

Розділ 6

ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК

6.1. Загальні положення

Зворотним називається зв'язок, який забезпечує передачу сигналу з вихідного кола у вхідне.

У підсилювачах зворотний зв'язок (ЗЗ) використовується для поліпшення якісних показників: підвищення стабільності режиму, стабілізації коефіцієнта підсилення, зменшення спотворень тощо.

На рис. 6.1 наведена структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком. Вона містить підсилювач П, до входу якого підключене джерело сигналу ДС, а до виходу – навантаження Н. З виходу (вузол 2) відбирається частина сигналу (струму або напруги) і через чотириполюсник зворотного зв'язку В подається до входу підсилювача П (вузол 1). На вході у вузлі 1 напруга сигналу U_c та зворотного зв'язку $U_{зз}$ складаються.

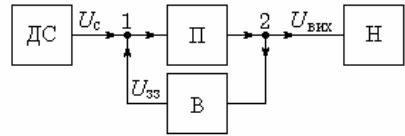


Рис. 6.1. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

Якщо фази U_c та $U_{зз}$ збігаються, то результуюча напруга на вході П зростає в порівнянні з U_c . Такий ЗЗ називається *додатним*.

Якщо фази U_c та $U_{зз}$ протилежні, то ЗЗ зменшує напругу вузлів 1 і 2. Такий ЗЗ називається *від'ємним*.

Не слід протиставляти корисність додатного та від'ємного ЗЗ. Кожний з них має своє призначення. Наперед зазначимо, що від'ємний ЗЗ використовується переважно в підсилювачах, а додатний – в генераторах.

Визначимо коефіцієнт передавання підсилювача зі зворотним зв'язком.

З рис. 6.1 видно, що на вході підсилювача П діє сума сигналів $U_c + U_{зз}$. Тоді вихідна напруга становить

$$U_{\text{вих}} = K(U_c + U_{зз}). \quad (6.1)$$

де K – коефіцієнт передавання підсилювача П без зворотного зв'язку.

Якщо чотириполюсник ЗЗ має коефіцієнт передавання B , то вихідна напруга визначиться як

$$U_{\text{вих}} = K(U_c + BU_{\text{вих}}). \quad (6.2)$$

Вирішуючи (6.2) відносно $U_{\text{вих}}$, знаходимо коефіцієнт передавання підсилювача зі зворотним зв'язком:

$$K_{зз} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_c} = \frac{K}{1 - BK}. \quad (6.3)$$

Знаменник $1 - BK$ називається *глибиною зворотного зв'язку*, а BK – *петльовим підсиленням*.

Зворотний зв'язок, для якого $BK < 0$, є *від'ємним*. Тоді з (6.3) видно,

що $K_{зз} < K$, тобто від'ємний ЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення. Це зменшення не є недоліком, яким воно було на початку становлення радіоелектроніки. Зараз у багатьох випадках виникає необхідність зменшити підсилення, що й досягається від'ємним ЗЗ. Крім того, від'ємний ЗЗ покращує основні показники підсилювача.

Зворотний зв'язок, для якого $BK > 0$, є *додатним*. Тоді з (3) видно, що $K_{зз} > K$, тобто додатний ЗЗ збільшує коефіцієнт підсилення і при $BK = +1$ перетворює його у нескінченність. Це означає, що при $U_c = 0$ вихідна напруга $U_{вих} \neq 0$, тобто є вихідний сигнал при відсутності вхідного. Це спостерігається в автогенераторах і наявність додатного ЗЗ є необхідною умовою для їхнього самозбудження.

Забезпечення додатного або від'ємного ЗЗ здійснюється полярністю включення чотириполосника ЗЗ.

Щодо видів ЗЗ, то він може бути:

- паралельним по входу і виходу;
- послідовним по входу і виходу;
- паралельним по входу і послідовним по виходу;
- послідовним по входу і паралельним по виходу.

6.2. Вплив від'ємного ЗЗ на вхідний та вихідний опори

6.2.1. Паралельний ЗЗ по входу і виходу

Схема підсилювача з паралельним ЗЗ по входу і виходу наведена на рис. 6.2.

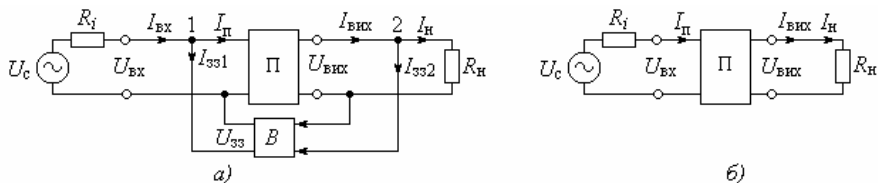


Рис. 6.2. Схеми підсилювачів: а – з паралельним ЗЗ за напругою; б – без ЗЗ

Тут підсилювач П охоплений зворотним зв'язком за напругою $U_{вих}$ через чотириполосник В, вихід якого підключений паралельно до входу П. Тому на вході здійснюється ЗЗ також за напругою.

Позначення на схемі:

U_c – напруга, яку треба підсилити;

R_i – опір джерела напруги U_c ;

R_n – опір навантаження.

Визначимо вхідний $R_{вх}$ та вихідний $R_{вих}$ опори підсилювача зі ЗЗ за напругою на вході й виході. У цій схемі можна здійснити ЗЗ, якщо на вході й виході немає короткого замикання, тобто $R_i > 0$ та $R_n > 0$.

Вхідний опір для схеми підсилювача (рис. 6.2,а) становить

$$R_{\text{вх } 33} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}, \quad (6.4)$$

де $U_{\text{вх}}$ та $I_{\text{вх}}$ – вхідні відповідно напруга й струм.

Оскільки 33 від'ємний, то він створює струм I_{331} , який витікає з вузла 1. Тоді за законом Кірхгофа маємо

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{п}} + I_{331}. \quad (6.5)$$

Підставляючи (6.5) в (6.4), одержуємо

$$R_{\text{вх } 33} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{п}} + I_{331}}, \quad (6.6)$$

де $I_{\text{п}}$ – вхідний струм підсилювача П без 33.

Знайдемо вхідний опір підсилювача без 33 (рис. 6.2,б):

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{п}}}. \quad (6.7)$$

Зіставляючи (6.6) та (6.7) переконуємося в тому, що

$$R_{\text{вх } 33} < R_{\text{вх}}, \quad (6.8)$$

тобто паралельний від'ємний зв'язок зменшує вхідний опір підсилювача.

Аналогічно визначимо вихідний опір підсилювача зі 33:

$$R_{\text{вих } 33} = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{вих}}} = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{п}} + I_{332}}. \quad (6.9)$$

Для підсилювача без 33 (рис. 6.2,б) маємо

$$R_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{вих}}} = \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{п}}}. \quad (6.10)$$

З формул (6.9) та (6.10) випливає, що

$$R_{\text{вих } 33} < R_{\text{вих}}, \quad (6.11)$$

тобто паралельний від'ємний зв'язок зменшує вихідний опір підсилювача.

Знайдемо вхідний та вихідний опори підсилювача з паралельним зворотним від'ємним зв'язком.

$$R_{\text{вх } 33} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх } 33}}. \quad (6.12)$$

Тут $I_{\text{вх } 33}$ – вхідний струм підсилювача зі зворотним зв'язком, який в $(1 + BK)$ разів більший за вхідний струм $I_{\text{вх}}$ без 33, тобто

$$I_{\text{вх } 33} = I_{\text{вх}} (1 + BK). \quad (6.13)$$

Підставляючи (6.12) в (6.13), одержуємо

$$R_{\text{вх } 33} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}} (1 + BK)}, \quad (6.14)$$

де

$$\frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}} \quad (6.15)$$

вхідний опір підсилювача без ЗЗ.

Підставляючи (6.15) в (6.14), маємо

$$R_{\text{вх } 33} = \frac{R_{\text{вх}}}{1 + BK}. \quad (6.16)$$

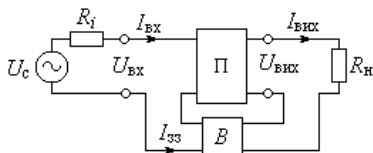
Аналогічним чином знаходимо

$$R_{\text{вих } 33} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + BK}. \quad (6.17)$$

Таким чином, зворотний зв'язок зменшує вхідний та вихідний опори підсилювача в глибину зворотного зв'язку $(1+BK)$ разів.

6.2.2. Послідовний зв'язок по входу і виходу

Схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком по входу й виходу наведена на рис. 6.3. Вхідний опір підсилювача визначиться як



$$R_{\text{вх } 33} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}. \quad (6.18)$$

Рис. 6.3. Схема підсилювача з послідовним ЗЗ за струмом

Оскільки ЗЗ від'ємний, то струми $I_{\text{вх } 33}$ та $I_{\text{зз}}$ протилежні, через що

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{вх } 33} - I_{\text{зз}}. \quad (6.19)$$

Підставляючи (6.19) у (6.18), одержуємо

$$R_{\text{вх } 33} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх } 33} - I_{\text{зз}}}. \quad (6.20)$$

З формули (6.20) випливає, що послідовний від'ємний зворотний зв'язок зменшує вхідний струм, через що вхідний опір підсилювача зростає.

Щодо вихідного струму, то він є наслідком підсилення вхідного струму в K_f разів: $I_{\text{вих}} = K_f I_{\text{вх}}$. Оскільки від'ємний ЗЗ зменшує $I_{\text{вх}}$ (6.19), то $I_{\text{вих}}$ також зменшується, через що зростає $R_{\text{вих}}$.

Знайдемо вхідний та вихідний опори підсилювача з послідовним від'ємним зворотним зв'язком.

$$R_{\text{вх } 33} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх } 33}}. \quad (6.21)$$

Тут $I_{\text{вх } 33}$ – вхідний струм підсилювача зі зворотним зв'язком, який в $(1 + BK)$ разів менший за вхідний струм $I_{\text{вх}}$ без ЗЗ, тобто

$$I_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}}}{1 + BK}. \quad (6.22)$$

Підставляючи (6.22) в (6.21), одержуємо

$$R_{\text{вх } 33} = R_{\text{вх}} (1 + BK). \quad (6.23)$$

Аналогічними діями знаходимо вихідний опір

$$R_{\text{вих } 33} = R_{\text{вих}} (1 + BK). \quad (6.24)$$

Тут $R_{\text{вх}}$ та $R_{\text{вих}}$ – відповідно вхідний та вихідний опори підсилювача без 33.

Отже, послідовний від'ємний зворотний зв'язок збільшує вхідний та вихідний опори підсилювача в глибину зворотного зв'язку $(1 + BK)$ разів.

6.3. Вплив від'ємного 33 на внутрішні завади (наведення)

Внутрішні завади (наведення) діють не на вході підсилювача, а виникають десь у його середині через кола живлення, внаслідок нелінійних спотворень, наведень паразитних ЕРС тощо.

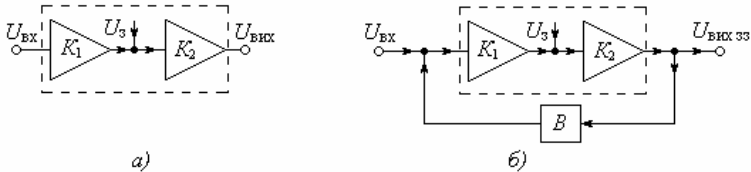


Рис. 6.4. Діяння завади U_3 в підсилювачах:

а – без зворотного зв'язку, б – зі зворотним зв'язком

Розподілимо загальний коефіцієнт підсилення K на K_1 та K_2 (рис. 6.4):

$$K = K_1 K_2, \quad (6.25)$$

де K_1 – коефіцієнт підсилення до місця виникнення завади;

K_2 – коефіцієнт підсилення за місцем виникнення завади.

У підсилювачі без 33 (рис. 6.4,а) напруга завади U_3 потрапляє до виходу, підсилюючись у K_2 разів:

$$U_{3 \text{ вих}} = K_2 U_3. \quad (6.26)$$

Якщо ж підсилювач охоплений зворотним зв'язком B (рис. 6.4,б), то частка завади після проходження кола 33 (K_2 ; B та K_1) повертається в місце виникнення U_3 у протифазі і віднімається від U_3 . Тому на виході підсилювача з від'ємним 33 напруга завади становить

$$U_{3 \text{ ВИХ } 33} = K_2 U_3 - K_2 B K_1 U_3. \quad (6.27)$$

Зіставляючи (6.26) та (6.27), переконуємося в тому, що $U_{3 \text{ ВИХ } 33} < U_3$, тобто від'ємний зворотний зв'язок зменшує вплив внутрішніх завод.

Якщо за напругу завади U_3 мати суму вищих гармонік $\sum_{n=2}^{\infty} U_n$, які виникли через нелінійні спотворення, то можна записати, що

$$U_3 = \sum_{n=2}^{\infty} U_n. \quad (6.28)$$

Тоді на виході підсилювача без ЗЗ діє сума напруг вищих гармонік

$$U_{\text{Г ВИХ}} = K_2 \sum_{n=2}^{\infty} U_n. \quad (6.29)$$

На виході ж підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком коло ЗЗ повертає $U_{\text{Г ВИХ}}$ в місце виникнення у протифазі (рис. 6.4,б), через що сума напруг вищих гармонік становить

$$U_{\text{Г ВИХ } 33} = K_2 \sum_{n=2}^{\infty} U_n - K_2 B K_1 \sum_{n=2}^{\infty} U_n. \quad (6.30)$$

Зіставляючи (6.30) та (6.29), переконуємося в тому, що $U_{\text{Г ВИХ } 33} < U_{\text{Г ВИХ}}$, тобто від'ємний зворотний зв'язок зменшує нелінійні спотворення.

Можна показати, що від'ємний ЗЗ зменшує коефіцієнт гармонік у $(1+BK)$ разів:

$$k_{\text{Г } 33} = \frac{k_{\text{Г}}}{1 + BK}. \quad (6.31)$$

6.4. Транзисторні каскади з від'ємним ЗЗ

6.4.1. Емітерні повторювачі

Коефіцієнт передавання напруги ідеального повторювача дорівнює одиниці: $K_U = 1$, тобто вихідна й вхідна напруги збігаються. Повторювачі призначені для узгодження високого опору джерела сигналу з низьким вхідним опором наступного каскаду. Це забезпечує підсилення струму й потужності при збереженні вхідної напруги. З цього слід, що повторювач повинен мати високий вхідний та низький вихідний опори.

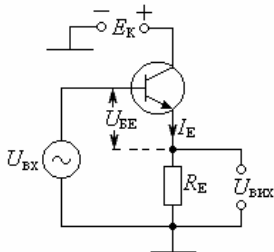


Рис. 6.5. Емітерний повторювач

На рис. 6.5 наведена схема емітерного повторювача. Він відрізняється від підсилювача зі спільним емітером лише тим, що опір навантаження R_E включений в коло емітера.

Емітерний повторювач працює таким самим

чином, що й підсилювач зі спільним емітером, але співвідношення між напругами й струмами інші.

Опір R_E є разом і навантаженням, і елементом від'ємного ЗЗ. Дійсно, за законом Кірхгофа для вхідного кола маємо

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{БЕ}} + U_{\text{вих}} = U_{\text{БЕ}} + I_E R_E, \quad (6.32)$$

звідки знаходимо напругу між базою та емітером

$$U_{\text{БЕ}} = U_{\text{вх}} - I_E R_E. \quad (6.33)$$

З формули (6.33) випливає, що вихідна напруга $U_{\text{вих}} = I_E R_E$ майже цілком віднімається від вхідної $U_{\text{вх}}$, тобто R_E здійснює послідовний від'ємний ЗЗ, через що підвищується вхідний опір.

Знайдемо співвідношення між $U_{\text{вх}}$ та $U_{\text{вих}}$, для чого визначимо $U_{\text{БЕ}}$ та $U_{\text{вих}}$ через струм бази I_B :

$$U_{\text{БЕ}} = I_B h_{11E}, \quad (6.34)$$

де $h_{11E} = \frac{dU_{\text{БЕ}}}{dI_B}$ – вхідний опір транзистора зі спільним емітером.

Підставляючи (6.34) у (6.32), одержуємо

$$U_{\text{вх}} = I_B h_{11E} + I_E R_E, \quad (6.35)$$

При $R_E \gg h_{11E}$, що завжди здійснюється вибором опору R_E , та з урахуванням співвідношення $I_B \ll I_E$ з формули (6.35) одержуємо

$$I_B h_{11E} \ll I_E R_E. \quad (6.36)$$

Оскільки $I_E R_E = U_{\text{вих}}$, то з формул (6.35) та (6.36) знаходимо:

$$U_{\text{вих}} \approx U_{\text{вх}}, \quad (6.37)$$

тобто вихідна напруга емітерного повторювача практично дорівнює вхідній.

Визначимо вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_B}. \quad (6.38)$$

З урахуванням (6.37) вираз (6.38) перепишеться як

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вих}}}{I_B}. \quad (6.39)$$

Струм бази у $(\beta + 1)$ разів менше за струм емітера

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1}, \quad (6.40)$$

де $\beta \gg 1$ – коефіцієнт передавання струму бази.

Підставляючи співвідношення $U_{\text{вих}} = I_E R_E$ та (6.40) у формулу (6.39), одержуємо

$$R_{\text{вх}} = (\beta + 1) R_E \approx \beta R_E, \quad (6.41)$$

тобто вхідний опір емітерного повторювача у β разів більше опору в колі емітера.

Таким чином, емітерний повторювач є трансформатором опорів – вхідний опір $R_{\text{вх}}$ набагато більше за опір R_E в емітерному колі.

Цей висновок разом з формулою (6.41) цілком справедливий для будь-якого транзисторного каскаду з опором R_E у колі емітера.

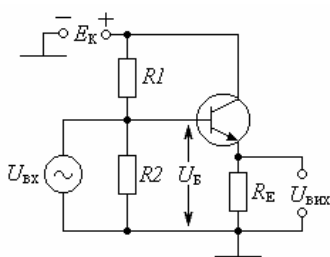


Рис. 6.6. Принципова схема емітерного повторювача

Принципова схема емітерного повторювача наведена на рис. 6.6. Вона відрізняється від схеми (рис. 6.5) лише тим, що тут розкрито живлення кола бази через подільник напруги R_1, R_2 .

Цей подільник призначений забезпечити напругу живлення бази

$$U_B \approx E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.42)$$

У свою чергу напруга U_B визначається співвідношенням

$$U_B > U_{BE} + 2U_{\text{мвих}} \quad (6.43)$$

або

$$U_B > 0,7 + 2U_{\text{мвих}}. \quad (6.44)$$

Розрахунок кола живлення бази слід починати з визначення опору резистора R_1 . Опір R_1 має бути таким, щоб міг пропустити і струм бази, і струм резистора R_2 . Приймаючи рівність цих струмів, знаходимо

$$R_1 = \frac{E_K - U_B}{2I_B}. \quad (6.45)$$

Тут I_B та U_B визначаються у відповідності з формулами (6.40) та (6.44).

Таким чином, опори R_1 та R_2 не можуть бути скільки завгодно великими. Саме цим наявність резисторів R_1 та R_2 зменшує вхідний опір повторювача, який становить

$$R_{\text{вх}} = \beta R_E \parallel R_1 \parallel R_2. \quad (6.46)$$

Зменшення $R_{\text{вх}}$ резисторами R_1 та R_2 є суттєвим недоліком емітерного повторювача. Цей недолік значно менше відбивається в повторювачах на польових транзисторах (витікові повторювачі).

6.4.2. Витікові повторювачі

Схема *витікового повторювача* наведена на рис. 6.7.

Знайдемо співвідношення між $U_{\text{вих}}$ та $U_{\text{вх}}$.

За законом Кірхгофа, враховуючи тільки сигнальні напруги та струми, маємо

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{ЗВ}} + U_{\text{вих}}. \quad (6.47)$$

У свою чергу вихідна напруга

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{В}} R_{\text{В}} = S U_{\text{ЗВ}} R_{\text{В}}, \quad (6.48)$$

де $S = \frac{dI_{\text{С}}}{dU_{\text{ЗВ}}}$ – крутість ВАХ прямого

передавання.

Вибором опору $R_{\text{В}}$ можна виконати умову

$$S U_{\text{ЗВ}} R_{\text{В}} \gg U_{\text{ЗВ}}. \quad (6.49)$$

Тоді на підставі (6.48) та (6.49) можна знехтувати $U_{\text{ЗВ}}$ у формулі (6.47) і дійти висновку, що

$$U_{\text{вих}} \approx U_{\text{вх}} \quad (6.50)$$

Отже вихідна напруга витікового повторювача близька до вхідної, тобто повторює її. При цьому $U_{\text{вих}}$ ніколи не може перевищувати $U_{\text{вх}}$, бо від'ємний ЗЗ при зростанні $U_{\text{вх}}$ зменшує напругу між заслоном та витіком:

$$U_{\text{ЗВ}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}}. \quad (6.51)$$

Знайдемо вхідний опір витікового повторювача:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}. \quad (6.52)$$

Вхідним струмом $I_{\text{вх}}$ є струм заслону $I_{\text{З}}$, який практично наближається до нуля, зумовлюючи високий вхідний опір $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$.

Через те, що вхідний опір польових транзисторів дуже великий, опір резисторів у колі живлення заслону (рис. 6.8) може бути набагато більше, ніж в емітерному повторювачі.

Вхідним опором витікового повторювача на ПТ з керуємим переходом (рис. 6.8,а) є R_3 , а на ПТ з ізольованим заслоном (рис. 6.8,б) вхідний опір становить

$$R_{\text{вх}} = R_1 \parallel R_2. \quad (6.53)$$

Опори резисторів R_3 та R_1 і R_2 можуть бути відносно великими і досягати кількох мегом, через що вхідний опір витікового повторювача в цілому

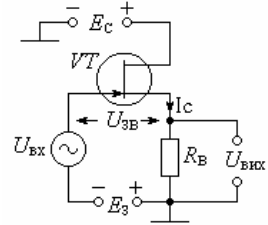


Рис. 6.7. Витіковий повторювач

набагато більший за емітерний. У цьому значна перевага витікових повторювачів.

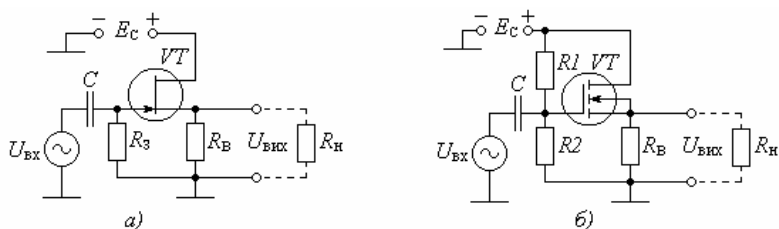


Рис. 6.8. Принципові схеми витікових повторювачів на ПТ

6.4.3. Термостабілізовані підсилювачі на БТ

Для здійснення термостабілізації підсилювача треба застабілізувати місцеположення робочої точки PT_1 (рис. 6.9), тобто зберегти струм колектора I_K при змінній температурі.

На рис. 6.9 наведена діаграма роботи вихідного кола підсилювача на БТ при даній температурі T_1 та при підвищеній температурі $T_2 > T_1$.

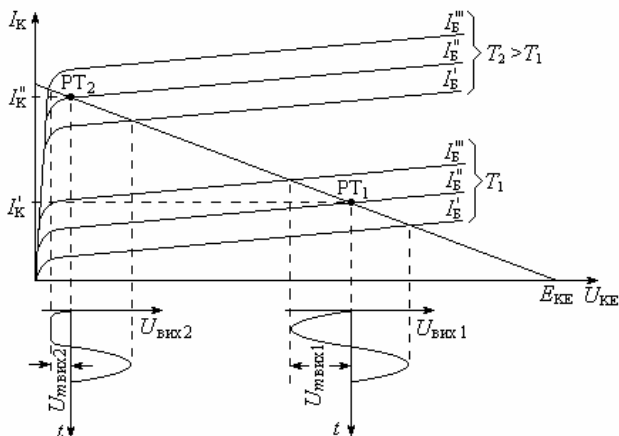


Рис. 6.9. Зміщення робочої точки через підвищення температури

З цього рисунку видно, що зростання температури збільшує колекторний струм від I_K' до I_K'' і саме тим зміщує робочу точку від місцеположення PT_1 до PT_2 . При цьому можливий перехід з активного режиму в режим насичення, в якому виникають значні нелінійні спотворення: $U_{m\text{вих}2} \neq U_{m\text{вих}1}$.

Для запобігання згаданого недоліку необхідно зберегти місцезнаходження робочої точки PT_1 , що досягається стабілізацією струму колектора I_K від'ємним зворотним зв'язком.

Найбільшого розповсюдження знайшла схема підсилювача з емітерною стабілізацією режиму живлення транзистора (рис. 6.10).

Ця стабілізація здійснюється від'ємним зворотним зв'язком, елементом якого є резистор R_E в емітерному колі.

Підсилювач з емітерною стабілізацією працює наступним чином.

Струм емітера I_E створює на резисторі R_E падіння напруги $I_E R_E$, яке прикладається до емітерного переходу в зворотному напрямі. При збільшенні температури зростає I_K , який майже дорівнює струму емітера I_E , через що підвищується падіння напруги $I_E R_E$. Воно, підзакриваючи транзистор, перешкоджає зростанню струму колектора I_K , зберігаючи місцезнаходження робочої точки PT_1 .

Так здійснюється термостабілізація режиму підсилювача.

Слід мати на увазі те, що резистор R_E здійснює від'ємний зворотний зв'язок не тільки для живлення, а й для сигналу, зменшуючи саме тим коефіцієнт підсилення.

Для усунення цього недоліку резистор R_E шунтують конденсатором C_E великої ємності. Конденсатор C_E є нескінченно великим опором для постійного струму і малим опором – для змінного струму. Тому зворотного зв'язку для сигналу практично немає, а для живлення транзистора є.

Так здійснюється термостабілізація режиму живлення без зменшення коефіцієнта підсилення.

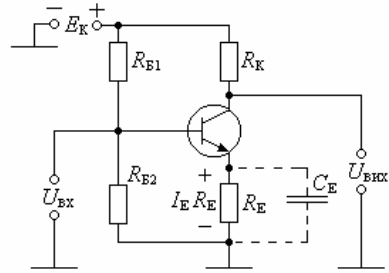


Рис. 6.10. Підсилювач з емітерною стабілізацією режиму живлення

6.4.4. Термостабілізовані підсилювачі на ПТ

Термостабілізацію підсилювачів на польових транзисторах здійснюють застосуванням від'ємного зворотного зв'язку через включення резистора R_B в коло витоку (рис. 6.11).

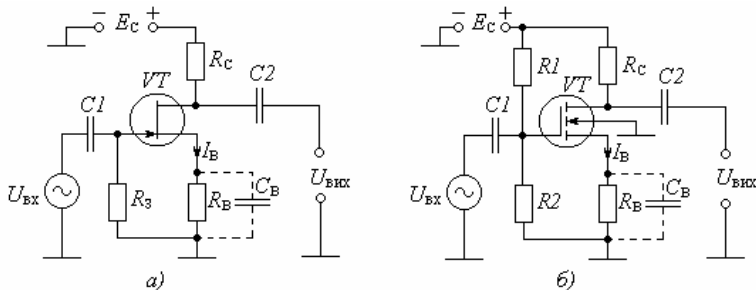


Рис. 6.11. Підсилювачі з витоковою стабілізацією режиму живлення

У підсилювачі на ПТ з керуючим переходом (рис. 6.11,*а*) заслін живиться падінням напруги $I_B R_B$, яка є зворотною для p -переходу в колі заслону. Таку подачу напруги до заслону називають *автоматичним зміщенням*. Автоматичне зміщення $I_B R_B$ є до того ж напругою від'ємного ЗЗ. Отже, напруга між заслоном та витокком становить

$$U_{ЗВ} = -I_B R_B. \quad (6.54)$$

У підсилювачі на МОН-транзисторі (рис. 6.11,*б*) заслін живиться вихідною напругою подільника на резисторах R_1, R_2 . Від цієї напруги віднімається падіння $I_B R_B$, здійснюючи від'ємний ЗЗ. Тому напруга між заслоном та витокком становить

$$U_{ЗВ} = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B R_B. \quad (6.55)$$

Термостабілізація здійснюється наступним чином.

З підвищенням температури зростає струм стоку $I_C = I_B$. Тоді збільшується падіння $I_B R_B$, яке зменшує напругу заслону $U_{ЗВ}$, перешкоджаючи зростанню струму I_C . Так зберігається місцезнаходження робочої точки.

Щодо конденсатора C_B , то він, як і в підсилювачі на БТ, запобігає зменшенню коефіцієнта підсилення.

6.5. Розширення смуги частот рівномірного підсилення

Через наявність реактивностей в підсилювачі з підвищенням частоти зменшується коефіцієнт підсилення, внаслідок чого смуга частот $\Delta\omega$ рівномірного підсилення є обмеженою (рис. 6.12).

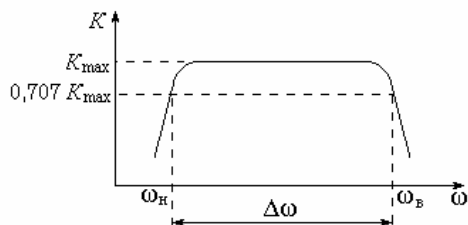


Рис. 6.12. АЧХ підсилювача

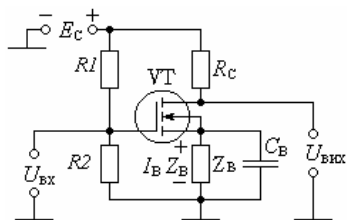


Рис. 6.13. Підсилювач з частотозалежним від'ємним ЗЗ

Застосування від'ємного частотозалежного ЗЗ дає можливість розширити смугу частот рівномірного підсилення. Варіант такого технічного рішення наведений на рис. 6.13. Тут частотозалежність створюється конденсатором C_B певної ємності, завдяки чому опір елемента ЗЗ становить

$$|Z_B| = \frac{\frac{1}{\omega C_B} R_B}{\frac{1}{\omega C_B} + R_B} = \frac{R_B}{1 + \omega C_B R_B}. \quad (6.56)$$

Вибором ємності C_B та опору R_B можна на низьких частотах $\omega > \omega_B$ забезпечити виконання умови

$$\omega C_B R_B \ll 1, \quad (6.57)$$

через що опір елемента ЗЗ становить $|Z_B| = R_B$.

З підвищенням частоти $\omega > \omega_B$ коефіцієнт підсилення K зменшується (без конденсатора C_B). За наявності ж конденсатора C_B з підвищенням частоти $\omega > \omega_B$ зменшується опір $\frac{1}{\omega C_B}$, через що опір елемента зворотного зв'язку $|Z_B|$ також зменшується. Тому напруга між заслоном та витокком

$$U_{ЗВ} = U_{вх} - I_B Z_B \quad (6.58)$$

дещо зростає через зменшення падіння $I_B Z_B$.

Таким чином, з підвищенням частоти $\omega > \omega_B$ коефіцієнт підсилення K має зменшуватись через частотні властивості транзистора (рис. 6.14, графік 1), а з іншого боку, він має збільшуватись через зростання $U_{ЗВ}$ внаслідок зменшення глибини ЗЗ.

Результатом є певне підвищення частоти до $\omega_{ЗЗ}$ без зменшення коефіцієнта підсилення K (рис. 6.14, графік 2).

Отже частотозалежний від'ємний зворотний зв'язок розширює смугу частот $\Delta\omega_{ЗЗ} > \Delta\omega$ рівномірного підсилення.

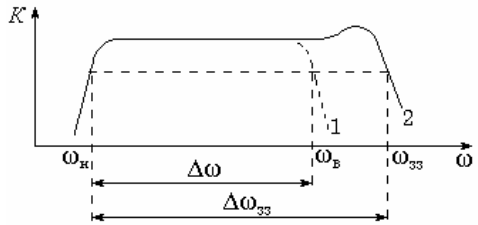


Рис. 6.14. АЧХ підсилювача:
1 – без зворотного зв'язку
2 – зі зворотним зв'язком

6.6. Підвищення вхідного опору каскада

Підвищення вхідного опору каскаду забезпечує менше навантаження джерела сигналу і саме тим підвищує коефіцієнт підсилення потужності через збільшення коефіцієнта передавання струму.

Підвищити вхідний опір каскаду можна, якщо замість резистора R_E в емітерному колі (див. рис. 6.5) включити транзистор (рис. 6.15). Тоді одержимо так званий *складений транзистор*, який відомий під назвою “схема Дарлінгтона”. У цій схемі в емітер $VT1$ включена база $VT2$.

Знайдемо вхідний опір емітерного повторювача за схемою Дарлінгтона. Струми емітера I_E та бази I_B транзистора зв'язані співвідношенням

$$I_E = (1 + h_{21E}) I_B, \quad (6.59)$$

де $h_{21E} = \beta$ – коефіцієнт передавання струму в схемі з СЕ.

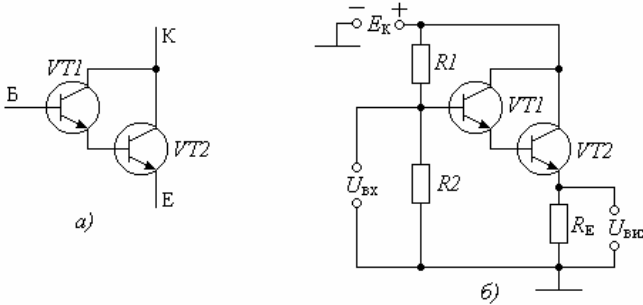


Рис. 6.15. Складений транзистор (а) та емітерний повторювач на ньому (б)

Зважаючи на те, що $h_{21E} \gg 1$, знайдемо на підставі (6.59) струми емітерів $VT1$ та $VT2$:

$$I_{E1} = h_{21E1} I_{B1}, \quad (6.60)$$

$$I_{E2} = h_{21E2} I_{B2}. \quad (6.61)$$

Оскільки I_{E1} та I_{B2} – це один і саме той струм, то з формул (6.60) та (6.61) маємо

$$I_{E2} = h_{21E1} h_{21E2} I_{B1}, \quad (6.62)$$

звідки

$$I_{B1} = \frac{I_{E2}}{h_{21E1} h_{21E2}}. \quad (6.63)$$

Підставляючи в (6.63) $h_{21E1} = \beta_1$ та $h_{21E2} = \beta_2$, одержуємо

$$I_{B1} = \frac{I_{E2}}{\beta_1 \beta_2}. \quad (6.64)$$

Якщо транзистори ідентичні, то формула (6.64) набуває виду

$$I_{B1} = \frac{I_{E2}}{\beta^2}, \quad (6.65)$$

тобто складений транзистор у $\beta \gg 1$ разів менше навантажує джерело сигналу.

Тоді вхідний опір складеного транзистора також у $\beta \gg 1$ разів більше ніж повторювача на одному транзисторі:

$$R_{\text{вх}} = \beta^2 R_E. \quad (6.66)$$

Це дає можливість підвищити опір резисторів R_1 та R_2 у $\beta \gg 1$ разів.

Так складений транзистор підвищує вхідний опір каскадів.

Сьогодні промисловістю випускаються складені транзистори, кількість окремих транзисторів у яких досягає п'яти. Такі складені транзистори носять назву *транзисторів супербета* і мають коефіцієнт підсилення струму бази до 25000.

6.7. Каскади з додатним зворотним зв'язком (автогенератори)

6.7.1. Структурна схема автогенератора

Будь-який *автогенератор*, незалежно від його схеми та призначення, є нелінійним пристроєм, який перетворює енергію живлення в енергію коливань.

Автогенератор, структурна схема якого наведена на рис. 6.16, містить підсилювач П, який охоплений зворотним зв'язком В.

Зіставляючи схему автогенератора (рис. 6.16) зі схемою підсилювача (рис. 6.1), бачимо, що автогенератор відрізняється від підсилювача лише тим, що не має зовнішнього входу і тому є двополюсником, тобто має тільки вихід, до якого підключене навантаження Н.

Якщо в підсилювачі на вхід потрапляє вхідна напруга U_c від джерела сигналу, то в автогенераторі фізичного входу немає і на умовний вхід $U_{вх}$ подається сигнал, який виробляє елемент зворотного зв'язку В.

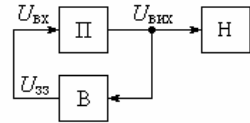


Рис. 6.16. Структурна схема автогенератора

6.7.2. Умови самозбудження автогенератора

Умовами самозбудження автогенератора є *баланс фаз та баланс амплітуд (або потужностей)*.

Визначимо ці умови.

Коефіцієнт підсилення для автогенератора (рис. 6.16) можна визначити, як відношення вихідного сигналу $U_{вих}$ до вхідного $U_{вх}$ на умовному вході:

$$K_{зз} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}. \quad (6.67)$$

Оскільки на початку самозбудження вхідного сигналу немає, а вихідний є ($U_{вх} = 0$; $U_{вих} > 0$), то на підставі (6.67) приходимо до висновку, що для самозбудження автогенератора коефіцієнт підсилення має бути нескінченним

$$K_{зз} \rightarrow \infty. \quad (6.68)$$

Для нескінченного підсилення зворотний зв'язок має бути додатним, тобто фази напруг $U_{вх}$ та $U_{зз}$ (рис. 6.16) мають збігатися. Тоді нескінченність

коефіцієнта передавання (6.68) здійснюється петльовим підсиленням, а саме: вихідний сигнал $U_{\text{вих}}$, який виникає через флуктуації вихідної напруги, потрапляє через елемент ЗЗ до умовного входу і підсилюється в каналі П. Потім підсилений сигнал $U_{\text{вих}}$ знову прямує до входу, де додається до $U_{\text{вх}}$, і знову підсилюється і т.д.

Щоб здійснювалось таке багатократне підсилення, набіг (змінення) фази в петлі “П–ЗЗ” має бути або відсутнім, або дорівнювати цілому числу періодів ($0^\circ; 360^\circ; 720^\circ; \dots$):

$$\Delta\varphi = 2\pi n, \quad (6.69)$$

де $n = 0; 1; 2; \dots$ – будь-яке ціле позитивне число.

Умова (6.69) є *балансом фаз*, фізичний зміст якого полягає в тому, щоб сигнал за кожне проходження петлі “П–ЗЗ” змінював би свою фазу (6.69) на *ціле* число n періодів.

Щодо *балансу амплітуд*, то його можна визначити з формули (6.3), з якої видно, що самозбудження (6.68) виконується при $1 - BK = 0$, звідки одержуємо умову балансу амплітуд (або потужностей):

$$BK = 1. \quad (6.70)$$

Фізичний зміст балансу амплітуд полягає в тому, що петльове підсилення BK має бути таким, щоб компенсувати втрати енергії в петлі “П–ЗЗ”.

Якщо баланс фаз забезпечується полярністю включення чотириполюсника ЗЗ, то баланс амплітуд (6.70) підтримується автоматично, а саме: на початку самозбудження коефіцієнт передавання K підсилювача П значний. Зі зростанням вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ зміщується робоча точка підсилювача П у бік зменшення K так, щоб виконувалась умова (6.70). Це пояснюється хоча б тим, що $U_{\text{вих}}$ не може перевищувати напругу живлення. Підтримання балансу амплітуд (6.70) здійснюється автоматично в кожному автогенераторі своїм чином і розглядатиметься нижче для конкретної схеми автогенератора.

6.7.3. Автогенератори гармонічних коливань

Однією з найпростіших схем автогенераторів є *треточкова* схема з *індуктивним* зворотним зв'язком (*схема Харплі*), яка наведена на рис. 6.17.

Треточковою називається тому, що коливальний контур LC підключений до транзистора VT трьома точками: безпосередньо до колектора, через конденсатор CI до емітера і через джерело E_K до бази.

Автогенератор працює наступним чином.

Напруга зворотного зв'язку $U_{ЗЗ}$ знімається з частки коливального контуру LC і через розділювальний конденсатор CI передається до емітера. Транзистор VT включений зі спільною базою. Тому фази $U_{ЗЗ}$ та $U_{\text{вих}}$ збігаються, що зумовлює додатний зворотний зв'язок. Так виконується умова балансу фаз.

Самозбудження починається з кидка струму колектора I_K при включенні напруг E_K та E_E . Кидок струму I_K викликає в контурі LC вільні коливання. Вони виявляються в тому, що вихідна напруга колектора $U_{вих}$, залишаючись завжди позитивною, одного напівперіоду зростає, а другого – зменшується. Для підтримки цих коливань транзистор VT має відкриватися й закриватися в такт з ними, а саме: зменшення $U_{вих}$ має відкривати транзистор, а збільшення – закривати.

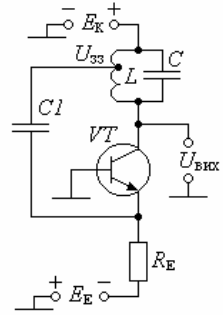


Рис. 6.17. Автогенератор з індуктивним ЗЗ

Це здійснюється наступним чином.

Якщо в даний напівперіод напруга $U_{вих}$ зросла, то збільшилась також напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$. Її збільшення передається через $C1$ до емітера, закриваючи транзистор. Струм I_K зменшується, падіння напруги на опорі Z контуру LC також зменшується і вихідна напруга

$$U_{вих} = E_K - I_K Z \tag{6.71}$$

зростає.

Через напівперіод $U_{вих}$ зменшиться. Напруга $U_{зз}$, як частка $U_{вих}$, також зменшиться. Це зменшення через $C1$ відкриває транзистор. Струм I_K зростає, збільшуючи $I_K Z$, через що $U_{вих}$ додатково зменшиться.

Так здійснюється додатний ЗЗ, забезпечуючи самозбудження автогенератора.

Генератор працює на резонансній частоті коливального контуру

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{6.72}$$

Щодо балансу амплітуд, то він виконується автоматично, що пояснюється діаграмою роботи автогенератора (рис. 6.18).

Тут наведені пряма ВАХ емітерного переходу $I_B(U_{BE})$ і напруга між базою та емітером $u_B(t)$.

Баланс амплітуд виконується, завдяки режиму C наступним чином.

З початком самозбудження автогенератора виникає змінна напруга між базою та емітером $u_B(t)$. Амплітуди позитивних її напівхвиль заходять у пряму область ВАХ емітерного переходу $I_B(U_{BE})$ і викликають появу струму бази I_B (показано дрібним пунктиром), через що виникає струм емітера

$$I_E = (\beta + 1)I_B \tag{6.73}$$

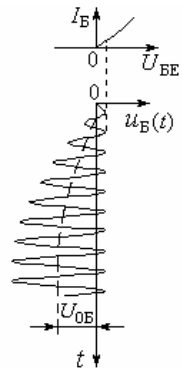


Рис. 6.18. Діаграма роботи автогенератора

Струмом I_E заряджаються реактивності в колі емітерного переходу, наприклад, конденсатор $C1$ (див. рис. 6.17).

Наслідком цього заряду є забезпечення режиму C , у якому ККД великий. Через заряд конденсатора $C1$ виникає напруга зміщення емітерного переходу $U_{об}$, яка дорівнює приблизно пів амплітуди $u_B(t)$ (рис. 6.18) і є закриваючою для транзистора. Тому транзистор більший час закритий і відкривається, тобто з'являється струм I_E (6.73), тільки при дії амплітуд позитивних напівхвиль $u_B(t)$. Так здійснюється режим C .

Баланс амплітуд $BK = 1$ підтримується автоматично наступним чином.

Якщо через зростання $u_B(t)$ починає виконуватися умова, $BK > 1$, то збільшується напруга зміщення $U_{об}$, яка додатково закриває транзистор. Струм I_B , а за ним і струм I_E зменшуються, через що зменшується петльове підсилення до $BK = 1$.

Коли ж через зменшення $u_B(t)$, відбувається умова $BK < 1$ то зменшується напруга зміщення $U_{об}$, через що додатково відкривається транзистор. Струм I_B , а за ним і струм I_E зростають, через що збільшується петльове підсилення до $BK = 1$.

Так автоматично підтримується баланс амплітуд $BK = 1$.

Недоліком схеми Хартлі (рис. 6.17) є відгалуження в котушці L , що ускладнює пристрій, бо для змінення глибини ЗЗ необхідно перемотувати котушку.

Цей недолік усунений в схемі з *емнісним* ЗЗ (схемі Колпітца), в якій $U_{ЗЗ}$ знімається з емнісного подільника напруги $C1, C2$ (рис. 6.19).

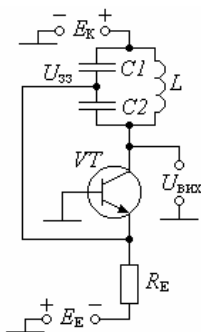


Рис. 6.19. Автогенератор з емнісним ЗЗ

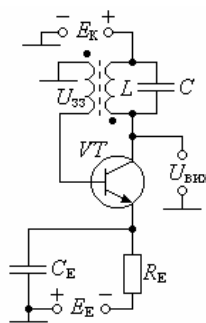


Рис. 6.20. Автогенератор з трансформаторним ЗЗ

Схема Колпітца діє також як і схема Хартлі з тією різницею, що емність контуру становить

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (6.74)$$

Глибина ЗЗ забезпечується вибором ємностей $C1$ та $C2$.

Обидві розглянуті схеми (рис. 6.17) та (рис. 6.19) мають той недолік, що коло ЗЗ відбирає значну потужність від контуру LC , бо напруга $U_{ЗЗ}$ прямує до емітера, струм якого найбільший.

Цей недолік усунений в схемі з *трансформаторним ЗЗ* (схемі *Майсснера*), в якій $U_{зз}$ подається до бази, струм якої найменший (рис. 6.20). Тому від контуру *LC* коло ЗЗ відбирає найменшу потужність з усіх трьох розглянутих схем, через що підвищується стабільність частоти.

6.7.4. Мультивібратори

Мультивібратори призначені для генерування імпульсів прямокутної форми (рис. 6.21).

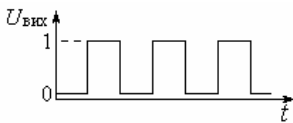


Рис. 6.21. Імпульси прямокутної форми

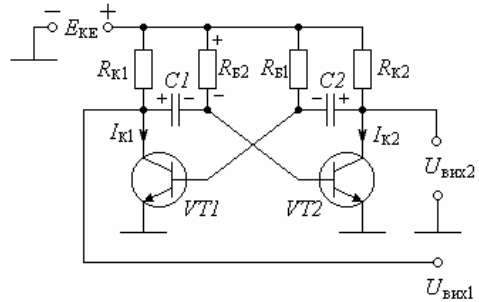


Рис. 6.22. Симетричний мультивібратор

Мультивібратори можуть виконуватись, як на дискретних компонентах, так і на мікросхемах.

Схема симетричного мультивібратора на дискретних компонентах наведена на рис. 6.22. Мультивібратором є два ключі на *VT1* та *VT2*, вихід кожного з яких з'єднаний із входом іншого. Симетричним він є тому, що всі параметри однойменних елементів ідентичні.

Мультивібратор генерує прямокутні імпульси наступним чином.

При включенні напруги живлення $E_{КЕ}$ транзистори *VT1* та *VT2* через симетричність відкриті однаково, тобто $I_{К1} = I_{К2}$, через що

$$U_{\text{вих1}} = U_{\text{вих2}} = \frac{E_{КЕ}}{2}. \quad (6.75)$$

При цьому конденсатори *C1* та *C2* заряджені до тієї полярності, що позначена на рисунку.

Умова (6.75) є станом нестійкої рівноваги, тобто вона не може продовжуватись тривалий час. Обов'язково один із транзисторів *VT1* або *VT2* відкриється до насичення, а інший закриється до відсікання. Це здійснюється завдяки *шумам*, без яких самозбуждення будь-якого автогенератора було б взагалі неможливим.

Отже, нехай наявність шуму зменшило миттєву напругу $U_{\text{вих1}}$. Це зменшення через конденсатор *C1* передається базі транзистора *VT2*, додатково запираючи його, тобто зменшуючи його колекторний струм $I_{К2}$. Через це вихідна напруга

$$U_{\text{вих2}} = E_{КЕ} - I_{К2}R_{К2} \quad (6.76)$$

збільшується.

Це збільшення через конденсатор $C2$ передається базі транзистора $VT1$, додатково відпираючи його, тобто збільшуючи його колекторний струм I_{K1} . Через це вихідна напруга

$$U_{\text{вих1}} = E_{\text{КЕ}} - I_{\text{К1}}R_{\text{К1}} \quad (6.77)$$

додатково зменшується.

Зменшення $U_{\text{вих1}}$ знову через $C1$ передається базі транзистора $VT2$ і т.д., доки $VT2$ повністю закриється

$$I_{\text{К2}} = 0, \quad (6.78)$$

а $VT1$ повністю відкриється:

$$I_{\text{К1}} = \frac{E_{\text{КЕ}}}{R_{\text{К1}}}. \quad (6.79)$$

Підставляючи (6.78) в (6.76) та (6.79) в (6.77), переконуємося в тому, що на момент t_1 (рис. 6.23) вихідні напруги становлять

$$U_{\text{вих1}} = 0; \quad U_{\text{вих2}} = E_{\text{КЕ}}. \quad (6.80)$$

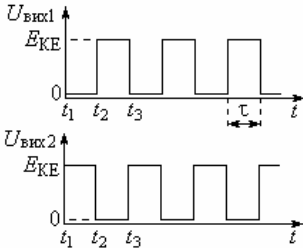


Рис. 6.23. Часова діаграма роботи симетричного мультивібратора

Цей стан також не може бути тривалим. Як тільки транзистор $VT1$ відкриється, починається розрядження конденсатора $C1$ по колу: ліва пластина $C1$ – “колектор-емітер” $VT1$ – корпус – джерело $E_{\text{КЕ}}$ – резистор $R_{\text{Б2}}$ – права пластина $C1$.

Струм розряду $C1$ створює на резисторі $R_{\text{Б2}}$ падіння напруги (полярність позначена праворуч $R_{\text{Б2}}$), яка закриває транзистор $VT2$. Тому стан (6.80) зберігається лише до моменту t_2 , коли конденсатор $C1$ повністю розрядиться.

Як тільки $C1$ розрядиться, зникає напруга, яка закривала транзистор $VT2$. Тому напругою живлення $+E_{\text{КЕ}}$, яка подається через $R_{\text{Б2}}$ до бази транзистора $VT2$, він відкривається (момент t_2).

З відкриванням $VT2$ починається розрядження конденсатора $C2$ по колу: права пластина $C2$ – “колектор-емітер” $VT2$ – корпус – джерело $E_{\text{КЕ}}$ – резистор $R_{\text{Б1}}$ – ліва пластина $C2$.

Струм розряду $C2$ створює на резисторі $R_{\text{Б1}}$ падіння напруги, яка запирає транзистор $VT1$. Тому в момент t_2 транзистор $VT1$ закривається. Стан виходів становить

$$U_{\text{вих1}} = E_{\text{КЕ}}; \quad U_{\text{вих2}} = 0. \quad (6.81)$$

Цей стан протримається до моменту t_3 , коли знову відкриється $VT1$ і закриється $VT2$ і т.д.

Так симетричний мультивібратор виробляє прямокутні імпульси, тривалість яких становить

$$\tau = R_{\text{Б}}C \ln 2 = 0,7 R_{\text{Б}}C. \quad (6.82)$$

З співвідношення (6.82) видно, що змінюючи здобуток $R_B C$, можна регулювати частоту проходження імпульсів мультівібратора. Чим більші R_B та C , тим нижче частота.

Слід мати на увазі, що опір R_B не може бути малим і визначається наступним співвідношенням:

$$R_B > \beta R_K. \quad (6.83)$$

Якщо $R_B < \beta R_K$, то є небезпека жорсткого режиму самозбудження, коли обидва транзистори $VT1$ та $VT2$ зайдуть у насичення і залишатимуться одночасно відкритими. Потужності шумів, з яких починається самозбудження, не вистачить для закривання транзисторів і мультівібратор буде стояти з обома відкритими транзисторами. Щоб його запустити, треба короткочасно закрити один із транзисторів подачею на його базу імпульсу, що запирає транзистор, або короткочасно закоротити базу на корпус.

Щодо мультівібраторів на інтегральних мікросхемах, то вони розглядатимуться нижче після вивчення операційних підсилювачів.

6.8. Стійкість підсилювачів з від'ємним зворотним зв'язком

Тут під стійкістю розуміємо неможливість довільного перетворення підсилювача на автогенератор, тобто неможливість самозбудження підсилювача.

З формули (6.3) видно, що при від'ємному зворотному зв'язку ($BK < 0$) коефіцієнт підсилення $K_{зз}$ ніколи не перетворюється в нескінченність, тобто підсилювач не може самозбудитись. Це можливо лише тоді, коли петля ЗЗ не містить реактивностей (ємностей та індуктивностей), але такого практично не буває. Обов'язково є конденсатори й котушки фільтрів, розподільні конденсатори тощо.

Саме ж головне полягає в тому, що вхідне й вихідне кола підсилювача зв'язуються між собою через паразитні реактивності, через що не тільки глибина ЗЗ, а навіть його вид стають *частотозалежними*:

$$K_{зз}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 - B(\omega)K(\omega)}. \quad (6.84)$$

Оскільки від частоти ω залежить знак петльового підсилення $B(\omega)K(\omega)$, то завжди існує така частота ω_3 , для якої виконується умова

$$B(\omega_3)K(\omega_3) = 1. \quad (6.85)$$

Саме на цій частоті ЗЗ стає додатним і підсилювач самозбуджується.

З формули (6.85) випливає, що при скільки завгодно малому $B(\omega_3)$ існує таке підсилення $K(\omega_3)$, при якому виконується умова самозбудження.

Таким чином, при необмеженому підвищенні коефіцієнта підсилення $K(\omega_3)$ підсилювач обов'язково самозбуджується.

Звідси заходами боротьби з самозбудженням є обмеження коефіцієнта підсилення і смуги частот.

Контрольні питання

- 6.1. Поясніть суть додатного та від'ємного зворотного зв'язку (ЗЗ).
- 6.2. Наведіть структурні схеми підсилювачів з ЗЗ за напругою та струмом.
- 6.3. Наведіть принципові схеми емітерного та витікового повторювачів і дайте пояснення щодо їхнього вхідного опору.
- 6.4. Наведіть принципову схему повторювача на складеному транзисторі і дайте пояснення щодо його вхідного опору.
- 6.5. Наведіть принципову схему підсилювача з емітерною термостабілізацією і поясніть вплив від'ємного ЗЗ на температурну стабільність.
- 6.6. Наведіть принципову схему підсилювача з витіковою термостабілізацією і поясніть вплив від'ємного ЗЗ на температурну стабільність.
- 6.7. Поясніть вплив від'ємного ЗЗ на завадостійкість підсилювача.
- 6.8. Поясніть вплив від'ємного ЗЗ на нелінійні спотворення сигналу.
- 6.9. Поясніть вплив частотозалежного від'ємного ЗЗ на смугу частот.
- 6.10. Поясніть суть балансу фаз та балансу амплітуд.
- 6.11. Наведіть принципову схему автогенератора гармонічних коливань.
- 6.12. Наведіть схему симетричного мультивібратора.

Рекомендована література

- 6.1. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: у 2-х ч.: навчальний посібник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко – Одеса: ОНАЗ ім. О.С.Попова, 2004, Ч.1. – С. 114 – 135.
- 6.2. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: учебное пособие для вузов / Г.С. Остапенко – М.: Радио и связь, 1989. – С. 49 – 102.
- 6.3. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справоч. руководство / У. Титце, К. Шенк. – М.: Мир, 1982. – С. 294 – 297.
- 6.4. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл – М.: Мир, 1983 – Т.1 – С. 154 – 157.