$20 \lg K = 20 \lg K_1 + 20 \lg K_2 + \dots + 20 \lg K_n,$$

тобто

$$K_{\text{дБ}} = K_{1 \text{ дБ}} + K_{2 \text{ дБ}} + \dots + K_{n \text{ дБ}}. \quad (1.12)$$

Окрім коефіцієнта посилення по напрузі, користуються коефіцієнтами посилення по струму і по потужності, які також можуть бути виражені в децибелах¹. Наприклад, якщо потужність сигналу на вході підсилювача мала значення $P_{\text{вх}}$, а потім підвищилася до $P_{\text{вих}}$, то коефіцієнт посилення по потужності в децибелах можна знайти по формулі

$$K_{P \text{ дБ}} = 10 \lg \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}}. \quad (1.13)$$

Для переходу к децибелам при логарифмі відношення потужностей ставиться множник 10, а при логарифмі відношення напруг або струмів – 20. Це пояснюється тим, що потужність пропорційна квадрату напруги або квадрату струму

$$P = \frac{U^2}{R} = I^2 R$$

Вхідний і вихідний опори. Підсилювач можна розглядати як активний чотирьохполіусник, до входу якого підключається джерело підсилюваного сигналу, а до виходу – опір навантаження (рис. 1.3).

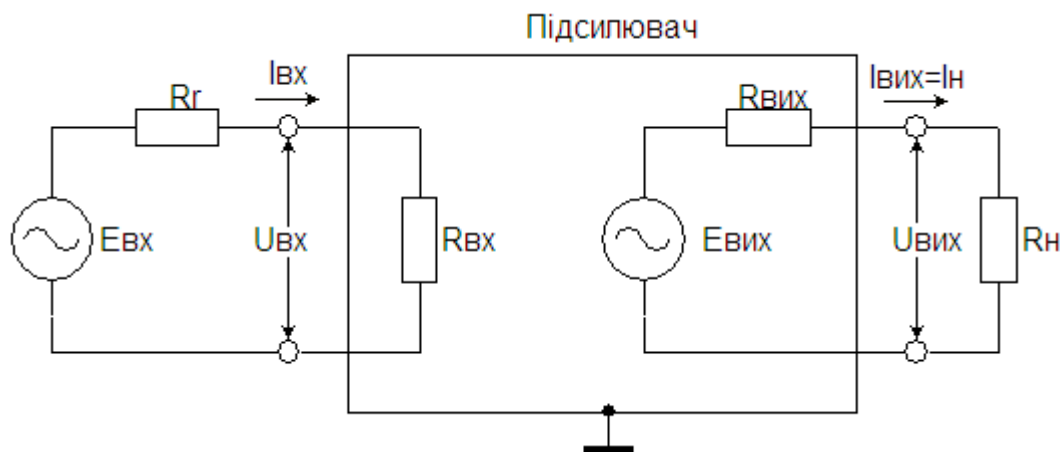


Рисунок 1.3 – Підсилювач як чотирьохполіусник

Джерело вхідного сигналу показане у вигляді генератора напруги з е.р.с. E_{vx} , яке має внутрішній опір R_r . З боку виходу підсилювач представлений у вигляді генератора напруги з е.р.с. $E_{вих}$ і внутрішнім опором $R_{вих}$. Підсилювач одночасно є навантаженням для джерела сигналу і джерелом сигналу для зовнішнього навантаження R_n , причому навантаженням підсилювача може бути не лише кінцевий пристрій (споживач), але і вхід наступного каскаду підсилювача.

Вхідний опір підсилювача в будь-якому разі являє собою опір між вхідними клемми підсилювача. Він дорівнює

$$R_{vx} = \frac{U_{vx}}{I_{vx}}. \quad (1.14)$$

Вихідний опір $R_{вих}$ визначають між вихідними клемми підсилювача при відключеному опорі навантаження

Залежно від співвідношення внутрішнього опору джерела R_r , і вхідного опору підсилювача R_{vx} джерело сигналу може працювати в режимі холостого ходу ($R_{vx} \gg R_r$), короткого замикання ($R_{vx} \ll R_r$) і узгодження ($R_{vx} \approx R_r$).

Аналогічні режими роботи можливі і для вихідного кола ($R_n \gg R_{вих}$) – холостий хід; ($R_n \ll R_{вих}$) – коротке замикання; ($R_n \approx R_{вих}$) – узгодження.

Відповідно до цього розрізняють як для вхідного, так і для вихідного кола режими посилення напруги, струму і потужності.

Вихідна потужність. При активному характері опору навантаження вихідна потужність підсилювача рівна

$$P_{вих} = \frac{U_{вих}^2}{R_n} = \frac{U_{m\,вих}^2}{2R_n}, \quad (1.15)$$

де $U_{вих}$ – значення вихідної напруги яке діє, а $U_{m\,вих}$ – амплітудне значення вихідної напруги. Вихідна потужність – це корисна потужність, яка розвивається підсилювачем в опорі навантаження.

Можлива побудова еквівалентних схем, в яких джерела входного і вихідного сигналу будуть представлені у вигляді генераторів струму.

Вхідний і вихідний опори підсилювача, як і опір навантаження, в загальному випадку мають комплексний характер, але вхідні і вихідні струми і напруга зазвичай визначають в умовах, при яких ці опори можна вважати активними.

Збільшення вихідної потужності підсилювача обмежене спотвореннями, які виникають за рахунок нелінійності характеристик підсилювальних елементів при великих амплітудах сигналів. Тому найчастіше підсилювач характеризують максимальною потужністю, яку можна отримати на виході за умови, що спотворення не перевищують заданої (допустимою) величини. Ця потужність називається номінальною вихідною потужністю підсилювача.

Коефіцієнт корисної дії. Цей показник особливо важливо урахувати для підсилювачів середньої і великої потужності, оскільки він дозволяє оцінити їх економічність. Чисельно ККД рівний

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_0} \cdot 100 \%, \quad (1.16)$$

де P_0 – потужність, яка споживається підсилювачем від всіх джерел живлення.

Номінальна вхідна напруга (чутливість). Номінальним вхідною напругою називається напруга, яку потрібно підвести до входу підсилювача, аби отримати на виході задану потужність. Вхідна напруга залежить від типу джерела підсилюваних коливань. Чим менше величина вхідної напруги, яка забезпечує необхідну вихідну потужність, тим вище чутливість підсилювача. Подача на вхід підсилювача напруги, яка перевищує номінальну, наводить до значних спотворень сигналу і називається перевантаженням з боку входу. Якщо підсилювач призначений для роботи від декількох джерел, то його вхід розраховується зазвичай на найменшу напругу, яку дає одне з джерел, а інші джерела сигналу включаються через дільників напруги.

Діапазон підсилюваних частот. Діапазоном підсилюваних частот, або смугою пропускання підсилювача, називається та область частот, в якій коефіцієнт посилення змінюється не більше, ніж це допустимо за технічними умовами.

Допустимі зміни коефіцієнта посилення в межах смуги пропускання залежать від призначення і умов роботи підсилювача. У ПНЧ, наприклад, ці зміни зазвичай не перевищують 3 дБ.

Слід мати на увазі, що з розширенням смуги пропускання зростає вартість апаратури і ускладнюється її конструкція. Крім того, може збільшуватися дія на підсилювач різноманітних перешкод. Тому зазвичай частотний діапазон підсилювача звужують до мінімальних меж, які забезпечують необхідну якість роботи підсилювача.

Рівень власних перешкод підсилювача. Динамічний діапазон амплітуд. Причини виникнення перешкод на виході підсилювача різні. Їх можна розділити на три основні групи: 1) теплові шуми, 2) шуми підсилювальних елементів, 3) перешкоди із-за пульсацій напруги живлення і наведень з боку зовнішніх електричних і магнітних полів.

Відомо, що в провідниках і напівпровідниках при нормальній кімнатній температурі (порядку 20 °C) електрони рухаються хаотично, причому в кожен даний момент кількість електронів, рухомих в якому-небудь одному на-

прямі, перевищує кількість електронів, рухомих в інших напрямках. Переважний рух електронів в будь-якому напрямі являється електричним струмом i , отже, при цьому на провіднику або напівпровіднику створюється напруга, не підпорядкована якому-небудь певному закону. Оскільки вперше з цією напругою зіткнулися при створенні радіомовних приймачів, в яких вона після посилення потрапляла до гучномовця і створювала шум, то її назвали напругою шумів.

Шумова напруга, через свою випадковість, має самі різні частоти і фази і тому практично охоплює всю смугу частот підсилювача. Отже, із збільшенням смуги пропускання підсилювача рівень шуму зростає. Крім того, шум тим більше, чим вище температура і більше величина опору кола, яке створює напругу теплових шумів. При температурі 20 – 25 °С шумову напругу можна знайти по формулі

$$U_{т. ш} \approx 0,13 \sqrt{(f_v - f_n) R}, \quad (1.17)$$

де $U_{т.ш}$ – напруга теплових шумів, мкВ; f_v і f_n – вища і нижча частоти, які пропускаються колом, кГц; R – активна складова опору кола в смузі частот від f_n до f_v , кОм.

Всі кола підсилювача створюють напругу теплових шумів, однак особливо великий вплив роблять власні шуми перших підсилювальних каскадів, оскільки ці шуми надалі посилюються всіма подальшими каскадами. Якщо, наприклад, вища і нижча робочі частоти підсилювача дорівнюють 10 000 і 100 Гц, а активний опір вхідному колу складає 500 Ом, та напруга теплових шумів буде рівна

$$U_{т. ш} = 0,13 \sqrt{(10 - 0,1) 0,5} \approx 0,27 \text{ мкВ}.$$

Приведені обчислення показують, що величина напруги теплових шумів дуже мала. Тому перешкоди від теплових шумів в підсилювачах позначаються лише при великих коефіцієнтах посилення. Напруга шумів може виникнути також із-за нерівномірності руху носіїв електричних зарядів через підсилювальний елемент. Це явище називають ефектом дробу. Рівень шумів транзисторів зазвичай оцінюють коефіцієнтом шуму, який виражається в де-

цибелах і показує, на скільки децибел включений в коло транзистор підвищує рівень шумів в порівнянні з тепловими шумами кола.

Великий вплив на загальний рівень перешкод підсилювача роблять пульсації напруги джерел живлення, а також наведення з боку зовнішніх електричних і магнітних полів. Зменшення цих перешкод може бути досягнуте використанням додаткових згладжуючих фільтрів на виході джерел живлення і ретельним екрануванням найбільш відповідальних кіл підсилювача (головним чином вхідних).

Величина загальних перешкод на виході підсилювача має бути значно менше напруги посиленого сигналу. В іншому випадку з напруги перешкод, яка хаотично змінюється, не можна буде виділити корисний сигнал. Зазвичай вважають, що корисний сигнал повинен перевищувати рівень перешкод не менше чим в 2 – 3 рази (на 6 – 10 дБ).

Графічна залежність амплітуди (або значення, яке діє) вихідної напруги підсилювача від амплітуди (або значення, яке діє) його вхідної напруги на деякій незмінній частоті сигналу отримала назву амплітудної характеристики (рис. 1.4). Амплітудна характеристика реального підсилювача (суцільна лінія на рисунку 1.4) не проходить через початок координат, оскільки в реальних підсилювачах напруга на виході за відсутності вхідної напруги визначається рівнем власних шумів підсилювача і перешкодами.

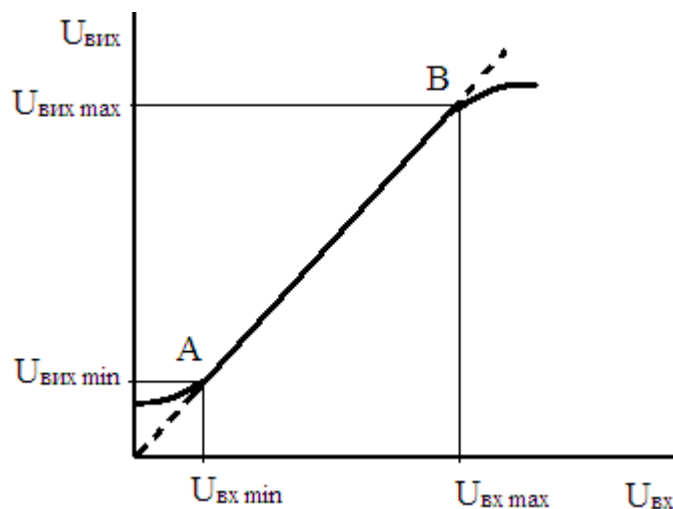


Рисунок 1.4 – Амплітудна характеристика підсилювача

При великій вхідній напрузі ($U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$) реальна амплітудна характеристика також розходиться з ідеальною (показаною пунктиром), скривлюючись із-за перевантаження підсилювальних елементів з сторони входу. Таким чином, реальний підсилювач може підсилювати без помітних спотворень напругу не нижче $U_{\text{вх min}}$ і не вище $U_{\text{вх max}}$ (ділянка АВ на рисунку 1.4).

Відношення амплітуд найбільш сильного і найбільш слабого сигналів на вході підсилювача називають динамічним діапазоном амплітуд D . Динамічний діапазон зазвичай виражають в децибелах:

$$D_{\text{дБ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}. \quad (1.18)$$

Спотворення в підсилювачах. При посиленні електричних сигналів можуть виникнути нелінійні, частотні і фазові спотворення.

Нелінійні спотворення є зміною форми кривої підсилюваних коливань, викликаною нелінійними властивостями кола, через яке ці коливання проходять. Основною причиною появи нелінійних спотворень в підсилювачі є нелінійність характеристик підсилювальних елементів, а також характеристик намагнічення трансформаторів або дроселів з сердечниками.

Поява спотворень форми сигналу, викликаних нелінійністю вхідних характеристик транзистора, ілюструється на рисунку 1.5.

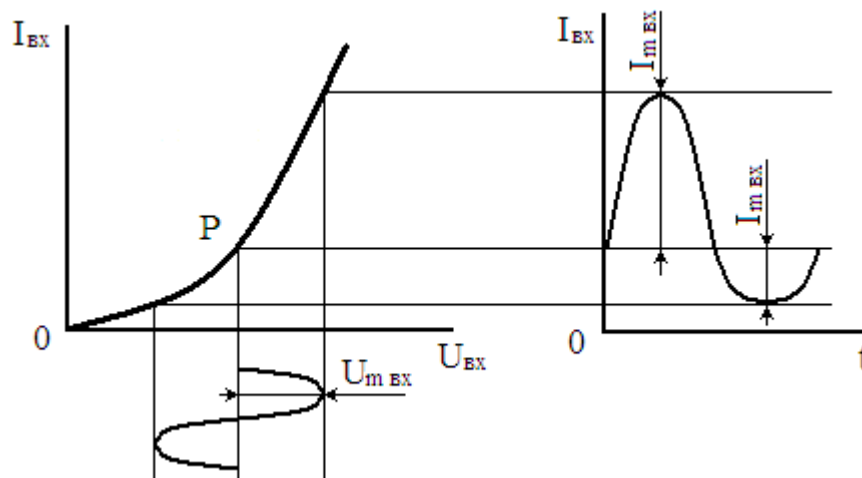


Рисунок 1.5 – Появлення нелінійних спотворень сигналу із-за нелінійності вхідної характеристики транзистора

Передбачимо, що на вхід підсилювача поданий сигнал синусоїдальної форми. Потрапляючи на нелінійну ділянку вхідної характеристики транзистора, цей сигнал викликає зміни вхідного струму, форма якого відрізняється від синусоїдальної. У зв'язку з цим і вихідний струм, а значить, і вихідні напруга змінюють свою форму в порівнянні з вхідним сигналом.

Чим більше нелінійність підсилювача, тим сильніше спотворюється ним синусоїдальна напруга, яка подається на вхід. Відомо (теорема Фур'є), що всяка несинусоїдальна періодична крива може бути представлена сумою гармонійних коливань основної частоти і вищих гармонік. Таким чином, в результаті нелінійних спотворень на виході підсилювача з'являються вищі гармоніки, тобто абсолютно нові коливання, яких не було на вході. Міру нелінійних спотворень підсилювача звичайно оцінюють величиною коефіцієнта нелінійних спотворень (коефіцієнта гармонік).

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}}, \quad (1.19)$$

де $P_2 + P_3 + \dots + P_n$ – сума електричних потужностей, які виділяються на навантаженні гармоніками, що з'явилися в результаті нелінійного посилення; P_1 – електрична потужність першої гармоніки.

У тих випадках, коли опір навантаження має одну і ту ж величину для всіх гармонійних складових посиленого сигналу, коефіцієнт гармонік визначається по формулі

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (1.20)$$

де I_1, I_2, I_3 і так далі – значення першої, другої, третьої і так далі гармонік струму на виході, які діють (або амплітудні); U_1, U_2, U_3 і так далі – значення першої, другої, третьої і так далі гармонік вихідної напруги, які діють (або амплітудні).

Коефіцієнт гармонік зазвичай виражають у відсотках, тому знайдене по формулах (1.19) і (1.20) значення K_{Γ} слід помножити на 100. Загальна величина нелінійних спотворень, які виникають на виході підсилювача і створе-

них окремими каскадами цього підсилювача, визначається по наближеній формулі:

$$K_{г, заг} = K_{г1} + K_{г2} + \dots + K_{гn}, \quad (1.21)$$

де $K_{г1}$, $K_{г2}$, $K_{гn}$ – нелінійні спотворення, які вносяться кожним каскадом підсилювача. Допустима величина коефіцієнта гармонік цілком залежить від призначення підсилювача. У підсилювачах контрольно-виміральної апаратури, наприклад, допустиме значення K_g складає десяті долі відсотка.

Частотними називаються спотворення, обумовлені зміною величини коефіцієнта посилення на різних частотах. Причиною частотних спотворень є присутність в схемі підсилювача реактивних елементів – конденсаторів, котушок індуктивності, міжелектродних ємностей підсилювальних елементів, ємності монтажу і так далі. Залежність величини реактивного опору від частоти не дозволяє отримати постійний коефіцієнт посилення в широкій смузі частот.

Частотні спотворення, які вносяться підсилювачем, оцінюють по його амплітудно-частотній характеристиці, яка представляє собою залежність коефіцієнта посилення від частоти підсилюваного сигналу. Залежно від типу і призначення підсилювача форми частотних характеристик можуть бути різними. Для прикладу на рисунку 1.6 показана зразкова амплітудно-частотна характеристика ПНЧ.

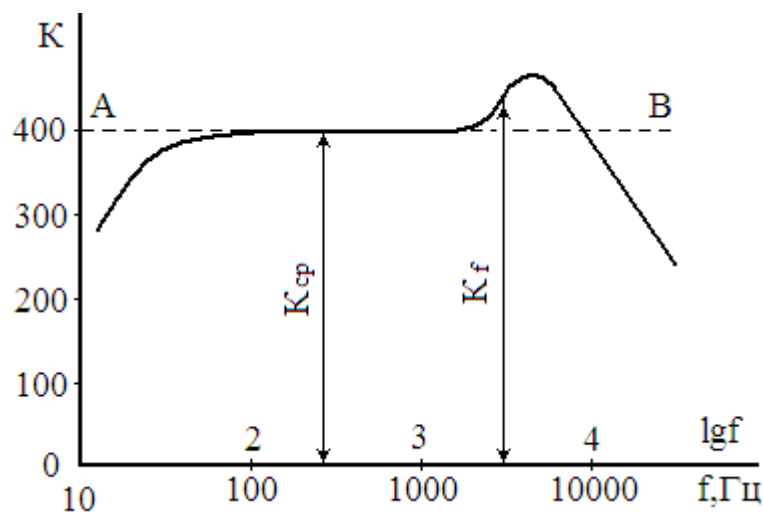


Рисунок 1.6 – Амплітудно-частотна характеристика ПНЧ

При побудові амплітудно-частотних характеристик частоту по осі абсцис зручніше відкладати не в лінійному, а в логарифмічному масштабі (для кожної частоти фактично по осі відкладається величина $\lg f$, а підписується значення частоти). Якщо частоту відкласти в лінійному масштабі, то така характеристика буде незручною для користування, оскільки всі нижні частоти будуть дуже стислі у самого початку координат, а область верхніх частот виявиться дуже розтягнутою.

Міра спотворень на окремих частотах виражається коефіцієнтом частотних спотворень M , рівним відношенню коефіцієнта посилення на середній частоті $K_{\text{ср}}$ до коефіцієнта посилення на даній частоті K_f .

$$M = \frac{K_{\text{ср}}}{K_f}. \quad (1.22)$$

Зазвичай найбільші частотні спотворення виникають на кордонах діапазону частот $f_{\text{н}}$ і $f_{\text{в}}$. Коефіцієнти частотних спотворень в цьому випадку рівні

$$M_{\text{н}} = \frac{K_{\text{ср}}}{K_{\text{н}}}; \quad M_{\text{в}} = \frac{K_{\text{ср}}}{K_{\text{в}}}, \quad (1.23)$$

де $K_{\text{н}}$ і $K_{\text{в}}$ – відповідно коефіцієнти посилення на нижніх і верхніх частотах діапазону. З визначення коефіцієнта частотних спотворень виходить, що якщо $M > 1$, то частотна характеристика в області даної частоти має завал, а якщо $M < 1$, то частотна характеристика в області даної частоти має підйом. Для підсилювача низької частоти ідеальною частотною характеристикою є горизонтальна пряма (лінія АВ на рисунку 1.6).

Коефіцієнт частотних спотворень багатокаскадного підсилювача дорівнює множенню коефіцієнтів частотних спотворень окремих каскадів

$$M = M_1 M_2 M_3 \dots M_n. \quad (1.24)$$

Частотні спотворення, які виникають в одному каскаді підсилювача, можуть компенсуватися в іншому, аби загальний коефіцієнт частотних спотворень не виходив за межі заданого. Коефіцієнт частотних спотворень, так само як і коефіцієнт посилення, зручно виражати в децибелах:

$$M_{\text{дБ}} = 20 \lg M. \quad (1.25)$$

У разі багатокаскадного підсилювача

$$M_{\text{дБ}} = M_{1\text{дБ}} + M_{2\text{дБ}} + \dots + M_{n\text{дБ}}. \quad (1.26)$$

Допустима величина частотних спотворень залежить від призначення підсилювача. Для підсилювачів контрольно-виміральної апаратури, наприклад, допустимі спотворення визначаються необхідною точністю виміру і можуть складати десяті і навіть соті долі децибела.

Частотні спотворення в підсилювачі завжди супроводяться появою зрушення фаз між вхідним і вихідним сигналами, тобто фазовими спотвореннями. При цьому під фазовими спотвореннями зазвичай мають на увазі лише зрушення, які створюються реактивними елементами підсилювача, а поворот фази самим підсилювальним елементом в увагу не береться.

Фазові спотворення, які вносяться підсилювачем, оцінюються по його фазочастотній характеристиці, яка є графіком залежності кута зрушення фази φ між вхідною і вихідною напругою підсилювача від частоти (рис. 1.7). Фазові спотворення в підсилювачі відсутні, коли фазове зрушення лінійно залежить від частоти. Ідеальною фазочастотною характеристикою є пряма, яка починається на початку координат (пунктирна лінія на рисунку 1.7). Фазочастотна характеристика реального підсилювача має вигляд, показаний на рисунку 1.7 суцільною лінією.

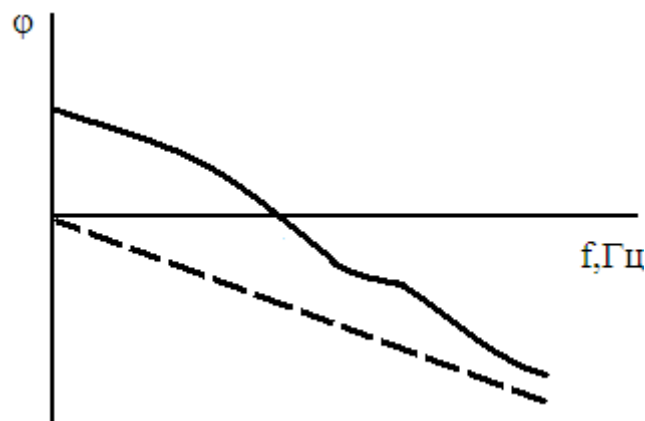


Рисунок 1.7 – Фазочастотна характеристика підсилювача

1.3 Режими роботи підсилювального каскаду

Режимом називається сукупність напруг та струмів електродів транзистора, які визначають місце положення робочої точки.

У залежності від місце положення робочої точки та форми сигналу, яку треба одержати, підсилювач розрізняють п'ять основних режимів роботи підсилювального каскаду, класи А, В, АВ, С і D. Ці режими зручно характеризувати величиною кута, який дорівнює половині періоду сигналу у вихідному колі активного елементу (рис. 1.8).

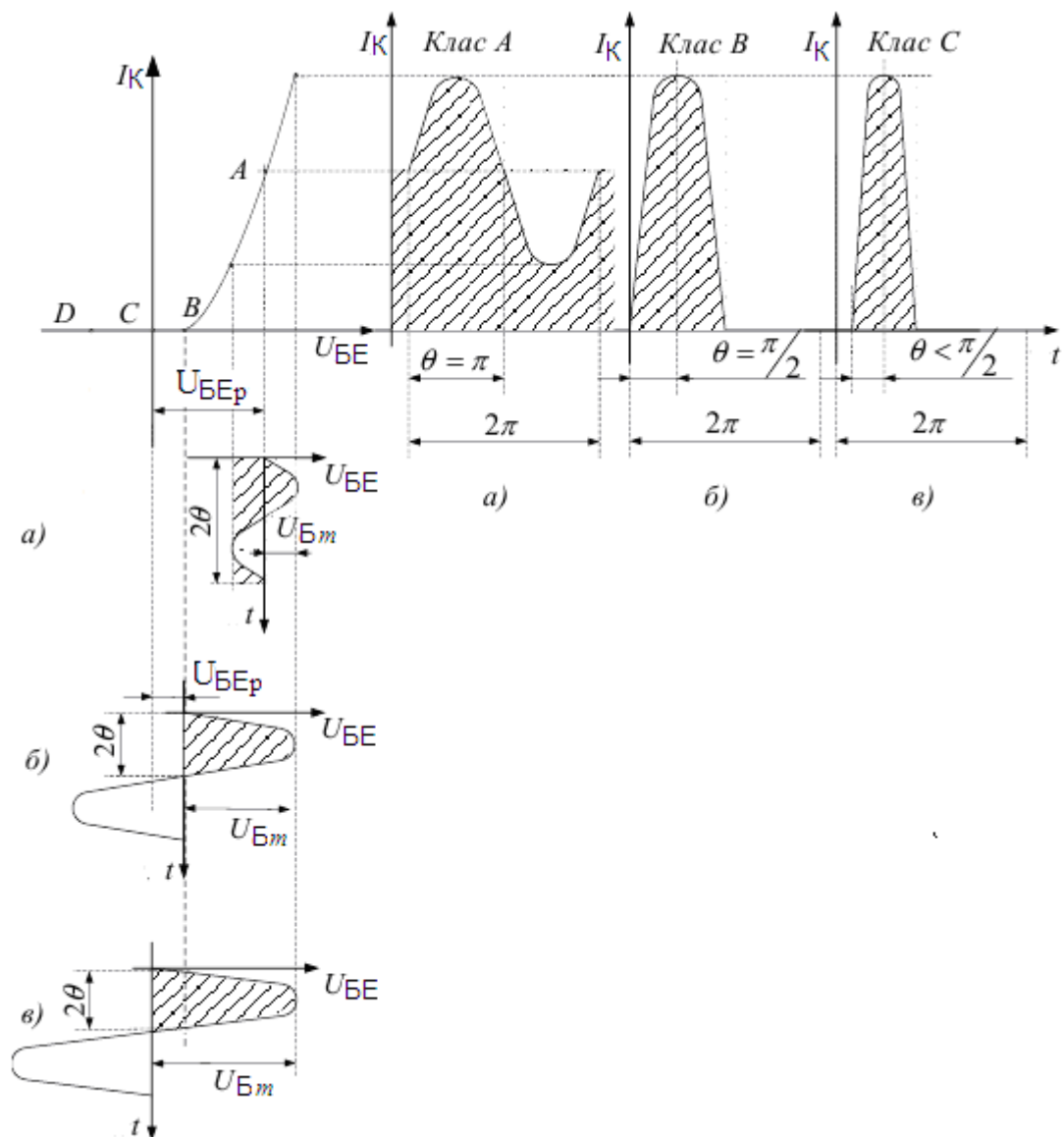


Рисунок 1.8 - Основні режими роботи підсилювального каскаду

В режимі А робоча точка знаходиться посередині лінійної частини динамічної характеристики $I_K = f(U_{BE})$, а амплітуда вхідного сигналу така, що

вихідний струм протікає впродовж всього періоду вхідного сигналу, тобто відсічка струму відсутня, а $\theta = \pi$ (рис. 1.8).

На вихідній характеристиці у режимі А робоча точка Р (точка спокою) лежить на середині ділянки 1-2 лінії навантаження (рис. 1.9), через що відтворюються обидві напівхвилі сигналу: і позитивна, і негативна.

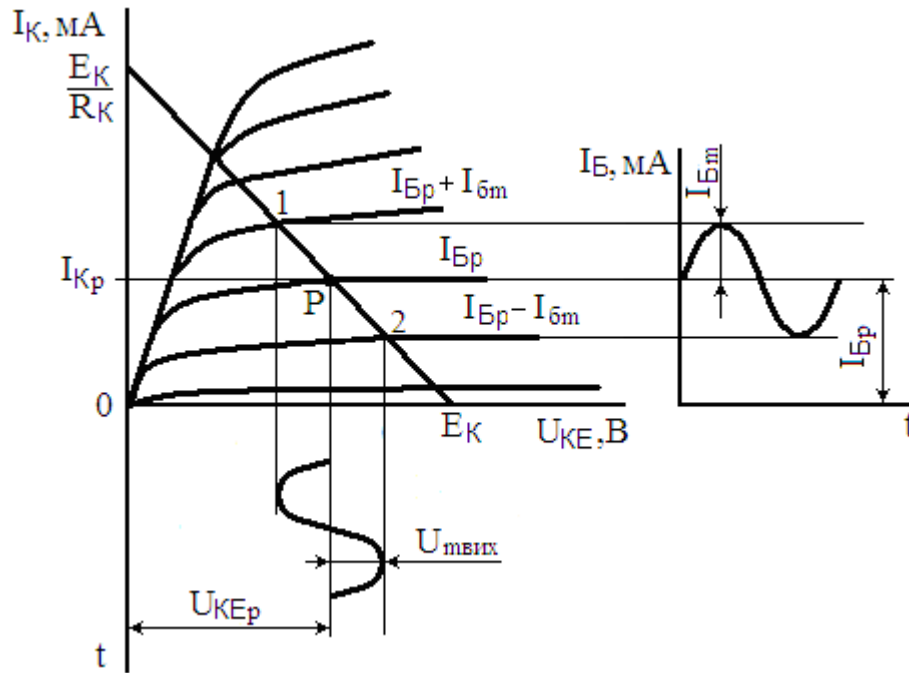


Рисунок 1.9 – Діаграма роботи підсилювача у режимі А

Для режиму А характерні незначні нелінійні спотворення. У цьому значна перевага режиму А і через це режим А використовується переважно у вхідних та вимірювальних підсилювачах.

Від джерела живлення безперервно, незалежно від рівня вхідного сигналу, споживається струм.

При цьому ККД дорівнює

$$\eta_A = \frac{P_{вих}}{P_{спож}} = \frac{0,5 U_{Kmax} I_{Kmax}}{U_{KEp} I_{Kp}} \approx \frac{U_{Kmax} I_{Kmax}}{2 U_{KEp} I_{Kp}}, \quad (1.27)$$

U_{KEp} - постійна напруга на колекторі (в робочій точці);

I_{Kp} - середнє значення колекторного струму.

З останнього виразу видно, що ККД підсилювача в режимі класу А не може перевищувати 50%, практично не більше 30%. Нелінійні спотворення в

режимі класу А незначні. Режим класу А використовується для малопотужних каскадів попереднього підсилення.

Не зважаючи на важливі переваги режиму А, він має суттєві недоліки, основні з яких наступні:

- щоб відтворити обидві напівхвилі, напруга живлення E_K має перевищувати амплітуду сигналу вдвічі ($E_K > 2U_{m\text{вих}}$), тобто бути відносно високою;
- велике струмоспоживання зумовлене тим, що в робочій точці струм I_{Kp} протікає завжди, незалежно від наявності чи відсутності сигналу;
- малий коефіцієнт корисної дії (ККД), максимальне значення якого не перевищує 25%.

Основною причиною малого ККД є великий струм спокою I_{Kp} (рис. 1.9), який протікає незалежно від того, чи є сигнал, чи його нема, великий він чи малий. Якби здійснити залежність I_{Kp} від амплітуди сигналу, то ККД можна було б збільшити. Це реалізується у режимі В.

В режимі класу В робоча точка міститься на початку динамічної характеристики $I_K = f(U_{be})$ тому вихідний струм транзистора протікає впродовж половини періоду вхідного сигналу $\theta = \pi/2$ (рис. 1.8). Це означає, що в одному підсилювачі підсилюється тільки одна з двох напівхвиль сигналу. Щоб відтворити повністю сигнал, треба мати ще один інший підсилювач, тобто підсилювач режиму В має бути двоканальним.

З діаграми роботи одного з двох каналів, яка наведена на рисунку 1.10 видно, що для здійснення режиму В, робоча точка Р вибирається на характеристиці $I_{Bp} = 0$.

Знайдемо ККД підсилювача в режимі В.

$$\eta_B = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{спож}}} \quad (1.28)$$

Зважаючи на те, що на виході підсилювача діє лише одна напівхвиля, вихідну потужність одного підсилювача знайдемо, як

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{4} \frac{U_{m\text{вих}}^2}{R_K} \quad (1.29)$$

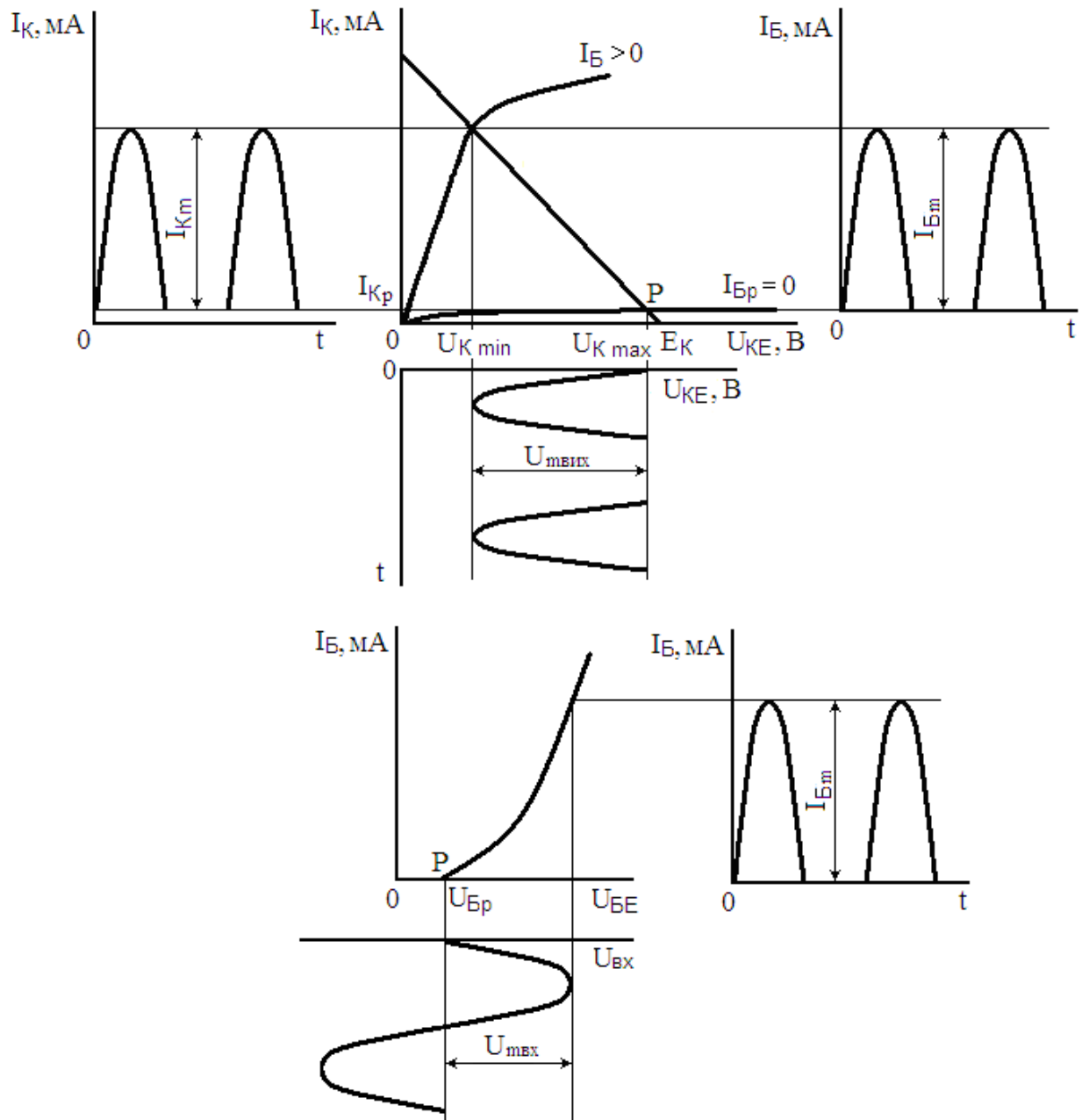


Рисунок 1.10 – Діаграма роботи підсилювача у режимі В

Потужність витрат становить

$$P_{\text{вт}} = E_K I_{Kp}. \quad (1.30)$$

Постійна складова колекторного струму залежить від амплітуди струму колектора і визначається, як

$$I_{Kp} = \frac{I_{Km}}{\pi}, \quad (1.31)$$

З урахуванням того, що $U_{\text{мвих}} \approx E_{KE}$, амплітуда колекторного струму становить

$$I_{Km} \cong \frac{E_K}{R_K}. \quad (1.32)$$

На підставі формул (1.28) ... (1.32) знаходимо, що в режимі В максимальний ККД становить

$$\eta_B = \frac{\pi}{4} = 0,75, \quad (1.33)$$

ККД в режимі класу В досить високий і досягає 78,5%. Саме тому його застосовують в потужних двотактних підсилювачах і в підсилювачах з резонансним навантаженням, але в даному режимі суттєві нелінійні спотворення.

Схема підсилювача режиму В наведена на рисунку 1.11.

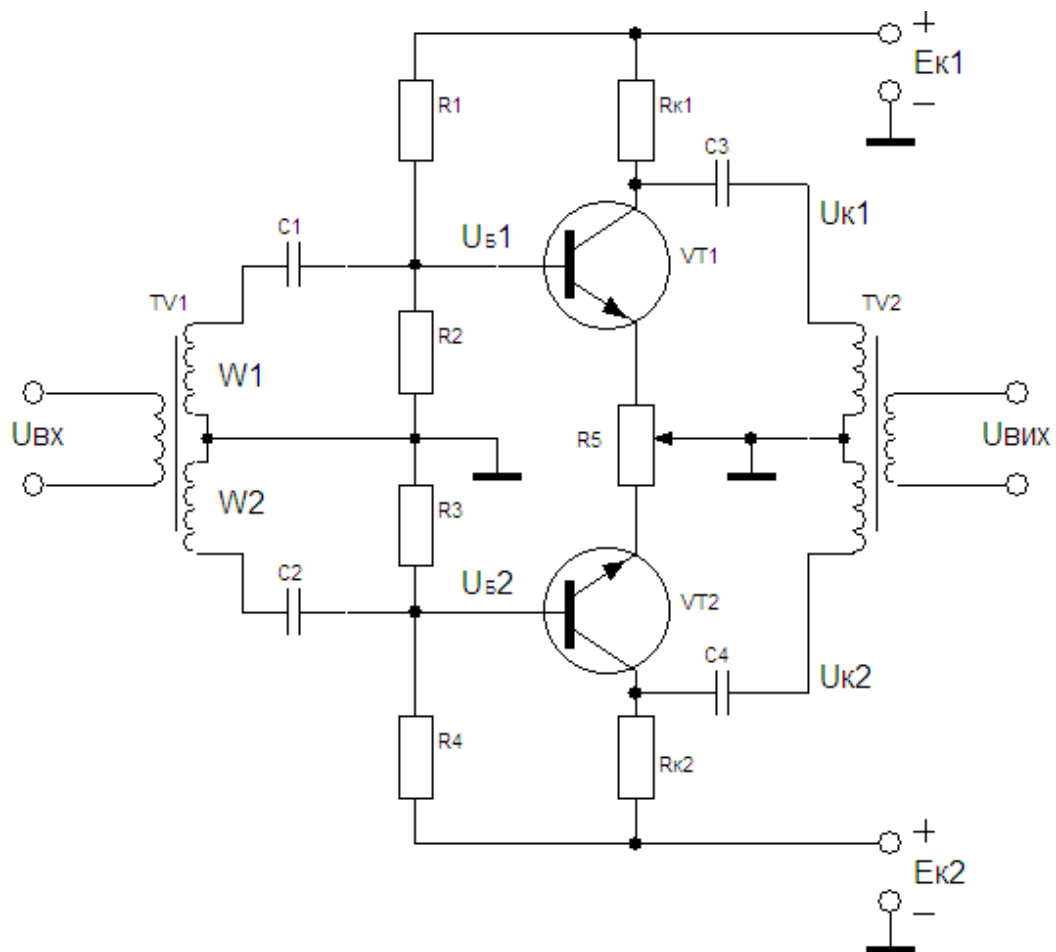


Рисунок 1.11 – Принципова схема підсилювача режиму В

Тут VT1 та VT2 - транзистори, на яких створені відповідно перший та другий канали підсилення. Подільники R1, R2 та R4, R3 створюють напруги живлення баз, $U_{B1} = U_{Br}$ та $U_{B2} = U_{Br}$ (рис. 1.10), тобто визначають робочі точки, в яких транзистори VT1 та VT2 виводяться на межі відкриття.

За допомогою змінного резистора R5 симетрують канали.

У початковому стані, тобто за відсутності сигналу ($U_{\text{вх}} = 0$) обидва транзистори VT1 та VT2 закриті. Тому за відсутності сигналу, наприклад, у паузах, струму $I_{\text{к}}$ немає. Через це додатково підвищується ККД, тому що при $I_{\text{к}} = 0$ підсилювач не споживає енергії.

При поданні сигналу напруги обмоток W1 та W2 протилежні. Якщо, наприклад, напруга обмотки W1 позитивна, то транзистор VT1 відкритий, а VT2 - закритий. Через це в інтервалі моментів $t_1 \dots t_2$ (рис. 1.12) на виході $U_{\text{к1}}$ сигнал є, а на виході $U_{\text{к2}}$ сигналу немає.

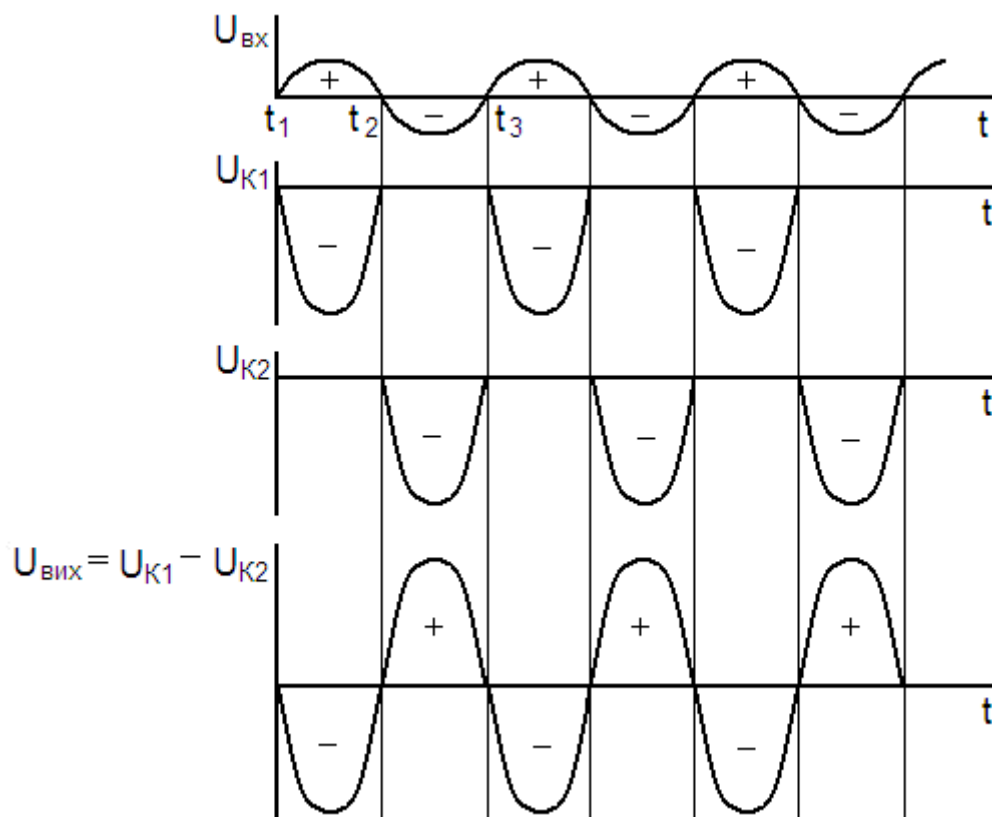


Рисунок 1.12 – Відтворення сигналу в підсилювачі режиму В

Через напівперіод полярність вхідного сигналу зміниться на протилежну. Тому напруга обмотки W2 стане позитивною і відкриє транзистор VT2, а негативна напруга обмотки W1 закриє транзистор VT1. Тому в інтервалі моментів $t_2 \dots t_3$ на виході $U_{\text{к2}}$ сигнал є, а на виході $U_{\text{к1}}$ сигналу немає. Різниця потенціалів $U_{\text{к1}}$ та $U_{\text{к2}}$ відтворює повний вихідний сигнал $U_{\text{вих}} = U_{\text{к1}} - U_{\text{к2}}$ без будь-яких спотворень.

В режимі класу **D** транзистор працює у ключовому режимі, коли транзистор знаходиться лише в двох станах: відкритий або закритий. На виході одержують прямокутні імпульси.

У відкритому стані транзистора через нього протікає значний струм, а напруга на транзисторі мала. У закритому стані майже вся напруга живлення падає на транзисторі, а струм дуже малий. Тому як у закритому, так і у відкритому станах транзистора втрати підсилювача режиму **D** нехтовно малі, через що ККД значний і перевищує 90%.

Режим **D** характеризується тим, що вихідним сигналом $U_{\text{вих}}$ підсилювача є прямокутні біполярні імпульси (рис. 1.14).

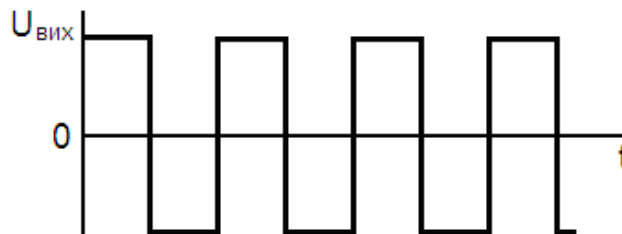


Рисунок 1.14 – Часова діаграма роботи підсилювача режиму **D**

Підсилення гармонічних сигналів у режимі **D** неможливе. Використовують у силових схемах перемикання і для формування імпульсів.

Перевагою режиму **D** являється високий ККД, а недоліком є біполярні імпульси, що потребує ускладнення схеми підсилювача через потребу двох різнополярних джерел живлення. Цього недоліку позбавлені підсилювачі режиму **E**.

Режим E, як і режим **D**, обробляє сигнали тільки прямокутної форми і має високий ККД, який досягає 90 - 95%.

Режим **E** характеризується тим, що вихідним сигналом $U_{\text{вих}}$ підсилювача є прямокутні однополярні імпульси (рис. 1.15), через що підсилювач живиться тільки від одного джерела.

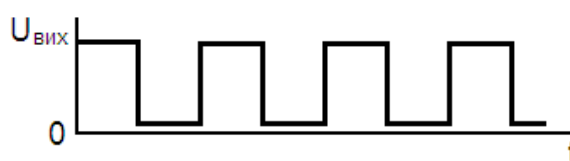


Рисунок 1.14 – Часова діаграма роботи підсилювача режиму **E**

Через цю однополярність вихідного сигналу режим Е здобув найширшого розповсюдження в цифрових схемах.